



	DIN IEC 62153-4-1 (VDE 0819-153-4-1)	
	Diese Norm ist zugleich eine VDE-Bestimmung im Sinne von VDE 0022. Sie ist nach Durchführung des vom VDE-Präsidium beschlossenen Genehmigungsverfahrens unter der oben angeführten Nummer in das VDE-Vorschriftenwerk aufgenommen und in der „etz Elektrotechnik + Automation“ bekannt gegeben worden.	
<p>ICS 33.120.10 Einsprüche bis 2010-03-31</p> <div style="text-align: center; border: 1px solid black; padding: 5px; width: fit-content; margin: 0 auto;">Entwurf</div> <p>Prüfverfahren für metallische Kommunikationskabel – Teil 4-1: Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Einführung in elektromagnetische (EMV) Messungen der Schirmwirkung (IEC 46/331/DTR:2009)</p> <p>Metallic communication cable test methods – Part 4-1: Electromagnetic compatibility (EMC) – Introduction to electromagnetic (EMC) screening measurements (IEC 46/331/DTR:2009)</p> <p>Anwendungswarnvermerk</p> <p>Dieser Norm-Entwurf mit Erscheinungsdatum 2010-01-18 wird der Öffentlichkeit zur Prüfung und Stellungnahme vorgelegt.</p> <p>Weil die beabsichtigte Norm von der vorliegenden Fassung abweichen kann, ist die Anwendung dieses Entwurfes besonders zu vereinbaren.</p> <p>Stellungnahmen werden erbeten</p> <ul style="list-style-type: none">– vorzugsweise als Datei per E-Mail an dke@vde.com in Form einer Tabelle. Die Vorlage dieser Tabelle kann im Internet unter www.dke.de/stellungnahme abgerufen werden– oder in Papierform an die DKE Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik im DIN und VDE, Stresemannallee 15, 60596 Frankfurt am Main. <p>Die Empfänger dieses Norm-Entwurfs werden gebeten, mit ihren Kommentaren jegliche relevante Patentrechte, die sie kennen, mitzuteilen und unterstützende Dokumentationen zur Verfügung zu stellen.</p> <p style="text-align: right;">Gesamtumfang 132 Seiten</p> <p style="text-align: center;">DKE Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik im DIN und VDE</p>		

Beginn der Gültigkeit

Diese Norm gilt ab ...

Inhalt

	Seite
1 Anwendungsbereich.....	8
2 Normative Verweisungen	8
3 Elektromagnetische Phänomene	8
4 Die wesentlichen Schirmparameter kurzer Kabel	10
4.1 Kopplungswiderstand Z_T	10
4.2 Kapazitive Kopplungsadmittanz Y_C	10
4.3 Speisung mit beliebigen Querschnitten	11
4.4 Umkehrbarkeit und Symmetrie.....	12
4.5 Bedingungen bei beliebiger Last.....	12
5 Lange Kabel – Gekoppelte Übertragungslinien	12
6 Kopplungswiderstand eines Außenleiters oder Schirms aus einem Geflecht mit Drähten.....	18
7 Prüfmöglichkeiten.....	24
7.1 Messung des Kopplungswiderstandes koaxialer Kabel.....	24
7.2 Messung des Kopplungswiderstandes von konfektionierten Kabeln	25
7.3 Messung des Kopplungswiderstandes von Steckern	25
7.4 Berechneter maximaler Schirmpegel.....	26
8 Vergleich der Frequenzantwort verschiedener triaxialer Prüfeinrichtungen zur Messung des Kopplungswiderstandes von Kabelschirmen	30
8.1 Einführung.....	30
8.2 Physikalische Grundlagen.....	30
8.2.1 Triaxiale Prüfeinrichtung	30
8.2.2 Kopplungsgleichungen.....	32
8.3 Simulationen.....	33
8.3.1 Allgemeines.....	33
8.3.2 Simulation der Standardverfahren und der vereinfachten Verfahren nach EN 50289-1-6, IEC 61196-1 (Verfahren 1 und 2) und IEC 62153-4-3 (Verfahren A)	34
8.3.3 Simulation der Verfahren mit doppeltem Kurzschluss	40
8.4 Schlussfolgerung.....	47
8.5 Referenzen.....	47
9 Grundlagen des geschirmten Messverfahrens zur Messung der Schirmdämpfung (IEC 62153-4-4).....	48
9.1 Einführung.....	48
9.2 Zielvorstellung	48

	Seite
9.3 Theorie des triaxialen Messverfahrens	49
9.4 Schirmdämpfung	54
9.5 Normalisierte Schirmdämpfung	55
9.6 Messergebnisse	56
9.7 Vergleich mit dem Absorberzangen-Messverfahren	58
9.8 Praktische Ausführung des Messaufbaus	59
9.9 Einfluss von Fehlanpassungen	60
9.10 Literatur	62
Anhang A (normativ) Liste der Symbole	64
Bild 1 – Einfallende (i), gestreute (s) und resultierende Gesamt elektromagnetische Felder (E_t , H_t) mit induziertem Oberflächenstrom und Oberflächen-Ladungsdichten J (A/m) und σ (C/m ²)	9
Bild 2 – Definition und Messung der Schirmparameter – Ein triaxialer Messaufbau	9
Bild 3 – Definition und Messung von Schirmparametern – Ersatzschaltbilder	11
Bild 4 – Die Summenfunktion $S\{l \cdot f\}$ der Kopplung am nahen (n) und am fernen (f) Ende	15
Bild 5 – Der Effekt der Summenfunktion	16
Bild 6 – Die Effekte von Z_T und Z_F auf die Kopplungsübertragungsfunktion T_n und T_f	17
Bild 7 – $l \cdot S$: der vollständige längenabhängige Faktor der Kopplungsfunktion T (siehe Tabelle 1)	18
Bild 8 – Kopplungswiderstand von typischen Kabeln	19
Bild 9 – Magnetische Kopplung im Geflecht	20
Bild 10 – Gemessener Kopplungswiderstand Z_T (Gleichstromwiderstand Z_T (d.c.) ist auf einen Wert von 10 mΩ/m gesetzt)	21
Bild 11 – Typische Z_T (Zeit) Sprungantwort eines overbraided und underbraided Einzelgeflechtes eines Koaxialkabels	22
Bild 12 – Z_T Ersatzschaltbilder eines Geflechtsschirms	23
Bild 13 – Beispiel der Visualisierung des maximal messbaren Signalpegels	26
Bild 14 – Triaxiale Prüfeinrichtung zur Messung des Kopplungswiderstands Z_T	30
Bild 15 – Ersatzschaltbild des Triaxialverfahrens	30
Bild 16 – Simulation des Frequenzverhaltens für verschiedene Faktoren von $v = Z_2/R_{2f}$ mit ϵ_{r1} = 2,3 (massiv PE), $\epsilon_{r2} = 1,0$; $n = 0,659$	35
Bild 17 – Simulation des Frequenzverhaltens für verschiedene Faktoren von $v = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 1,6$ (geschäumtes PE), $\epsilon_{r2} = 1,0$; $n = 0,791$	35
Bild 18 – Simulation des Frequenzverhaltens für verschiedene Faktoren von $v = Z_2/R_{2f}$ mit ϵ_{r1} = 1,3 (geschäumtes PE); $\epsilon_{r2} = 1,0$; $n = 0,877$	36
Bild 19 – Simulation des Frequenzverhaltens für verschiedene Faktoren von $v = Z_2/R_{2f}$ mit ϵ_{r1} = 5 (PVC); $\epsilon_{r2} = 1,0$; $n = 0,447$	36
Bild 20 – Simulation der 3 dB Grenzwellenlänge (L/λ_1) als Funktion des Faktors $n = \sqrt{\epsilon_{r2}}/\sqrt{\epsilon_{r1}}$ bei unterschiedlichen Faktoren $v = Z_2/R_{2f}$	37

— Entwurf —

E DIN IEC 62153-4-1 (VDE 0819-153-4-1):2010-01

Seite

Bild 21 – Interpolation der simulierten 3 dB Grenzwellenlänge (L/λ_1) als Funktion des Faktors $n = \sqrt{\epsilon_{r2}}/\sqrt{\epsilon_{r1}}$ für unterschiedliche Faktoren $v = Z_2/R_{2f}$	37
Bild 22 – 3 dB Produkt aus Länge × Grenzfrequenz als Funktion der Dielektrizitätskonstanten des inneren Kreises (Kabel) bei unterschiedlichen Faktoren $v = Z_2/R_{2f}$	38
Bild 23 – Messergebnis des normalisierten Spannungsabfalls eines Schirms mit einfachem Geflecht in der triaxialen Prüfeinrichtung für unterschiedliche Faktoren von $v = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 2,3$ (PE), $\epsilon_{r2} = 1,0$; $n = 0,659$, $Z_2 = 130 \Omega$, $L = 1$ m.....	39
Bild 24 – Messergebnis des normalisierten Spannungsabfalls eines Schirms mit einfachem Geflecht in der triaxialen Prüfeinrichtung für unterschiedliche Faktoren von $v = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 1,6$ (CELL-PE), $\epsilon_{r2} = 1,0$; $n = 0,791$, $Z_2 = 130 \Omega$, $L = 1$ m.....	39
Bild 25 – Triaxiale Prüfeinrichtung (Messrohr), Verfahren mit doppeltem Kurzschluss.....	40
Bild 26 – Simulation der Frequenzantwort für unterschiedliche Faktoren von $v = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 2,3$ (massiv PE), $\epsilon_{r2} = 1,0$, $n = 0,659$	41
Bild 27 – Simulation der Frequenzantwort für unterschiedliche Faktoren von $v = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 1,6$ (Cell-PE), $\epsilon_{r2} = 1,0$, $n = 0,791$	41
Bild 28 – Simulation der Frequenzantwort für unterschiedliche Faktoren von $v = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 1,3$ (CELL-PE), $\epsilon_{r2} = 1,0$, $n = 0,877$	42
Bild 29 – Simulation der Frequenzantwort für unterschiedliche Faktoren von $v = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 5$ (PVC), $\epsilon_{r2} = 1,0$, $n = 0,447$	42
Bild 30 – Interpolation der simulierten 3 dB Grenzwellenlänge (L/λ_1) als Funktion des Faktors $n = \sqrt{\epsilon_{r2}}/\sqrt{\epsilon_{r1}}$ für unterschiedliche Faktoren $v = Z_2/R_{2f}$	43
Bild 31 – 3 dB Produkt aus Länge × Grenzfrequenz als Funktion der Dielektrizitätskonstanten des inneren Kreises (Kabel) für unterschiedliche Faktoren $v = Z_2/R_{2f}$	44
Bild 32 – Simulation der Frequenzantwort für verschiedene Faktoren von $v = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 2,3$ (PE), $\epsilon_{r2} = 5$ (PVC), $n = 1,474$	45
Bild 33 – Interpolation der simulierten 3dB Grenzwellenlänge (L/λ_1) als Funktion des Faktors $n = \sqrt{\epsilon_{r2}}/\sqrt{\epsilon_{r1}}$ für $v = Z_2/R_{2f} \ll 1$	46
Bild 34 – 3 dB Produkt aus Länge × Grenzfrequenz als Funktion der Dielektrizitätskonstanten des inneren Kreises (Kabel) für unterschiedliche Faktoren $n = \sqrt{\epsilon_{r2}}/\sqrt{\epsilon_{r1}}$, $v = Z_2/R_{2f} \ll 1$	46
Bild 35 – Definition des Kopplungswiderstands.....	48
Bild 36 – Definition des Durchgriffsleitwerts.....	48
Bild 37 – Triaxialer Messaufbau für Schirmdämpfung.....	49
Bild 38 – Ersatzschaltbild der Stromkreise des triaxialen Messerfahrens.....	49
Bild 39 – Rechenbeispiel des Störspannungsverhältnisses für ein typisches Koaxialkabel mit Einfachgeflecht.....	51
Bild 40 – Gerechnete Perioden für $\epsilon_{r1} = 2,3$ und $\epsilon_{r2} = 1,1$	52
Bild 41 – gerechnetes Spannungsverhältnis, ausgegangen von:.....	53
Bild 43 – Ersatzschaltbild für ein elektrisch kurzes Stück der Länge Δl und vernachlässigter kapazitiver Kopplung.....	54

	Seite
Bild 44 – Frequenzgang des logarithmischen Spannungsverhältnis $ U_2/U_1 $ in dB (linke Skala) und Schirmdämpfung a_S (rechte Skala) des Kabeltyp RG 58 mit Einfachgeflecht, Wirklänge $l = 2$ m	56
Bild 45 – Frequenzgang des logarithmischen Spannungsverhältnis $ U_2/U_1 $ in dB (linke Skala) und Schirmdämpfung a_S (rechte Skala) des Kabeltyp RG 58 mit Einfachgeflecht, Wirklänge $l = 0,5$ m	57
Bild 46 – Frequenzgang des logarithmischen Spannungsverhältnis $ U_2/U_1 $ in dB (linke Skala) und Schirmdämpfung a_S (rechte Skala) des Kabeltyp HF 75 0,7/4,8 2 YCY, $\epsilon_{r1} = 2,3$, $ \Delta v/v_1 = 45$ %, Wirklänge $l = 2$ m	57
Bild 47 – Frequenzgang des logarithmischen Spannungsverhältnis $ U_2/U_1 $ in dB (linke Skala) und Schirmdämpfung a_S (rechte Skala) des Kabeltyp HF 75 1,0/4,8 02 YCY, $\epsilon_{r1} = 1,7$, $ \Delta v/v_1 = 24$ %, Wirklänge $l = 2$ m	58
Bild 48 – Frequenzgang des logarithmischen Spannungsverhältnis $ U_2/U_1 $ in dB (linke Skala) und Schirmdämpfung a_S (rechte Skala) des Kabeltyp RG 223 mit Doppelgeflecht, Wirklänge $l = 2$ m	58
Bild 49 – Schematische Zusammenstellung des Messaufbaus zur Bestimmung der Schirmdämpfung a_S	60
Bild 50 – Kurzschluss zwischen Messrohr und Kabelschirm	60
Bild 51 – Realer triaxialer Messaufbau	61
Bild 52 – Berechnetes Störspannungsverhältnis unter Berücksichtigung von Mehrfachreflexionen, verursacht durch die Schirmhülse	62
Bild 53 – Berechnetes Störspannungsverhältnis unter Berücksichtigung von Mehrfachreflexionen, verursacht durch die Schirmhülse	62
Tabelle 1 – Die Kopplungsübertragungsfunktion T (Kopplungsfunktion) ¹⁾	14
Tabelle 2 – Schirmwirkung von Kabeln – Prüfverfahren für Kopplungswiderstand Z_T	28
Tabelle 3 – Abschlussbedingungen der verschiedenen Prüfeinrichtungen	32
Tabelle 4 – Parameter der verschiedenen Prüfeinrichtungen	34
Tabelle 5 – Produkt aus Länge \times Grenzfrequenz	38
Tabelle 6 – Typische Werte für den Faktor v , für einen inneren Durchmesser des Rohres von 40 mm und einem Ausgangswiderstand des Generators von 50 Ω	40
Tabelle 7 – Produkte aus Grenzfrequenz \times Länge	43
Tabelle 8 - Materialkombinationen und der Faktor n	45
Tabelle 10 – Produkt aus Länge \times Grenzfrequenz für einige typische Kabel in verschiedenen Prüfeinrichtungen	47

Nationales Vorwort

Das internationale Dokument IEC 46/331/DTR:2009 „Metallic communication cable test methods – Part 4-1: Electromagnetic compatibility (EMC) – Introduction to electromagnetic (EMC) screening measurements“ (DTR, en: Draft Technical Report) ist unverändert in diesen Norm-Entwurf übernommen worden. Dieser Norm-Entwurf enthält eine noch nicht autorisierte deutsche Übersetzung.

Um Zweifelsfälle in der Übersetzung auszuschließen, ist die englische Originalfassung des DTR entsprechend der diesbezüglich durch die IEC erteilten Erlaubnis beigefügt. Die Nutzungsbedingungen für den deutschen Text des Norm-Entwurfes gelten gleichermaßen auch für den englischen IEC-Text.

Das internationale Dokument wurde vom TC 46 „Cables, wires, waveguides, R.F. connectors, R.F. and microwave passive components and accessories“ der Internationalen Elektrotechnischen Kommission (IEC) erarbeitet und den nationalen Komitees zur Stellungnahme vorgelegt.

Die IEC und das Europäische Komitee für Elektrotechnische Normung (CENELEC) haben vereinbart, dass ein auf IEC-Ebene erarbeiteter Entwurf für eine Internationale Norm zeitgleich (parallel) bei IEC und CENELEC zur Umfrage (CDV-Stadium) und Abstimmung als FDIS (en: Final Draft International Standard) bzw. Schluss-Entwurf für eine Europäische Norm gestellt wird, um eine Beschleunigung und Straffung der Normungsarbeit zu erreichen. Dokumente, die bei CENELEC als Europäische Norm angenommen und ratifiziert werden, sind unverändert als Deutsche Normen zu übernehmen.

Da der Abstimmungszeitraum für einen FDIS bzw. Schluss-Entwurf prEN nur 2 Monate beträgt, und dann keine sachlichen Stellungnahmen mehr abgegeben werden können, sondern nur noch eine „JA/NEIN“-Entscheidung möglich ist, wobei eine „NEIN“-Entscheidung fundiert begründet werden muss, wird bereits der CD als DIN-Norm-Entwurf veröffentlicht, um die Stellungnahmen aus der Öffentlichkeit frühzeitig berücksichtigen zu können.

Für diesen Norm-Entwurf ist das nationale Arbeitsgremium K 412 „Kommunikationskabel (Kabel, Leitungen, Wellenleiter, Lichtwellenleiter, Komponenten, Zubehör und Anlagentechnik für die Nachrichten- und Informationsübertragung)“ der DKE Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik im DIN und VDE (www.dke.de) zuständig.

Nationaler Anhang NA (informativ)

Zusammenhang mit Europäischen und Internationalen Normen

Für den Fall einer undatierten Verweisung im normativen Text (Verweisung auf eine Norm ohne Angabe des Ausgabedatums und ohne Hinweis auf eine Abschnittsnummer, eine Tabelle, ein Bild usw.) bezieht sich die Verweisung auf die jeweils neueste gültige Ausgabe der in Bezug genommenen Norm.

Für den Fall einer datierten Verweisung im normativen Text bezieht sich die Verweisung immer auf die in Bezug genommene Ausgabe der Norm.

Eine Information über den Zusammenhang der zitierten Normen mit den entsprechenden Deutschen Normen ist in Tabelle NA.1 wiedergegeben.

Tabelle NA.1

Europäische Norm	Internationale Norm	Deutsche Norm	Klassifikation im VDE-Vorschriftenwerk
EN 50289-1-6	–	DIN EN 50289-1-6	–
	IEC 60096-1:1986 zurückgezogen		
	IEC 60096-4-1:1990 zurückgezogen		
–	IEC 60169-1	–	–
–	IEC 60169-1-3:1988 + A1:1996	–	–
–	IEC 61196-1:1995 ersetzt durch IEC 61196-1:2005	–	–
EN 61726	IEC 61726	DIN EN 61726	–
–	IEC 62153-4-3	–	–
–	IEC 62153-4-5	–	–

Nationaler Anhang NB
(informativ)

Literaturhinweise

DIN EN 50289-1-6, *Kommunikationskabel – Spezifikationen für Prüfverfahren – Teil 1-6: Elektrische Prüfverfahren – Elektromagnetisches Verhalten*

DIN EN 61726, *Konfektionierte Kabel, Kabel, Steckverbinder und passive Mikrowellenbauteile – Messung der Schirmdämpfung mit dem Strahlungskammverfahren*

Prüfverfahren für metallische Kommunikationskabel – Teil 4-1: Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Einführung in elektromagnetische (EMV) Messungen der Schirmwirkung

1 Anwendungsbereich

Schirmung ist eine grundlegende Möglichkeit, elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) zu erreichen. Allerdings besteht eine verwirrend große Anzahl von Verfahren und Konzepten, die Schirmqualität von Kabeln und verwandten Komponenten zu messen sowie ihre Qualität zu definieren. Diese Norm gibt eine kurze Einführung in die grundlegenden Konzepte und Begriffe und versucht, die gemeinsamen Merkmale von scheinbar unterschiedlichen Prüfverfahren zu enthüllen. Diese Norm soll Hilfestellung geben bei der korrekten Interpretation von Messdaten sowie zum besseren Verständnis von Schirmung und der damit verbundenen Spezifikationen und Normen.

2 Normative Verweisungen

Die folgenden zitierten Dokumente sind für die Anwendung dieses Dokuments erforderlich. Bei datierten Verweisungen gilt nur die in Bezug genommene Ausgabe. Bei undatierten Verweisungen gilt die letzte Ausgabe des in Bezug genommenen Dokuments (einschließlich aller Änderungen).

IEC 60096-1:1986, *Radio-frequency cables – Part 1: General requirements and measuring methods*
Amendment 2 (1993)

IEC 60096-4-1:1990, *Radio-frequency cables – Part 4: Specification for superscreened cables – Section 1: General requirements and test methods*

IEC 60169-1-3:1988, *Radio frequency connectors – Part 1: General requirements and measuring methods – Section 3: Electrical tests and measuring procedures – Screening effectiveness*

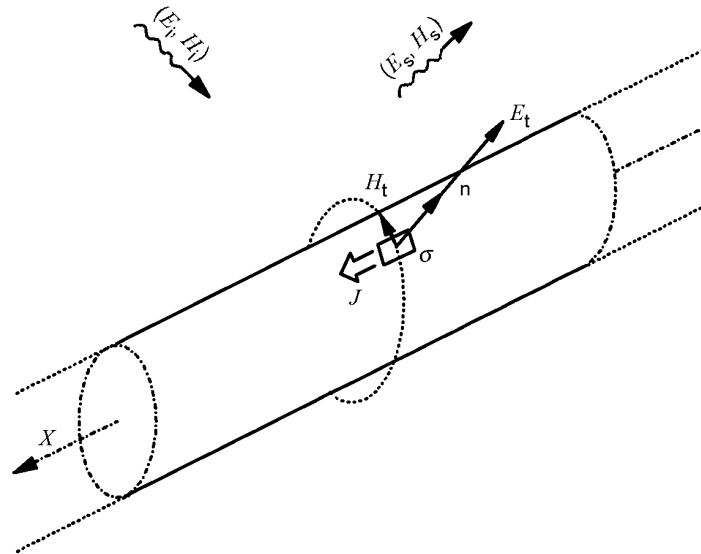
IEC 61196-1, *Coaxial communication cables – Part 1: Generic specification – General, definitions and requirements*

IEC 61726, *Cable assemblies, cables, connectors and passive microwave components – Screening attenuation measurement by the reverberation chamber method*

3 Elektromagnetische Phänomene

Es wird angenommen, dass bei Einwirkung eines elektromagnetischen Feldes auf ein geschirmtes Kabel nur eine schwache Kopplung zwischen dem externen Feld und dem Feld im Inneren des Kabels stattfindet und dass der Durchmesser des Kabels klein ist im Vergleich zur Länge des Kabels sowie zur Wellenlänge des einwirkenden Feldes. Die Überlagerung des von Außen einwirkenden Feldes und des Feldes, welches sich im Kabel ausbreitet, führt zum vollständigen elektromagnetischen Feld, (E_t , H_t in Bild 1). Das gesamte Feld auf der Oberfläche des Schirms dringt durch die Öffnungen des Schirms aufgrund elektrischer oder kapazitiver Kopplung; ebenso dringen magnetische Felder durch Öffnungen des Schirms durch induktive oder magnetische Kopplung.

Zusätzlich resultiert der im Schirm induzierte Strom durch Leitfähigkeits- oder Widerstandskopplung.



$$(E_t, H_t) = (E_i, H_i) + E_s, H_s)$$

$$J = n \cdot H_t$$

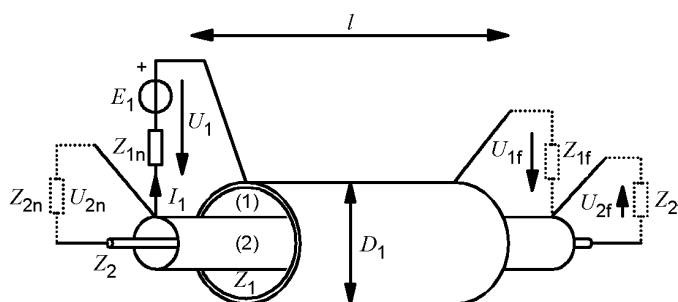
$$\sigma = n \cdot E_t \epsilon_0 \epsilon_r$$

n Einheitsvektor normal zur Oberfläche

Bild 1 – Einfallende (i), gestreute (s) und resultierende Gesamt elektromagnetische Felder (E_t, H_t) mit induziertem Oberflächenstrom und Oberflächen-Ladungsdichten J (A/m) und σ (C/m²)

Da das Feld an der Oberfläche des Schirms direkt verknüpft ist mit der Dichte des Oberflächenstromes und der Oberflächenladung kann die Kopplung entweder dem gesamten Feld (E_t, H_t) oder der Oberflächenstrom- und Ladungsdichte (J und σ) zugeordnet werden. Konsequenterweise kann man die Kopplung in das Kabel durch Reproduzieren irgendwelcher Methoden der Oberflächenströme und Ladungen auf dem Schirm nachahmen.

Da wir ein Kabel von geringem Durchmesser annehmen, können wir höhere Moden vernachlässigen und einen zusätzlichen koaxialen Leiter als Speisestruktur benutzen, wie in Bild 2 dargestellt.



Konzept einer triaxialen Prüfeinrichtung

- 1) äußerer Kreis, gebildet aus dem Speisezylinder und dem Schirm, Wellenwiderstand Z_1 ,
- 2) innerer Kreis, gebildet von einem Schirm und dem Innenleiter, Wellenwiderstand Z_2 ; die Schirmung an den Enden ist nicht dargestellt.

Beachte die Bedingungen Z_{1f}, Z_{2n}, Z_{2f} und λ in Bild 3a und Bild 3b.

ANMERKUNG 1 $D_1 \ll l$.

ANMERKUNG 2 Beide Enden des Kreises 2 müssen gut geschirmt sein.

Bild 2 – Definition und Messung der Schirmparameter – Ein triaxialer Messaufbau

4 Die wesentlichen Schirmparameter kurzer Kabel

Die wesentlichen Schirmparameter beziehen sich auf infinitesimal kleine Längen des Kabels, wie die Induktivität oder die Kapazität pro Länge von Übertragungslinien. Unter der Annahme von elektrisch kurzen Kabeln mit $l \ll \lambda$, was für tiefe Frequenzen immer der Fall ist, sind die wesentlichen Schirmparameter wie folgt definiert und können wie folgt gemessen werden:

4.1 Kopplungswiderstand Z_T

Wie in Bild 2 und in Bild 3a dargestellt, (wobei Z_{1f} und Z_{2f} null sind):

$$Z_T = U_2 / (I_1 \cdot l) \quad (\Omega/m) \quad (4)$$

Die Abhängigkeit des Kopplungswiderstandes Z_T von der Frequenz ist nicht einfach und wird oft als Diagramm als $\log Z_T$ über der Frequenz aufgetragen. Zu beachten ist, dass die Phase von Z_T in Abhängigkeit von der Geflechtkonstruktion und dem Frequenzbereich irgendeinen Wert annehmen kann.

ANMERKUNG In Kreis 3 von Bild 3a kann das Voltmeter und der Kurzschluss getauscht werden.

4.2 Kapazitive Kopplungsdmittanz Y_C

Wie in Bild 2 und in Bild 3a dargestellt, (wobei Z_{1f} und Z_{2f} offen sind):

$$Y_C = j\omega C_T = I_2 / (U_1 \cdot l) \quad (\text{mho/m}) \quad (5)$$

Die Durchführungskapazität (C_T) ist eine reale Kapazität und weist normalerweise (bei Öffnungen $a \ll \lambda$) bis zu 1 GHz und höher einen konstanten Wert auf.

Während Z_T unabhängig von den Eigenschaften des koaxialen Kreises ist, ist C_T von diesen Eigenschaften abhängig. Es gibt zwei Möglichkeiten zur Überwindung dieser Abhängigkeit:

- a) Die normalisierte Durchführungs-elastanz K_T , die sich aus C_T ergibt, ist unabhängig von der Größe des äußeren koaxialen Kreises, hängt aber von seiner Dielektrizitätskonstanten ab

$$K_T = C_T / (C_1 \cdot C_2) \quad (\text{m/F}) \quad K_T \sim 1 / (\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2}) \quad (6), (7)$$

dabei sind C_1 und C_2 die Kapazitäten pro Länge der zwei koaxialen Kreise.

- b) Die kapazitive Kopplungsimpedanz Z_F , die sich auch aus C_T ergibt, ist ebenso unabhängig von der Größe des äußeren koaxialen Kreises und für praktische Werte von ϵ_{r1} nur geringfügig abhängig von dessen Dielektrizitätskonstante:

$$Z_F = Z_1 Z_2 Y_C = Z_1 Z_2 j\omega C_T \quad (\Omega/m) \quad Z_F \sim \sqrt{(\epsilon_{r1} \cdot \epsilon_{r2})} / (\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2}) \quad (8), (9)$$

Verglichen mit Z_T ist die Kopplungsimpedanz Z_F normalerweise zu vernachlässigen, mit Ausnahme von offenen Geflecheten. Sie kann jedoch bedeutsam sein, wenn Z_{2n} und $Z_{2f} \gg Z_2$ (Audio-Kreise).

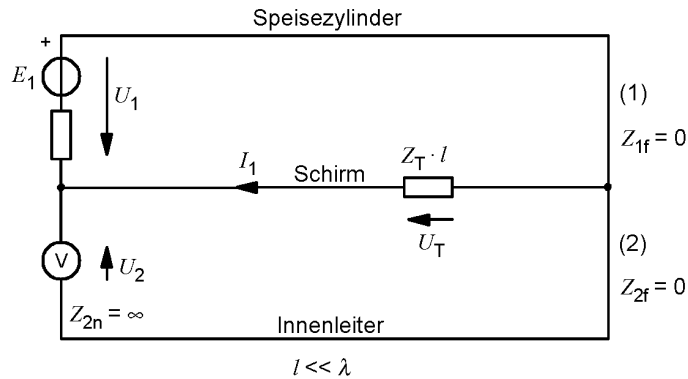


Bild 3a – Ersatzschaltbild für die Definition und die mögliche Messung von Z

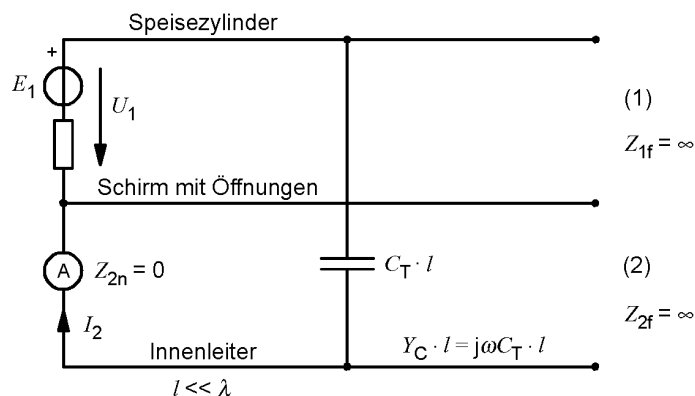
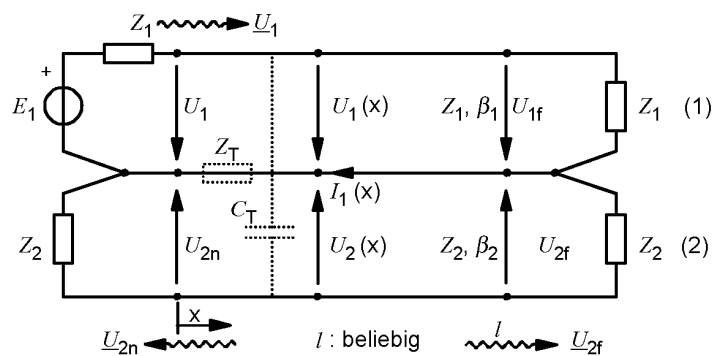


Bild 3b – Ersatzschaltbild für die Definition und die mögliche Messung von $Y_C = j\omega C_T$



ANMERKUNG Z_T und C_T sind verteilt (hier nicht korrekt dargestellt). Die Lastwiderstände Z_2 an den Enden können angepasste Empfänger darstellen.

Bild 3c – Definition elektrischer Größen in einer Vorrichtung, die an allen Enden angepasst ist

Bild 3 – Definition und Messung von Schirmparametern – Ersatzschaltbilder

4.3 Speisung mit beliebigen Querschnitten

Bis jetzt wurde in diesem Bericht ein koaxialer äußerer Kreis angenommen; er ist aber wegen der Unveränderlichkeit von Z_T und Z_F nicht erforderlich. Indem ein Draht anstelle des äußeren Zylinders benutzt wird, wird der Speisekreis zweidrahtig; mit dem Rückpfad über den Schirm des zu prüfenden Kabels. Offensichtlich wird die Strom- und Ladungsverteilung ungleichmäßig; die Ergebnisse sind jedoch gleichwertig zu koaxialer Speisung. Dies gilt insbesondere, wenn zwei Speisedrähte einander gegenüberliegen und auf die Prüfung

des ungünstigsten Falles justiert sind. Zu beachten ist, dass beim IEC-Speisedraht-Verfahren ein Draht benutzt wird.

4.4 Umkehrbarkeit und Symmetrie

Mit der Annahme linearer Schirmmaterialien ändern sich die gemessenen Werte von Z_T und Z_F nicht, wenn Speisekreis (1) und Messkreis (2) vertauscht werden. Jeder der zwei Drähte des Zweileitungs-Kreises kann vertauscht werden. In der Praxis müssen bei der Prüfeinrichtung mögliche Erdschleifen und Kopplungen mit der Umgebung beachtet werden.

4.5 Bedingungen bei beliebiger Last

Wenn die Enden der Kreise von Bild 3a und Bild 3b nicht idealen offenen Abschlüssen oder Kurzschlüssen entsprechen, werden sich die Werte von Z_T und Z_F in gleicher Weise ändern. Die Überlagerung wird in der niederfrequenten Kopplung der angepassten Kreise (Bild 3c und Tabelle 1) deutlich.

5 Lange Kabel – Gekoppelte Übertragungslinien

Die Kopplung über die gesamte Länge des Kabels wird durch Aufsummieren (Integration) der infinitesimalen Verteilung der Kopplung bei Beachtung der korrekten Phasenbeziehung erreicht. Es ist zweckmäßig, die folgenden Annahmen und Konventionen zu machen:

- angepasste Kreise werden mit den Spannungswellen $\underline{U}_1, \underline{U}_{2n}, \underline{U}_{2f}$, betrachtet, siehe Bild 3c,
- Darstellung der Kopplung durch die normalisierten Wellenamplituden U/\sqrt{Z} [Watt], anstelle der Spannungswellen, d. h., die *Kopplungsübertragungsfunktion*, im Folgenden als „*Kopplungsfunktion*“ bezeichnet, ist definiert als:

$$T_n = \frac{U_{2n}/\sqrt{Z_2}}{U_1/\sqrt{Z_1}}, \quad T_f = \frac{U_{2f}/\sqrt{Z_2}}{U_1/\sqrt{Z_1}} \quad (10), (11)$$

ANMERKUNG 1 $|T|^2$ ist das Verhältnis der Leistungswellen, die sich in den Kreisen (2) und (1) ausbreiten. Durch die Gegenseitigkeit und unter der Annahme linearer Schirmmaterialien, ist T umkehrbar, d. h. unveränderlich in Bezug auf das Vertauschen von Speisekreis und Messkreis (1) und (2).

ANMERKUNG 2 Die Größe $1|T|^2$, oder in logarithmischer Schreibweise

$$A_s = -20 \log_{10} |T|, \quad (12)$$

kann als die „Schirmdämpfung“ des Kabels bezeichnet werden, spezifisch zur Prüfeinrichtung.

Durch die linearen Berechnungen der Theorie gekoppelter Leitungen ergibt sich die Kopplungsfunktion nach Tabelle 1. Der Term $S\{lf\}$ ist die „*Summenfunktion*“ S , die von l und f abhängig ist. (Die geschwungenen Klammern zeigen an, dass das Produkt $l \cdot f$ das Argument der Funktion S ist und kein Faktor zu S darstellt). S repräsentiert den Phaseneffekt, wenn die infinitesimalen Kopplungen entlang der Leitung aufsummiert werden und ist gegeben zu:

$$S_n\{lf\} = \frac{\sin \frac{\beta l \pm}{2}}{\frac{\beta l \pm}{2}} \exp \left\{ -j \frac{\beta l \pm}{2} \right\} \quad (13)$$

Dabei ist

$$\begin{aligned} \beta l_{\pm} &= (\beta_2 \pm \beta_1) \cdot l = 2\pi l f \{1/v_2 \pm 1/v_1\} \\ &= 2\pi l f (\sqrt{\epsilon_{r2}} \pm \sqrt{\epsilon_{r1}}) / c \end{aligned} \quad (14a), (14b), (14c)$$

tief gestellt \pm bezieht sich auf das nahe bzw. das ferne Ende;

$+$ bezieht sich sowohl auf das nahe und das ferne Ende.

Zu beachten ist, dass eine lose Kopplung, d. h. $T \ll 1$, angenommen wurde. Dieser Fall einschließlich der Verluste, ist in [20 Halme, Szentkuti]* dargestellt.

ANMERKUNG Die Gleichung (15) und die Darstellung in Tabelle 1 visualisieren die Beiträge der verschiedenen Parameter zur Kopplungsfunktion T :

$$T_{\mp} = (Z_F \pm Z_T) \cdot \frac{1}{\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}} \cdot \frac{1}{2} \cdot S_{\mp} \{l \cdot f, \epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}\} \quad (15)$$

Besonders zu beachten sind die folgenden Punkte:

- a) Es kann im gesamten Frequenzbereich ein Richtungseffekt auftreten ($T_n \neq T_f$ wenn Z_F nicht vernachlässigbar ist. (Z_F ist jedoch üblicherweise vernachlässigbar mit Ausnahme von Einfachgeflechtem mit geringer Bedeckung).
- b) Bis zu einem konstanten Faktor ist T die Größe, die direkt in der Prüfeinrichtung gemessen werden kann.
- c) Für tiefe Frequenzen, d. h. für kurze Kabel ($l \ll \lambda$), ergibt sich die einfache Kopplungsgleichung die direkt proportional zu l ist:

$$T_{\mp} = (Z_F \pm Z_T) \cdot \frac{1}{Z_{12}} \cdot \frac{l}{2} \text{ mit } Z_{12} = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} \quad (16a), (16b)$$

d) Die Summenfunktion $S\{l \cdot f\}$ ist in Bild 4 dargestellt. Zu beachten ist auch, dass:

e) $S\{l \cdot f\}$ ein $\sin(x)/x$ Verhalten aufweist. Eine Grenzfrequenz kann definiert werden zu $(l \cdot f)_C$:

$$(l \cdot f)_{C_{\mp}} = \frac{c}{\pi \sqrt{|\epsilon_{r1} \pm \epsilon_{r2}|}} \quad (17)$$

f) Die exakte Einhüllende $S\{l \cdot f\}$ ist:

$$Env \left| S_{\mp} \{l \cdot f\} \right| = \frac{1}{1 + \frac{(l \cdot f)^2}{(l \cdot f)_{C_{\mp}}^2}} \quad (18)$$

* Zahlen in eckigen Klammern beziehen sich auf die Literaturhinweise (siehe Anhang B).

Tabelle 1 – Die Kopplungsübertragungsfunktion T (Kopplungsfunktion)¹⁾

Parameter der Prüfeinrichtung ²⁾	
$(Z_1), l, \epsilon_{r1}$	
$T_{\dagger} = (Z_F \pm Z_T) \cdot \frac{1}{\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}} \cdot \frac{l}{2} \cdot S_{\dagger} \{l \cdot f, \epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}\}$	
wesentliche (intrinsic) Schirmparameter	Kabelparameter ²⁾ Z_2, l, ϵ_{r2}
„Kopplung bei tiefen Frequenzen“, kurze Kabel ³⁾	„HF-Effekt“, Grenzfrequenz $(l \cdot f)_C$
Längen- und Frequenzeffekt	
<p>¹⁾ T^2 ist die Leistungskopplung von Kreis (1) nach Kreis (2). Die übereinander stehenden Indexe \dagger sind verbunden mit den übereinander stehenden Rechensymbolen \pm in der offensichtlichen Weis verbunden: oberer Index \rightarrow obere Operation, unterer Index \rightarrow untere Operation.</p> <p>²⁾ ϵ_{r1} und ϵ_{r2} sind in S als Parameter enthalten.</p> <p>³⁾ Für $l \ll \lambda : S \{lf\} \rightarrow 1$.</p>	

g) Das erste Minimum (null) von $S\{l \cdot f\}$ tritt auf bei:

$$(l \cdot f)_{\min} = \pi(l \cdot f)_C \tag{19}$$

h) Wie aus den Gleichungen (13) und (18) ersichtlich, gilt unterhalb der Grenzfrequenzpunkte $(l \cdot f)_{\dagger Cn} : S\{l \cdot f\} \approx 1$; oberhalb davon beginnt die Kurve zu oszillieren und seine Einhüllende sinkt asymptotisch um 20 dB/Dekade,

$$Env \left| S_{\dagger} \{l \cdot f\} \right| \approx \frac{\left((l \cdot f)_{\dagger Cn} \right)}{(l \cdot f)} \tag{20}$$

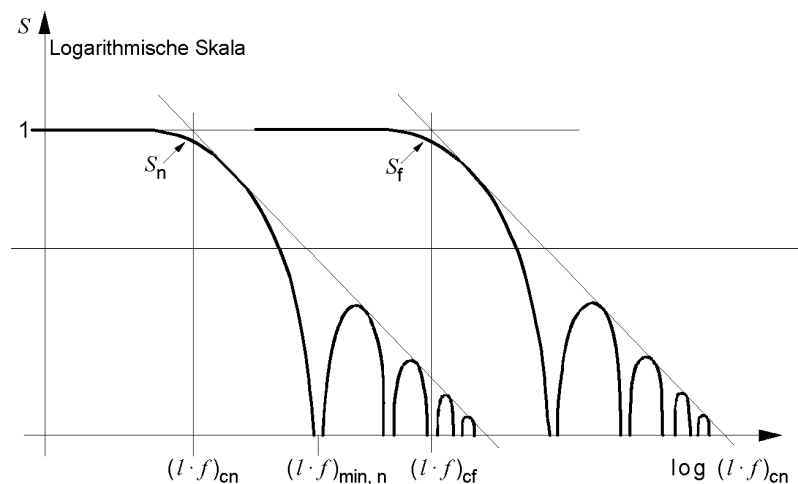
i) S ist symmetrisch in l und f , d. h. l und f sind austauschbar. Für eine bestimmte Länge und umgekehrt für eine feste Frequenz kann eine Grenzfrequenz f_C festgelegt werden. Durch Substitution von c/λ_0 für f ergibt sich die Grenzlänge zu:

$$l_{C\dagger} = \frac{\lambda_0}{\pi \sqrt{\epsilon_{r1} \pm \epsilon_{r2}}} \tag{21}$$

j) Der Effekt von S im Frequenzbereich ($l = \text{konstant}$) ist in Bild 5 dargestellt. Die Kopplungsfunktion ist nur dann proportional zu Z_T , wenn $f < f_C$. Zu beachten sind auch die typischen Werte, die für f_C markiert sind.

k) Die Minima und Maxima von S stellen keine Resonanzen dar, sie resultieren aus dem Aufheben und den additiven Effekten der Kopplung entlang der Übertragungsstrecke.

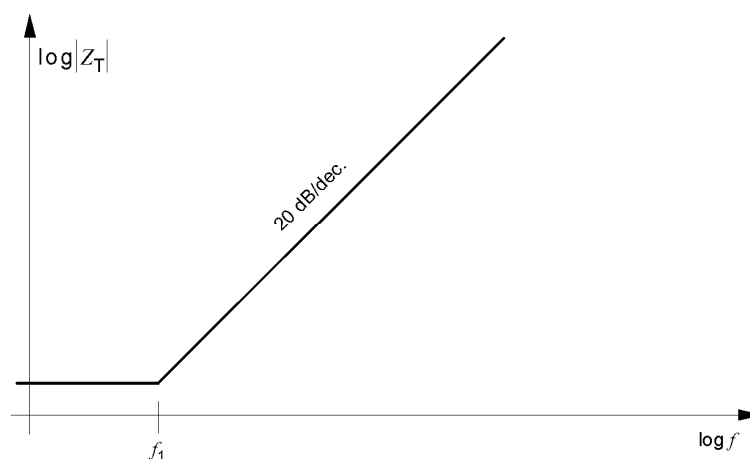
- l) Die Grenzfrequenz am fernen Ende wird durch die Dielektrizitätskonstante (ϵ_{r1}) des äußeren Systems erheblich beeinflusst. Durch Auswahl von $\epsilon_{r1} \rightarrow \epsilon_{r2}$ ergibt sich $(l \cdot f)_{cf} \rightarrow \infty$, d. h. keine Grenzfrequenz am fernen Ende. Wegen praktischer Aspekte (Toleranzen, Homogenität, usw.), ist eine ideale Phasen-anpassung ($\epsilon_{r1} \equiv \epsilon_{r2}$) nicht durchführbar.
- m) Die gesamten Effekte von l sind nicht allein in S enthalten, sondern in dem Produkt $l \cdot S\{l \cdot f\}$. Das Produkt $l \cdot S$ ist für $f = \text{konstant}$ in Bild 7 dargestellt. Die Kopplungsfunktion T , die in einer Prüfeinrichtung gemessen werden kann, ist proportional zu l if $l < l_C$. Für entsprechende lange Kabel ($l > l_C$), ist die maximale Kopplung jedoch unabhängig von l und es ergibt sich eine längenunabhängige Schirmung oberhalb des Grenzfrequenzpunktes $(l \cdot f)_C$. Wir sollten jedoch in Erinnerung behalten, dass $(l \cdot f)_C$ sowie A_S noch immer unabhängig von den Parametern der Prüfeinrichtung (ϵ_{r1}, Z_1) sind.



ANMERKUNG $S_f < S_n$ oberhalb der Grenzfrequenz am nahen Ende, dadurch ergibt sich ein Richtungseffekt.

$(l \cdot f)_C$: Grenzpunkt

Bild 4 – Die Summenfunktion $S\{l \cdot f\}$ der Kopplung am nahen (n) und am fernen (f) Ende



$$Z_T (f_1 = 10 \text{ MHz}) = 20 \text{ m}\Omega/\text{m}$$

Bild 5a – Kopplungswiderstand eines typischen Einfachgeflechts-Schirm

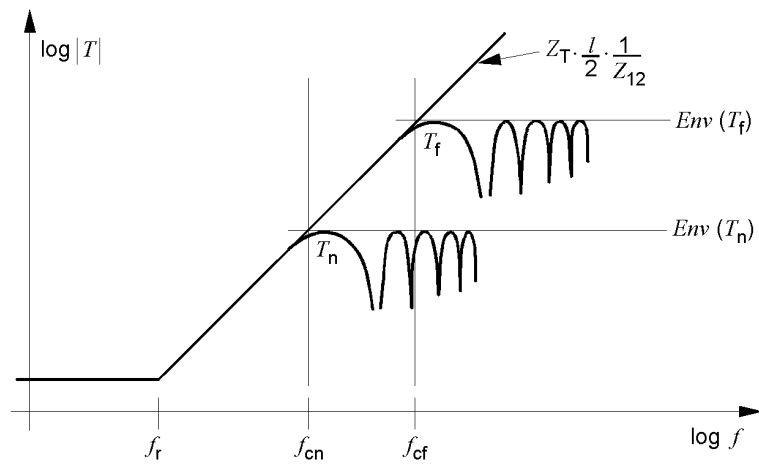


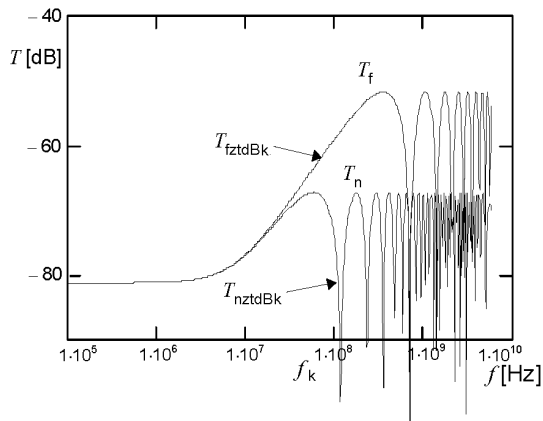
Bild 5b – Kopplungsübertragungsfunktion für das gleiche Kabel mit vernachlässigbarem Z_F ($Z_F \ll Z_T$): die Frequenzantworten der Bilder 4 und 5a sind auf logarithmischer Skala addiert

Beachte den Grenzeffekt für $f > f_{cf}$.

Beispiel: $\epsilon_{r1} = 1$ (Prüfeinrichtung), $\epsilon_{r2} = 2,2$ (Kabel),

$l = 1 \text{ m} \rightarrow f_{cn} = 40 \text{ MHz}, f_{cf} = 200 \text{ MHz}$.

Bild 5 – Der Effekt der Summenfunktion



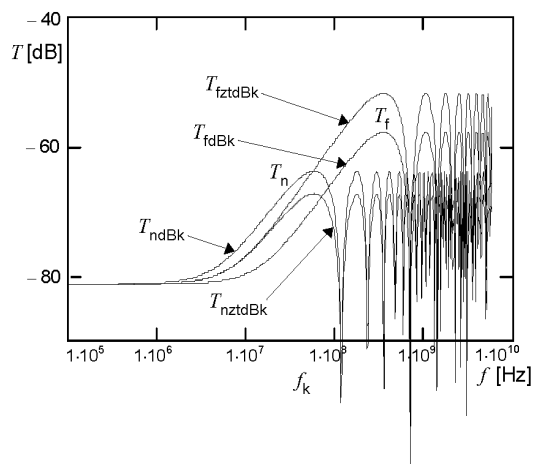
– Die Parameter der Berechnungen sind:

Z_T (d.c.) = 15 mΩ/m und Z_T (10 MHz) = 20 mΩ/m
 Anstieg von 20 dB/Dekade (siehe Bild 5a), Kabellänge 1 m, und Geschwindigkeiten von äußerem und innerem Kreis: $v_1 = 200 \text{ Mm/s}$ und $v_2 = 280 \text{ Mm/s}$ entsprechend einem Geschwindigkeitsunterschied von 40 %.

Bild 6a – Berechnete Kopplungsübertragungsfunktionen T_n und T_f für ein Einzelgeflecht, wenn $Z_F = 0$

— Entwurf —

E DIN IEC 62153-4-1 (VDE 0819-153-4-1): 2010-01

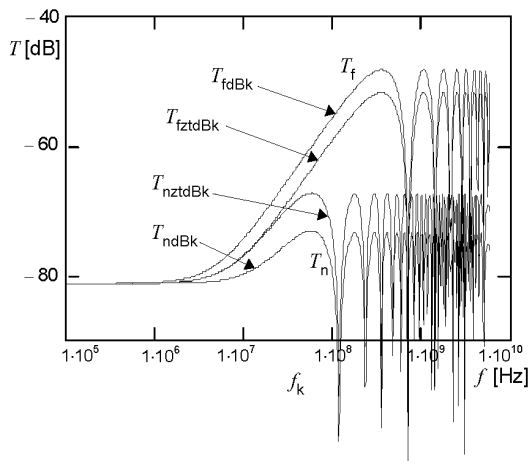


- T_n ist 3,5 dB höher und T_f 6 dB niedriger als Bild 6a weil:

$$T_n \sim |Z_F + Z_T| = 1,5 \cdot Z_T \text{ und}$$

$$T_f \sim |Z_F - Z_T| = 0,5 \cdot Z_T$$

Bild 6b – Wie Bild 6a jedoch ist $\text{Im}(Z_T)$ positiv und $Z_F = +0,5 \cdot \text{Im}(Z_T)$ bei hohen Frequenzen



- T_f ist 3,5 dB höher und T_n 6 dB niedriger als in Bild 6a weil:

$$T_f \sim |Z_F - Z_T| = 1,5 \cdot |Z_T| \text{ und}$$

$$T_n \sim |Z_F + Z_T| = 0,5 \cdot |Z_T|$$

Bild 6c – Wie Bild 6a jedoch ist $\text{Im}(Z_T)$ negativ und $Z_F = -0,5 \cdot \text{Im}(Z_T)$ bei hohen Frequenzen

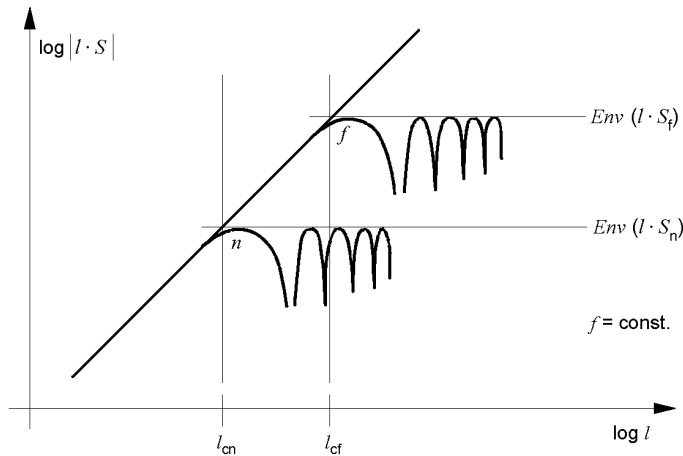
ANMERKUNG 1 T_n für nahes Ende, T_f für fernes Ende und dB bedeutet, dass $T_{n,f}$ in dB berechnet sind ($20 \lg |T_{n,f}|$).

ANMERKUNG 2 T_n dB: nahes Ende wenn $Z_F = (1/2) \cdot Z_T$ und T_{nzt} dB: am nahen Ende wenn $Z_F = 0$.

ANMERKUNG 3 T_f dB: fernes Ende wenn $Z_F = (1/2) \cdot Z_T$ und T_{fzt} dB: am fernen Ende, wenn $Z_F = 0$.

- In Bild 6a, $Z_F = 0$.
- In Bild 6b und Bild 6c, Z_F ist bedeutsam $Z_F = (1/2) \cdot Z_T$.
- In Bild 6b Z_T ist positiv und Bild 6c negativ bei hohen Frequenzen.

Bild 6 – Die Effekte von Z_T und Z_F auf die Kopplungsübertragungsfunktion T_n und T_f



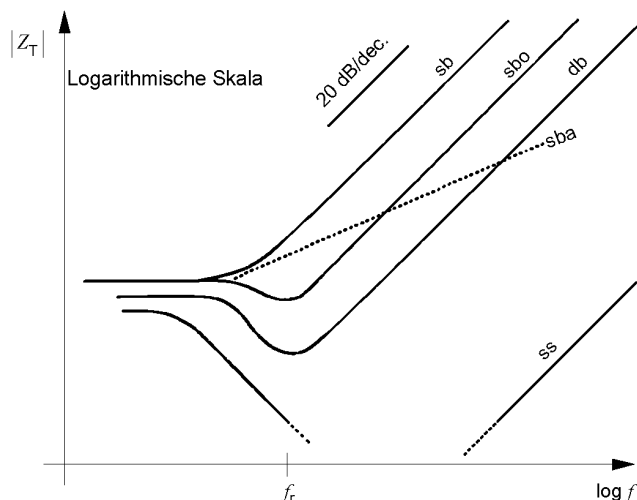
ANMERKUNG 1 Für $l > l_c$, ist der Maximalwert von T erreicht, d. h. die maximale Kopplung (oder die Schirmdämpfung) ist unabhängig von l .

ANMERKUNG 2 l_{cf} hängt stark von ϵ_{r1} ab.

Bild 7 – $l \cdot S$: der vollständige längenabhängige Faktor der Kopplungsfunktion T (siehe Tabelle 1)

6 Kopplungswiderstand eines Außenleiters oder Schirms aus einem Geflecht mit Drähten

Typische Kopplungswiderstände von Kabeln mit Schirmen aus einem Geflecht sind in Bild 8 dargestellt. Der konstante Z_T -Wert bei tiefen Frequenzen entspricht dem Gleichstromwiderstand des Schirms. Der Anstieg von 20 dB/Dekade bei hohen Frequenzen kommt durch die induktive Kopplung durch den Schirm; die Senke im mittleren Frequenzbereich wird durch Wirbelströme oder den Skin-Effekt des Geflechtes verursacht. Einige Geflechtskabel können sich regelwidrig verhalten indem sie einen geringeren Anstieg als 20 dB/Dekade bei hohen Frequenzen aufweisen. Durch eine Extrapolation von 20 dB/Dekade sind wir in den meisten Fällen auf konservativer Seite. Diese Extrapolation kann bis zu einigen GHz angewendet werden.



Dabei ist

- f_r typisch 1....10 MHz
- sb Einzelgeflecht (single braid)
- sbo Einzelgeflecht optimiert (single braid optimized)
- sba Einzelgeflecht anomal (single braid „anomalous“)
- db Doppelgeflecht (double braid)
- ss Superschirm (superscreen)

Bild 8 – Kopplungswiderstand von typischen Kabeln

Ein elektrisch kurzes Stück eines Koaxialkabels mit Geflechtsschirm (2) wird wie in Bild 2 in eine triaxiale Vorrichtung gebracht.

Es wird angenommen, dass der äußere Kreis (1) der störende Kreis ist. Wie bereits festgestellt, hat ein Kabel mit Geflechtsschirm einen Kopplungswiderstand Z_T der proportional mit der Frequenz zu hohen Frequenzen hin durch Kopplung des magnetischen Feldes durch die Öffnungen (Leckagen) im Schirm ansteigt.

Der gesamte magnetische Fluss der durch den störenden Strom I_1 hervorgerufen wird, ist Φ_1 . Ein Teil davon, Φ'_{12} , sickert direkt durch die Löcher im Schirm und schließt eine störende Spannung U'_2 im inneren Kreis ein. Ein Teil Φ''_{12} von Φ_1 jedoch fließt im Geflecht und kompliziert den Mechanismus der gesamten magnetischen Leakage durch das folgende zusätzliche Phänomen:

Die Geflechtsdrähte alternieren zwischen der äußeren und der inneren Lage. Das bedeutet, dass die inneren und die äußeren Geflechtsdrähte gleichzeitig sowohl Bestandteil des inneren (1) und des äußeren (2) Kreises von Bild 9a sind.

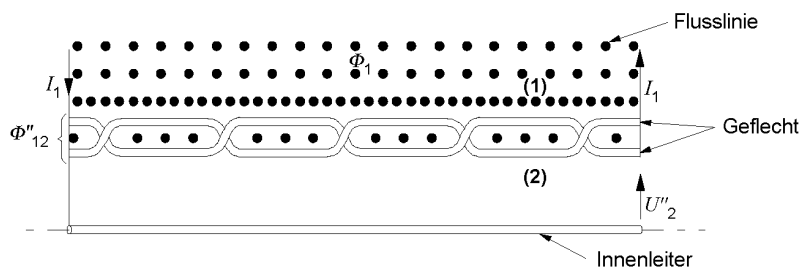


Bild 9a – Vollständiger Fluss

— Entwurf —

E DIN IEC 62153-4-1 (VDE 0819-153-4-1):2010-01

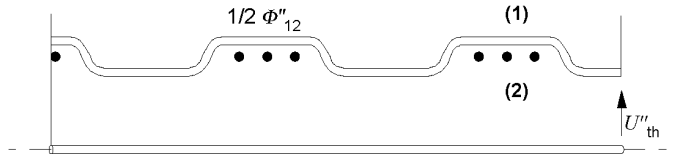


Bild 9b – Beitrag der „linken Hand“-Lage

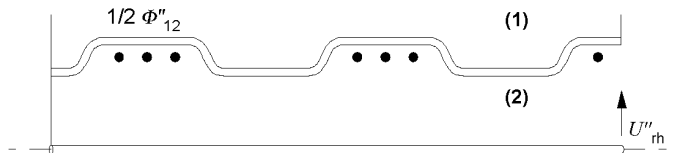


Bild 9c – Beitrag der „rechten Hand“-Lage

Bild 9 – Magnetische Kopplung im Geflecht

Daher ist es notwendig und nicht zu vermeiden, dass Φ''_{12} zeitweise auch der innere Kreis ist, Bild 9b.

Sowohl die „rechte Hand“-Lage als auch die „linke Hand“-Lage der Geflechtdrähte bringen dem inneren Kreis (2) eine gleiche Störspannung U''_2 , die durch $\Phi''_{12}/2$ induziert wird. Die Spannungen sind parallel:

$$U''_{rh} = U''_{lh} = U''_2 = 1/2j\omega\Phi''_{12} \quad (21)$$

Dieses Phänomen ist ähnlich dem „magnetischen Teil“ der Kopplung durch einen homogenen Schirm.

Die zwei induzierten Störspannungen stehen in Opposition zueinander.

— Entwurf —

E DIN IEC 62153-4-1 (VDE 0819-153-4-1): 2010-01

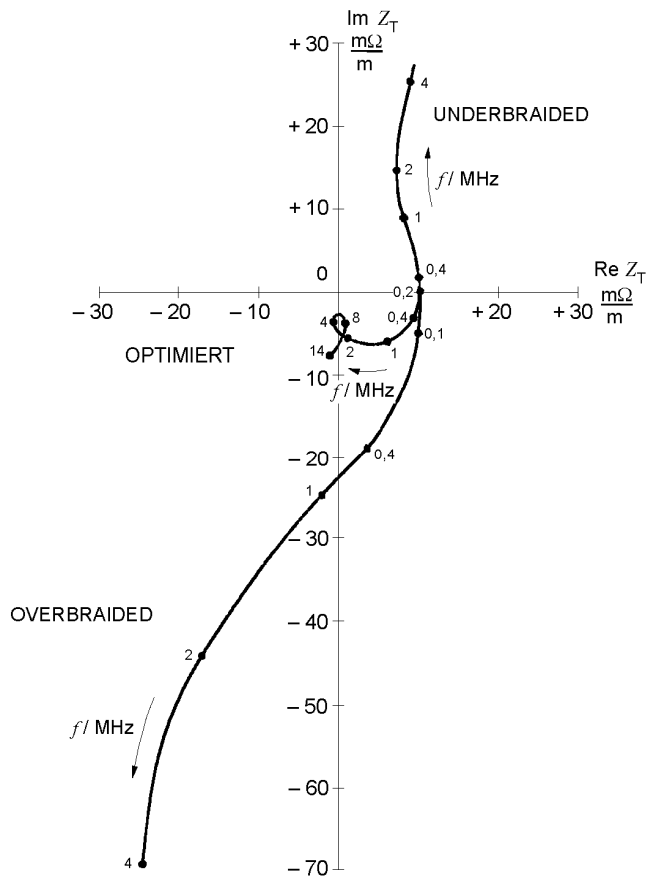


Bild 10a – Komplexe Ebene, $Z_T = \text{Re } Z_T + j \text{Im } Z_T$, Frequenz f als Parameter

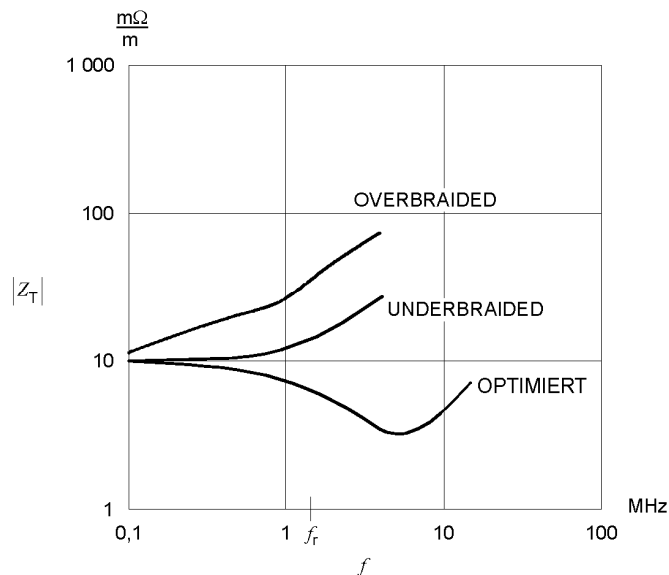


Bild 10b – Höhe (Amplitude), $|Z_T(f)|$

Bild 10 – Gemessener Kopplungswiderstand Z_T (Gleichstromwiderstand Z_T (d.c.) ist auf einen Wert von 10 mΩ/m gesetzt)

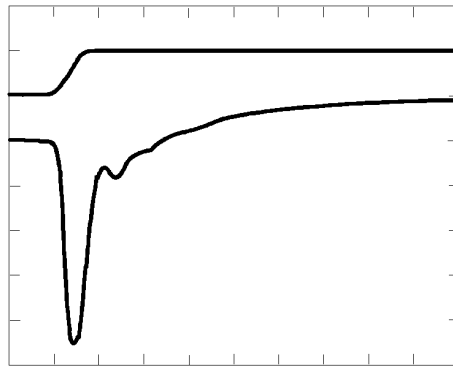


Bild 11a – Overbraided Kabel

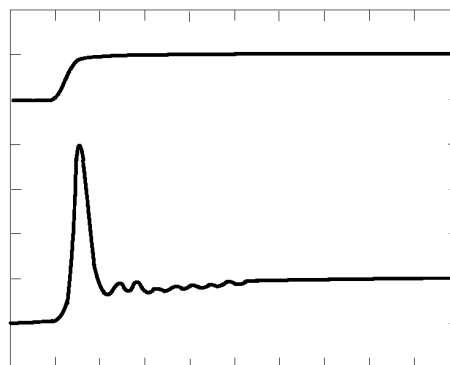


Bild 11b – Underbraided Kabel

Obere Kurve: Speisestromsprung (100 mA/div)

Zeitbasis: 50 ns/div

Verstärkung: 30 dB, daher Z_T (Zeit) = 12,5 mΩ/m/div

Untere Kurve: die Höhe der Spitze korrespondiert mit –

Bild 11a – Z_T (3 MHz) = $-4,7 \times 12,5 \text{ m}\Omega/\text{m} = -59 \text{ m}\Omega/\text{m}$

Bild 11b – Z_T (3 MHz) = $+4 \times 12,5 \text{ m}\Omega/\text{m} = +50 \text{ m}\Omega/\text{m}$

Bild 11 – Typische Z_T (Zeit) Sprungantwort eines overbraided und underbraided Einzelgeflechtes eines Koaxialkabels

Die Geflechtsoptimierung basiert auf diesen wichtigen physikalischen Tatsachen. Beide Phänomene der Leckage können durch die Betriebsinduktivitäten beschrieben werden:

$$M'_{12} = \frac{\Phi'_{12}}{j\omega I_1} \quad (22)$$

$$M''_{12} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Phi''_{12}}{j\omega I_1} \quad (23)$$

Selbstverständlich ist es möglich Geflechtsschirme herzustellen, bei denen entweder M'_{12} oder M''_{12} dominant ist, oder bei denen sie sich gegenseitig auslöschen. Daher müssen Geflechte, mit einer zu niedrigen optischen Bedeckung des Geflechtes (underbraided) mit einer zu hohen optischen Bedeckung des Geflechtes (overbraided) oder Geflechte, die optimiert sind, betrachtet werden. Bild 10a zeigt gemessene Kopplungs-

widerstände solcher Schirme in der komplexen Ebene. Die hauptsächlichen Komponenten des Kopplungswiderstandes eines Geflechtsschirms können beobachtet werden. Im Fall optimierter Schirme kann geschlossen werden, dass sich das Geflecht bei tiefen Frequenzen wie ein Schirm aus einem homogenen Rohr verhält. Das gleiche kann aus Bild 10b geschlossen werden, wo die Amplitude des Kopplungswiderstandes als Funktion der Frequenz dargestellt ist; allerdings kann es von Bild 10b nicht direkt abgelesen werden, wann der Schirm eine zu hohe oder zu niedrige optische Bedeckung aufweist.

Der Kopplungswiderstand eines Geflechtsschirms besteht aus den oben genannten drei wesentlichen Komponenten:

- (i) Bei tiefen und mittleren Frequenzen verändert sich das Kopplungsverhalten (Z_{Th}) des rohrförmigen Schirms mit Wirbelströmen und abnehmendem Z_T . In [14 Vance] ist dargelegt, dass eine gute Annäherung für Z_{Th} aus einem röhrenförmigen, homogenen Schirm [5 Schelkunoff] mit der Dicke eines Drahtdurchmessers und dem gleichen Gleichstromwiderstand wie dem Geflecht, gebildet wird.
- (ii) Die Betriebsinduktanz M'_{12} steht in direktem Verhältnis mit dem magnetischen Fluss Φ'_{12} in den Öffnungen (Leckagen)
- (iii) Die Betriebsinduktanz M''_{12} (negativ) steht in direktem Verhältnis mit dem magnetischen Fluss Φ''_{12} im Geflecht.

Durch Addition dieser Komponenten wird eine gute Annäherung für den Kopplungswiderstand Z_T eines Geflechtsschirms erreicht.

$$Z_T \approx Z_{Th} + j\omega(M'_{12} - M''_{12}) \quad (24)$$

Die erste Annäherung des Ersatzschaltbildes wird in Bild 12a dargestellt.

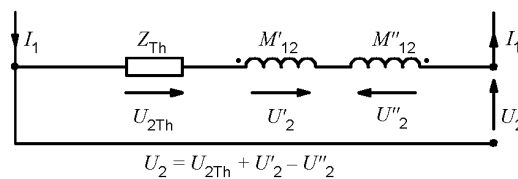


Bild 12a – Beiträge zum Kopplungswiderstand

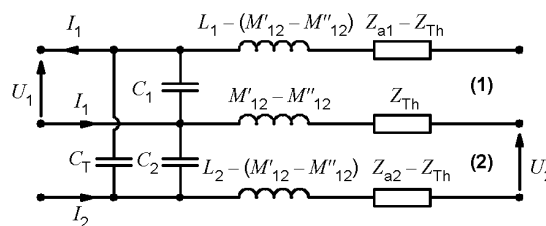


Bild 12b – Bedeutsame Elemente der Kreise (1) und (2)

Bild 12 – Z_T Ersatzschaltbilder eines Geflechtsschirms

Ein komplexeres Ersatzschaltbild, bei dem die Durchgriffskapazität C_T und die Oberflächenimpedanzen Z_a des Geflechtsschirms eingeschlossen sind, ist in Bild 12b dargestellt. L_1 und L_2 sind die (externen) Induktanzen von äußerem und innerem Kreis.

Zahlreiche Versuche sind unternommen worden, um den Kopplungswiderstand eines coaxialen Geflechtsschirms zu berechnen. Der größte Teil der Literatur [15 Ikrath], [2 Kaden], [14 Vance] haben sich auf Modelle mit Geflechtsschirmen und der Berechnung der direkten Leakage des magnetischen Feldes, welches durch I_1 , und M'_{12} induziert wird, konzentriert. Dabei wurden zufriedenstellende Ergebnisse erzielt.

E DIN IEC 62153-4-1 (VDE 0819-153-4-1):2010-01

Es existiert nur wenig Literatur [1 Fowler], [3 Tyni] über M''_{12} ; der Gegenstand ist aber von IEC/SC 46AWG 1 und deren Nachfolger, TC 46/WG 5 untersucht worden. Insbesondere die Berechnung und die Stabilität von M''_{12} hat sich als sehr problematisch erwiesen, wegen der vielen, unsicheren und unstabilen Parameter, z. B. der Widerstand an den Kreuzungspunkten der Drähte, was einen Effekt auf die magnetische Feldverteilung im Geflecht hat. Auch der Anpressdruck des Mantels hat einen Effekt auf den kleinen Zwischenraum zwischen den rechts- und linksläufigen Lagen des Geflechtes. Nicht zu erwähnen die Anzahl der Geflechtsdrähte pro Flechtgruppe, und der Flechtwinkel und die Dichte und optische Bedeckung des Geflechtes.

Nach dem Verständnis des magnetischen Kopplungsmechanismus ist es nicht überraschend, dass die Übertragungsimpedanzen von Geflechtsschirmen beträchtlich variieren und für viele Geflechts- und Kabelkonstruktionen instabil sind, unabhängig davon ob die Konstruktionen optimiert sind oder nicht. Es ist auch klar, dass ein perforiertes Rohr nicht als ein Modell für einen Geflechtsschirm genommen werden kann.

Es ist klar, dass ein lockeres, hochoptimiertes Geflecht einen sehr unstabilen Kopplungswiderstand Z_T während des Biegens, Verdrehens und/oder bei Querdruck haben kann. Ein Schirm mit einem hohen Füllfaktor und einer hohen optischen Bedeckung (overbraided) hat normalerweise einen (sauberen) negativen Kopplungswiderstand bei hohen Frequenzen wegen der hohen M''_{12} -Kopplung durch den gegenseitigen „Raum“ zwischen der linken und der rechten Lage im Vergleich mit einer geringen Leckage durch das Geflecht M'_{12} . Druck auf den Schirm würde das Schirmungsverhalten verbessern, indem der gegenseitige Raum verschwindet und Z_T reduziert wird.

Die Herstellung eines guten und stabilen, optimierten Kabels erfordert die Kontrolle der Geflechtsparameter wie:

- Geflechtswinkel, Zug (und Schmierung) der Flechtdrähte;
- Anzahl der Flechtdrähte in einer Flechtgruppe;
- Drahtdurchmesser;
- Beschichtung;
- Druck auf das Geflecht;
 - während der Fertigung;
 - auf den Mantel.

Die Arbeitsgruppe IEC/TC 46/WG 5, Screening effectiveness, untersucht den Einfluss dieser Parameter auf optimierte Geflechte während des Erstellens eines Leitfadens für die Geflechtsoptimierung in Theorie und Praxis.

Ein Leitfaden für die Optimierung von Geflechten bezüglich der Schirmwirkung wird die IEC-Familie dabei unterstützen, die gleiche Sprache zu sprechen, wenn Grenzwerte für die Schirmparameter (Z_T ; Z_F ; a_s) von Geflechtsschirmen festgelegt werden.

7 Prüfmöglichkeiten

Eine Anzahl von Prüfverfahren wird eingesetzt um Kabel auf seine Schirmwirkung zu prüfen, wovon einige in den IEC-Normen zu finden sind. Jedes Verfahren hat Vorteile für einige Anwender, welche aus historischen Gründen nicht allgemein gewürdigt werden. In Tabelle 2 sind die verfügbaren Prüfverfahren zusammengestellt. Einige davon werden hier diskutiert unter besonderer Würdigung der Anwendbarkeit auf Kabel, konfektionierte Kabel und Stecker.

7.1 Messung des Kopplungswiderstandes koaxialer Kabel

Alle Prüfungen, die in Tabelle 2 gelistet sind, können für Koaxialkabel eingesetzt werden. Wenn allerdings eine Prüfung benötigt wird, um sowohl den Frequenzbereich oberhalb als auch unterhalb von 100 MHz abzudecken, dann entfallen die Prüfungen 1, 4, 7, 9 und 10. Von den anderen haben die Verfahren mit „s“ unter der Spalte Gruppierung (Spalte 3) eine bessere innere Isolierung zwischen den Mess- und den Speisekreisen, während die Verfahren mit „o“ in der Spalte Gruppierung einen ungeschirmten Speisekreis auf-

weisen. Der Unterschied ist die, oben in Abschnitt 4.4 beschriebene Umkehrbarkeit. Ein Vorteil eines ungeschirmten Speisekreises ist, dass eine bessere Untersuchungsmöglichkeit des Prüflings gegeben ist, was hilfreich sein kann, wenn der Prüfling beschädigt ist. Die beiden Prüfverfahren mit ungeschirmten Leitungen sind 3 und 8. Das Letztere, welches einen weiten Frequenzbereich abdeckt, wird für zukünftige Prüfungen empfohlen.

7.2 Messung des Kopplungswiderstandes von konfektionierten Kabeln

Auch bei eingeschränktem Frequenzbereich sind viele der Prüfverfahren der Tabelle zwei nicht für konfektionierte Kabel geeignet. Die Verfahren 1, 4, und 6 sind ungeeignet, weil eventuell ein elektrisch kurzes Muster benötigt wird, um den oberen Frequenzbereich zu erreichen; während das Verfahren 10 für Frequenzen oberhalb von 100 MHz begrenzt ist. Messverfahren mit geschirmten Speisedrähnen (2 und 5) sind schwierig aufzubauen wegen des abweichenden Querschnitts des konfektionierten Kabels, ein Problem, das auch beim Verfahren 3 auftritt. Solche Widersprüche treten bei den Verfahren 7, 8 und 9 nicht auf. Trotz seiner niedrigen (effektiven) oberen Frequenzgrenze ist es mit dem Verfahren 7 einfach, zwischen den Beiträgen von Stecker und Kabel zu unterscheiden. Verfahren 7 ist daher ideal für diagnostische Zwecke. Das Verfahren 9 arbeitet erst oberhalb von 30 MHz, was eine Einschränkung bedeuten kann. Das Verfahren 8 erfordert einige Messungen an jedem Prüfmuster, da es unvernünftig ist, anzunehmen, dass ein konfektioniertes Kabel eine kreisförmige Symmetrie aufweist.

Aus Gründen der Fairness ist festzustellen, dass in jedem Frequenzbereich, in dem Prüfungen an konfektionierten Kabeln, bei dem die Phase nicht aufgezeichnet wird, die Prüfung nur dann gültig ist, wenn die Länge des Prüfmusters nicht verändert wird (Messungen an einem Muster einer bestimmten Länge können nicht dazu benutzt werden, das Verhalten eines Musters von einer anderen Länge abzuschätzen, unabhängig, ob es kürzer oder länger ist). Von den diskutierten Prüfverfahren des Kopplungswiderstandes kann nur das Verfahren 7 auf diese Art eingesetzt werden.

Konfektionierte Kabel mit mehreren Leitern sind komplizierter, da die Kabelseele nicht als koaxial betrachtet werden kann. Ein Verfahren für solche konfektionierten Kabel ist bisher nicht beschrieben worden.

7.3 Messung des Kopplungswiderstandes von Steckern

Im Prinzip können alle Prüfverfahren der Tabelle 2 für koaxiale Stecker benutzt werden.

Wie bei den Prüfungen an konfektionierten Kabeln ist es vorteilhaft, ein Prüfverfahren mit einem ungeschirmten Speisekreis zu benutzen, obwohl andere Prüfungen in den Standards verbleiben, weil sie akzeptiert sind. Falls es möglich ist, die Schirmung eines Steckers von der Schirmung des angeschlossenen Kabels zu unterscheiden, wird dies das Prüfverfahren beträchtlich vereinfachen.

Mehrpolige Stecker sind zahlreicher und haben mehr Varianten als koaxiale Stecker. Stecker mit nicht kreisförmigem Querschnitt können allerdings nicht mit den in Tabelle 2 angegebenen Verfahren geprüft werden. Durch geeignete Variation sollte es mit dem Verfahren 7 und 10 dennoch möglich sein. Dieses Problem wird weiter untersucht.

ANMERKUNG Diese Verfahren liefern nur eine Übersicht der Messungen mehradriger, symmetrischer Kabel, mehrpoliger Stecker, sowie von konfektionierten Kabeln die aus diesen Komponenten hergestellt sind.

Die zu beschreibenden Probleme kommen durch:

- a) die Tatsache, dass ein Stecker elektrisch kurz ist, während die Parameter eines Kabels verteilt sind und das Kabel elektrisch lang sein kann;
- b) den Umstand, dass Kabel mit mehrfachen Leitern selten eine kreisförmige Symmetrie aufweisen. Das gilt auch physikalisch und für die Signalpfade seiner Stecker;
- c) den Umstand, dass die meisten Stecker mit mehrfachen Leitern keine kreisförmige Symmetrie haben; sie weisen auch keine gleichmäßigen Abstände zu anderen Leitern auf, die auf sie einwirken können;
- d) wirtschaftliche Gründe, die vorschreiben, dass ein Prüfung von konfektionierten Kabeln mit den gleichen Komponenten auch auf andere konfektionierte Kabel anwendbar sein sollte, obwohl sie unterschiedliche Gesamtlängen aufweisen.

— Entwurf —

E DIN IEC 62153-4-1 (VDE 0819-153-4-1): 2010-01

Unter Beachtung eines Rauschpegels der Bandbreite von 1 Hz von 173 dBm bei Raumtemperatur, (Anstieg $10 \times \log$ (Bandbreite) dB) und Addition der Rauschzahl des Verstärkers erhält man das theoretische Grundrauschen der Prüfeinrichtung. Unter der Annahme, dass der Verstärker des Beispiels von Bild 13 eine Rauschzahl von 11 dB aufweist, lässt sich berechnen, dass die Bandbreite (Δf) des Netzwerkanalysators kleiner als 10 kHz sein muss.

Dieser Umstand kann durch eine allgemeine Gleichung ausgedrückt werden:

$$NL = (-173 + F + 10 \log \Delta f) \quad (25)$$

Dabei ist

NL Grundrauschen (noise level) der Empfängerseite des Messsystems in dBm

F Grundrauschen des Vorverstärkers in dB

Δf Bandbreite des Empfängers in Hz

dBm dB (mW)

Tabelle 2 – Schirmwirkung von Kabeln – Prüfverfahren für Kopplungswiderstand Z_T

Kurztitel	Referenz	Gruppierung (Anmerkung 1)	Frequenzbereich		Speisung N oder F (Anmerkung 2)	Vorteile oder Nachteile
			möglich	Aktuell angewendet		
1 IEC triaxial	Bild A9 der IEC 60096-1 Bild 44 der IEC 61196-1	kf s	d.c. – 50 MHz	10 kHz – 30 MHz	F	Unbewegliche Prüfeinrichtung.
2 Abgeschlossen triaxial (Simons)	Bild A5 der IEC 60096-1	m s	10 kHz – 1 GHz	100 kHz – 500 MHz	N F	Flexible Prüfeinrichtung ist auf Ferrite angewiesen.
3 Speisung über Geflecht (Fowler)	AESS(TRG)71181 [6]	m o	d.c. – 500 MHz	10 kHz – 500 MHz	N F	Flexible Prüfung, erfordert gute Schirmung am Messsystem.
4 Quadraxial	[7]	m s	100 kHz – 50 MHz	100 kHz – 1 GHz	N	Tiefe Resonanzen machen die Anwendung oberhalb von 50 MHz theoretisch unmöglich. Die Prüfung wurde eingesetzt, um die Schirmung bei Frequenzen bis zu 1 GHz abzuschätzen.
5 Angepasstes T triaxial (Staegar)	IEC 60169-1-3 [8] [9]	m s	1 kHz – 12 GHz	100 MHz – 10 GHz 10 kHz – 100 MHz	N F	Unbewegliche Prüfeinrichtung, erfordert gute Schirmung.
6 ERA triaxial (Smithers)	[10]	kf s	d.c. – 400 MHz	10 kHz – 300 MHz	F	Sehr kurzer Prüfling, erfordert Verstärker oder PLL.
7 Speisedraht (Zeit- bereich)	IEC 60096-4-1 [11]	m o	d.c. – 100 MHz	1 kHz – 80 MHz (Anmerkung 3)	N F	Sehr einfach anzuwenden, erfordert gute Schirmung im Messverstärker.
8 Speisedraht (Frequenz- bereich)	Bild 34 und 35 der IEC 61196-1 [4] [12]	m o	d.c. – 20 GHz	10 kHz – 3 GHz	N F	Flexible und preiswerte Messeinrichtung, erfordert gute Schirmung.
9 Offenes Prüfverfahren für Schirmdämpfung (Absorberzangen)	Bilds 50 to 52 der IEC 61196-1	m o	30 MHz – 2,5 GHz	30 MHz – 1 GHz 300 MHz – 2,5 GHz	N F	Geringe Empfindlichkeit, Messung von a_s ist abhängig von der Umgebung.
10 Strahlenkammer-Ver- fahren	IEC 61726 [13]	kn kf	0,1 GHz →	0,3 GHz – 40 GHz	N & F	Flexibel in der Anwendung, erfordert aber einen komplexen und teuren Computer mit hochentwickelter Prüf-Software.
11 Geschirmtes Prüfverfah- ren für Schirmdämpfung	[16] [17] (Anmerkung 4)	m s	d.c. – 5 GHz	10 kHz – 3 GHz	F	Messungen mit hoher Empfindlichkeit können ohne geschirmten Raum durchgeführt werden.

Tabelle 2 (fortgesetzt)

Kurztitel	Referenz	Gruppierung (Anmerkung 1)	Frequenzbereich		Speisung N oder F (Anmerkung 2)	Vorteile oder Nachteile
			möglich	Aktuell angewendet		
12 Offenes Prüfverfahren für Schirmdämpfung für mehrpolige Stecker	[18] [19]		d.c. – 1 GHz	10 kHz – 700 MHz	N	Preiswert und flexibel
13 Messung der Kopplungs- dämpfung von symmetri- schen Kabeln und kon- fektionierten Kabeln						In Beratung
13.1 Stromzange Speise- verfahren						In Beratung
13.2 Geschirmtes Triaxial- verfahren						In Beratung
13.3 Verfahren mit Absorber- zange						In Beratung
<p>ANMERKUNG 1 Gruppierung durch die Bedingung des „Primärkreises“:</p> <p>kn = Kurzschluss am nahen Ende</p> <p>kf = Kurzschluss am fernen Ende;</p> <p>m = mit dem Wellenwiderstand abgeschlossen;</p> <p>o = offen an ungeschirmt;</p> <p>s = geschirmt.</p> <p>ANMERKUNG 2 N bezeichnet die Speisung am nahen Ende relativ zum Sekundärkreis. F bezeichnet die Speisung am fernen Ende relativ zum Sekundärkreis.</p> <p>ANMERKUNG 3 Effektive Frequenzen geprüft. Tatsächlicher Puls mit $T_R = 3,5 \text{ ns}$ und Dauer bis zu $160 \text{ }\mu\text{s}$.</p> <p>ANMERKUNG 4 Sekundärkreis am nahen Ende kurzgeschlossen.</p>						

8 Vergleich der Frequenzantwort verschiedener triaxialer Prüfeinrichtungen zur Messung des Kopplungswiderstandes von Kabelschirmen

8.1 Einführung

Es gibt verschiedene triaxiale Prüfeinrichtungen zur Messung des Kopplungswiderstandes. Eine Prüfeinrichtung ist in Übereinstimmung mit EN 50289-1-6, eine andere nach IEC 61196-1 gestaltet. Alle Prüfeinrichtungen basieren auf dem gleichen Grundprinzip, benutzen aber unterschiedliche Abschlusswiderstände. Bei einem Verfahren ist zum Beispiel der Prüfling abgeschlossen, während der Prüfling bei einem anderen Verfahren an seinem Ende kurzgeschlossen ist. Außerdem können Sender und Empfänger bei den verschiedenen Verfahren vertauscht sein. Die folgende Untersuchung analysiert das Frequenzverhalten der verschiedenen Prüfeinrichtungen und den Einfluss auf die Grenzfrequenz, bis zu der der Kopplungswiderstand gemessen werden kann.

8.2 Physikalische Grundlagen

8.2.1 Triaxiale Prüfeinrichtung

8.2.1.1 Allgemeines

Die triaxiale Prüfeinrichtung besteht aus der „dreifach koaxialen“ Form, siehe Bild 14 und Bild 15. Eine kurze Länge des zu prüfenden Schirms bildet gleichzeitig sowohl den Innenleiter des äußeren Systems als auch den Außenleiter des inneren Systems. Die Kopplung zwischen diesen beiden koaxialen Systemen wird durch den Kopplungswiderstand und die kapazitive Kopplungsadmittanz des Schirms verursacht. Die Schaltung zur Anpassung, der Abschlusswiderstand und der Serienwiderstand werden benötigt, um die Lastbedingungen der Prüfeinrichtung zu ändern. Auch kann der Sender und der Empfänger bei beiden Verfahren vertauscht sein.

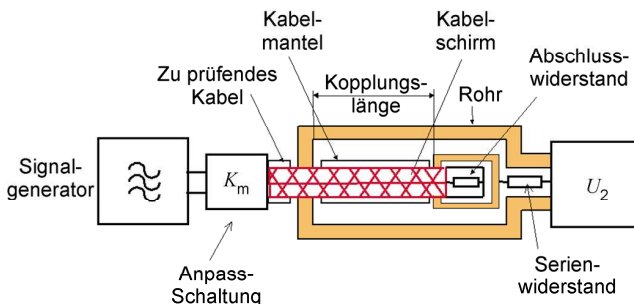


Bild 14 – Triaxiale Prüfeinrichtung zur Messung des Kopplungswiderstands Z_T

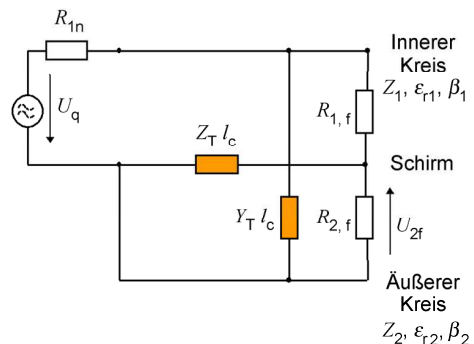


Bild 15 – Ersatzschaltbild des Triaxialverfahrens

Dabei ist

$Z_{1,2}$ Wellenwiderstand des inneren Kreises (Kabel) bzw. des äußeren Kreises (Rohr);

$\epsilon_{1,2}$ Dielektrizitätskonstante des inneren Kreises (Kabel) bzw. des äußeren Kreises (Rohr);

$\beta_{1,2}$ Phasenkonstante des inneren Kreises (Kabel) bzw. des äußeren Kreises (Rohr);

L Kopplungslänge;

Z_T Kopplungswiderstand;

Y_T Kapazitive Kopplungsadmittanz;

- $R_{1,n}$ Lastwiderstand am nahen Ende des inneren Kreises (Kabel). Gleich dem Ausgangswiderstand des Generators bzw. dem Eingangswiderstand des Empfängers, einschließlich eines evtl. eingesetzten Speisewiderstandes.
- $R_{1,f}$ Lastwiderstand am fernen Ende des inneren Kreises (Kabel). Abhängig vom eingesetzten Verfahren entweder gleich dem Wellenwiderstand des Kabels oder ein Kurzschluss.
- $R_{2,f}$ Lastwiderstand am fernen Ende des äußeren Kreises (Kabel). Gleich dem Ausgangswiderstand des Generators bzw. dem Eingangswiderstand des Empfängers, einschließlich eines evtl. eingesetzten Speisewiderstandes.
- u_q EMK des Generators;
- $u_{2,f}$ Spannung am fernen Ende des äußeren Kreises.

8.2.1.2 Abschlüsse bei den verschiedenen Verfahren

Bei dem Verfahren nach EN 50289-1-6 wird das zu prüfende Kabel und das ferne Ende des sekundären Kreises angepasst abgeschlossen. Das Signal wird in das zu prüfende Kabel eingespeist; am fernen Ende des äußeren Kreises wird die störende Spannung gemessen. Ein vereinfachtes Verfahren besteht darin, den Abschlusswiderstand am fernen Ende des Außenkreises zu vernachlässigen. Dadurch wird ein größerer Dynamikbereich erzielt.

IEC 61196-1:1995-05 beschreibt zwei Verfahren:

Verfahren 1: Speisung über einen Widerstand, wobei das Signal über einen Widerstand in den Außenkreis eingespeist wird und die Störspannung am fernen Ende des zu prüfenden Kabels gemessen wird.

Verfahren 2: Direkte Speisung, wobei die Signalleistung direkt in den Außenkreis eingespeist wird und die Störspannung am fernen Ende des zu prüfenden Kabels gemessen wird.

Mit der Überarbeitung der IEC 61196-1:1995-05 wurde IEC 62153-4-3 für die Messung des Kopplungswiderstandes eingeführt, wo auch verschiedene Verfahren beschrieben sind:

Verfahren A „Anpassung/Kurzschluss“ ist gleich zu EN 50289-1-6.

Verfahren B „Kurzschluss/Kurzschluss“ ist das Verfahren mit doppeltem Kurzschluss, wobei der Lastwiderstand des Kabels durch einen Kurzschluss ersetzt wird. Damit ergeben sich in der Prüfeinrichtung zwei Kurzschlüsse. Ein Kurzschluss am nahen Ende des Außenkreises (zwischen dem Kabelschirm und dem Rohr), der andere Kurzschluss am Kabel. Der Vorteil dieses Verfahrens ist die Vereinfachung der Vorbereitung des Prüflings. Ein Kurzschluss ist leichter herzustellen, als ein Widerstand einzulöten, insbesondere, wenn der Prüfling aus einem Kabel mit mehreren Leitern besteht. Weiterhin wird die Messempfindlichkeit erhöht. Im Vergleich zum Verfahren A „Angepasst-kurzgeschlossen“ wird der Dynamikbereich um ca. 16 dB verbessert. Beim Verfahren mit übergestülptem Geflecht („milked on braid“) wird ein zusätzliches Geflecht, das Messgeflecht anstelle des Rohres über den Kabelmantel gezogen. Vorteilhaft ist, dass das Kabel während der Prüfung gebogen werden kann, die Vorbereitung des Prüflings ist jedoch mühsamer als beim Messrohr.

Die Abschlussbedingungen der verschiedenen Verfahren sind in der nachfolgenden Tabelle aufgeführt. Der Wellenwiderstand des äußeren Kreises Z_2 variiert mit dem Durchmesser des zu prüfenden Kabels. Beim Messrohr ist Z_2 im Allgemeinen höher als die Eingangsimpedanz des Generators, beim „milked on braid“-Verfahren ist Z_2 im Allgemeinen niedriger als die Eingangsimpedanz des Generators

Tabelle 3 – Abschlussbedingungen der verschiedenen Prüfeinrichtungen

Verfahren	Generator	Receiver	R_{1n}/Z_1	R_{1f}/Z_1	Z_2/R_{2f}
EN 50289-1-6					
Standard	IC	OC	1	1	0,71
vereinfacht	IC	OC	1	1	1...5 abhängig vom Rohrdurchmesser
IEC 61196-1					
Verfahren 1: Speisung durch einen Widerstand	OC	IC	1	1	0,71
Verfahren 2: direkte Speisung	OC	IC	1	1	1...5 abhängig vom Rohrdurchmesser
IEC 62153-4-3 Doppel-Kurzschluss-Verfahren					
Mit Messrohr	OC	IC	1*	0	1...5 abhängig vom Rohrdurchmesser
Mit „milked on braid“	IC	OC	1*	0	0,1...0,4 abhängig vom Durchmesser des Schirms und des Mantels des Kabels
IC: Innerer Kreis (zu prüfendes Kabel) OC: Äußerer Kreis (Rohr) *) nur, wenn der Wellenwiderstand des Kabels gleich der Impedanz des Generators ist. Für andere Wellenwiderstände des Kabels kann der Wert variieren, z. B. 0,67 für ein Kabel mit einem Wellenwiderstand von 75 Ω.					

8.2.2 Kopplungsgleichungen

Die Gleichungen für die Kopplungen zwischen dem inneren und dem äußeren Kreis für beliebige Abschlüsse sind in [1] und [2] beschrieben. Unter Beachtung des Kurzschluss am nahen Ende des Außenkreises (zwischen dem Kabelschirm und dem Messrohr), Vernachlässigung der Dämpfung der störenden und der gestörten Leitung und der Annahme nicht ferromagnetischen Materials und mit Einführung von weiteren Variablen ergeben sich folgende Gleichungen:

$$\frac{u_{2f}}{u_q} = \frac{L}{R_{1f} + R_{1n}} \cdot [Z_T \cdot g + Z_F \cdot h] \quad (1)$$

$$g = \frac{1}{N} \cdot \frac{1}{1-n^2} \cdot \frac{j}{x} \cdot \{ r \cdot [\cos x - \cos nx] - j \cdot n \cdot \sin nx + j \sin x \} \quad (2)$$

$$h = \frac{1}{N} \cdot \frac{1}{1-n^2} \cdot \frac{j}{x} \cdot \{ n \cdot r \cdot [\cos x - \cos nx] - j \sin nx + j \cdot n \cdot \sin x \} \quad (3)$$

$$N = \left\{ \cos x + \frac{j \sin x}{r+w} \cdot [1+r \cdot w] \right\} \cdot \{ \cos nx + j \cdot v \cdot \sin nx \} \quad (4)$$

$$x = \beta_1 \cdot L = 2\pi \cdot \frac{L}{\lambda_1} \quad n = \frac{\beta_2}{\beta_1} = \frac{\lambda_1}{\lambda_2} = \sqrt{\frac{\epsilon_{r2}}{\epsilon_{r1}}} \quad (5)$$

$$r = \frac{R_{1f}}{Z_1} \quad v = \frac{Z_2}{R_{2f}} \quad w = \frac{R_{1n}}{Z_1} \quad (6)$$

Dabei ist

$Z_{1,2}$ Wellenwiderstand des inneren Kreises (Kabel) bzw. des äußeren Kreises (Rohr);

$\varepsilon_{1,2}$ Dielektrizitätskonstante des inneren Kreises (Kabel) bzw. des äußeren Kreises (Rohr);

$\beta_{1,2}$ Phasenkonstante des inneren Kreises (Kabel) bzw. des äußeren Kreises (Rohr);

$\lambda_{1,2}$ Wellenlänge des inneren Kreises (Kabel) bzw. des äußeren Kreises (Rohr);

L Kopplungslänge;

Z_T Kopplungswiderstand;

Y_T kapazitive Kopplungsadmittanz;

$R_{1,n}$ Lastwiderstand am nahen Ende des inneren Kreises (Kabel). Gleich dem Ausgangswiderstand des Generators bzw. dem Eingangswiderstand des Empfängers, einschließlich eines evtl. eingesetzten Speisewiderstandes;

$R_{1,f}$ Lastwiderstand am fernen Ende des inneren Kreises (Kabel). Abhängig vom eingesetzten Verfahren entweder gleich dem Wellenwiderstand des Kabels oder ein Kurzschluss;

$R_{2,f}$ Lastwiderstand am fernen Ende des äußeren Kreises (Kabel). Gleich dem Ausgangswiderstand des Generators bzw. dem Eingangswiderstand des Empfängers, einschließlich eines evtl. eingesetzten Speisewiderstandes;

u_q EMK des Generators;

$u_{2,f}$ Spannung am fernen Ende des äußeren Kreises.

Die Faktoren g und h beschreiben das Frequenzverhalten der Prüfeinrichtung. Bei tiefen Frequenzen, wenn $\lambda \gg L$ sind die Faktoren g und h gleich 1. Mit ansteigender Frequenz jedoch beginnen die Faktoren g und h zu oszillieren und damit gleichzeitig auch das Messergebnis. Die maximale Frequenz, bis zu der der Kopplungswiderstand ohne Oszillationen (verursacht durch die Prüfeinrichtung), gemessen werden kann ist als 3-dB-Abweichung von der linearen Interpolation der Messergebnisse definiert. Oder, anders ausgedrückt, wenn die Faktoren g und $h > \sqrt{2}$ bzw. $< 1/\sqrt{2}$ werden.

8.3 Simulationen

8.3.1 Allgemeines

Für die folgenden Betrachtungen wurden Simulationen gegenüber einer reinen mathematischen Lösung bevorzugt, da sie einfacher zu fassen sind und die Unterschiede der verschiedenen Prüfeinrichtungen deutlich machen. Die Kapazitive Kopplung kann im Vergleich zur magnetischen Kopplung generell vernachlässigt werden, ($Z_F \ll Z_T$), d. h., die Grenzfrequenzen werden vorwiegend durch das Frequenzverhalten des Faktors g bestimmt. Daher sind die folgenden Simulationen auf den Faktor g begrenzt.

Durch die Umkehrbarkeit der Materialien kann man Sender und Empfänger vertauschen, ohne die Ergebnisse zu verändern. Daher ergibt die Methode nach EN 50289-1-6 die gleichen Ergebnisse wie die Methode nach IEC 61196-1, Verfahren 1 „Speisung über einen Widerstand“, und das vereinfachte Verfahren nach EN 50289-1-6 ergibt die gleichen Ergebnisse wie das Verfahren nach IEC 61196-1, Verfahren 2 „direkte Speisung“.

Tabelle 4 – Parameter der verschiedenen Prüfeinrichtungen

Verfahren	$w = R_{1n}/Z_1$	$r = R_{1n}/Z_1$	$v = R_{1n}/Z_1$	$n = \frac{\sqrt{\epsilon_{r2}}}{\sqrt{\epsilon_{r1}}}$
EN 50289-1-6, IEC 62153-4-3, Verfahren A				
Standard	1	1	0,71	0,66 (0,45)...0,91
vereinfacht	1	1	1...5 abhängig vom Rohrdurchmesser	
IEC 61196-1				
Verfahren 1: Speisung durch einen Widerstand	1	1	0,71	0,66 (0,45)...0,91
Verfahren 2: direkte Speisung	1	1	1...5 abhängig vom Rohrdurchmesser	
IEC 62153-4-3, Verfahren mit doppeltem Kurzschluss				
mit Messrohr	1*	0	1...5 abhängig vom Rohrdurchmesser	0,66 (0,45)...0,91
mit „milked on braid“	1*	0	0,1...0,4 abhängig vom Durchmesser des Schirms und des Mantels des Kabels	1,02...2,0
*) nur, wenn der Wellenwiderstand des Kabels gleich der Impedanz des Generators ist. Für andere Wellenwiderstände des Kabels kann der Wert variieren, z. B. 0,67 für ein Kabel mit einem Wellenwiderstand von 75 Ω.				

Bei den Rohrverfahren ist der Faktor n durch die Dielektrizitätskonstante des Kabels (des inneren Kreises) gegeben, da die Dielektrizitätskonstante des Außenkreises nahezu unabhängig vom Mantelmaterial ist und daher mit 1 angenommen werden kann. Beim „milked on braid“-Verfahren ist der Faktor n jedoch sowohl von der Dielektrizitätskonstanten der Isolation des Kabels als auch von der Dielektrizitätskonstanten des Mantels abhängig, da das „Messgeflecht“ direkt auf den Mantel des Prüflings aufgebracht wird. Die Werte für den Faktor n sind für typische Isolationswerkstoffe (PE, CELL-PE, PTFE ...) angegeben. Die Werte in Klammern sind für PVC-Isolationen angegeben, die in Kabeln mit mehrfachen Leitern eingesetzt sein können. Für das „milked on braid“-Verfahren sind nur typische Kombinationen von Isolations- und Schirmmaterial betrachtet worden, (PE/PVC, PE/LSZH, PTFE/FEP...), die einen Wert $n > 1$ ergeben.

8.3.2 Simulation der Standardverfahren und der vereinfachten Verfahren nach EN 50289-1-6, IEC 61196-1 (Verfahren 1 und 2) und IEC 62153-4-3 (Verfahren A)

In EN 50289-1-6, IEC 61196-1, Verfahren 1 „Speisung über einen Widerstand“, und IEC 62153-4-3, Verfahren A „Angepasst/Kurzschluss“, ist der Faktor $v = Z_2/R_{2f}$ festgelegt zu $1/\sqrt{2}$. Die Simulationen unten zeigen, dass dieser Faktor in Bezug auf die maximale Frequenz, bis zu der der Kopplungswiderstand gemessen werden kann, einen guten Kompromiss darstellt.

EN 50289-1-6, IEC 61196-1, Verfahren 1 „Speisung durch einen Widerstand“

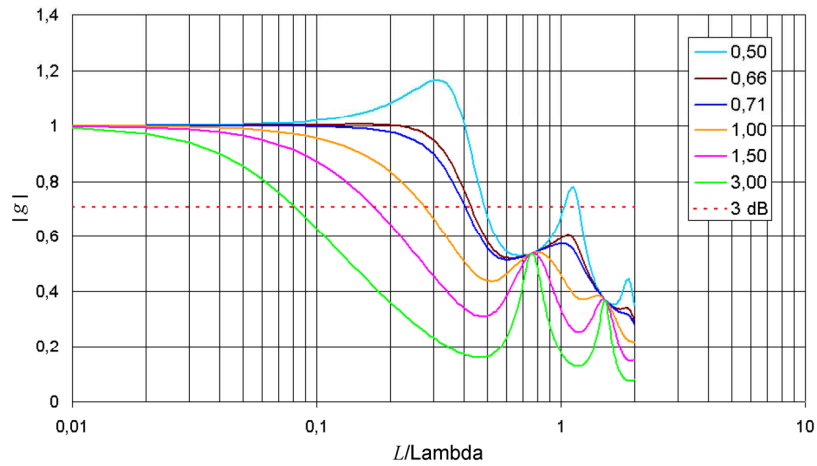


Bild 16 – Simulation des Frequenzverhaltens für verschiedene Faktoren von $\nu = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 2,3$ (massiv PE), $\epsilon_{r2} = 1,0$; $n = 0,659$

EN 50289-1-6, IEC 61196-1, Verfahren 1 „Speisung durch einen Widerstand“

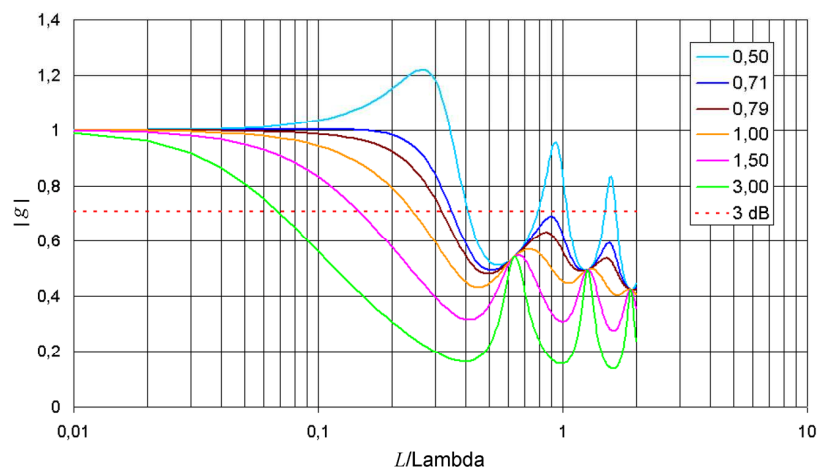


Bild 17 – Simulation des Frequenzverhaltens für verschiedene Faktoren von $\nu = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 1,6$ (geschäumtes PE), $\epsilon_{r2} = 1,0$; $n = 0,791$

— Entwurf —

E DIN IEC 62153-4-1 (VDE 0819-153-4-1):2010-01

EN 50289-1-6, IEC 61196-1, Verfahren 1 „Speisung durch einen Widerstand“

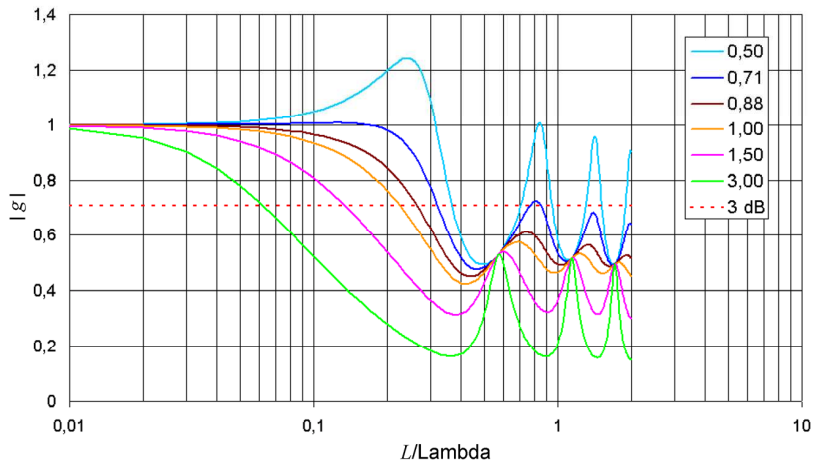


Bild 18 – Simulation des Frequenzverhaltens für verschiedene Faktoren von $\nu = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 1,3$ (geschäumtes PE); $\epsilon_{r2} = 1,0$; $n = 0,877$

EN 50289-1-6, IEC 61196-1, Verfahren 1 „Speisung durch einen Widerstand“

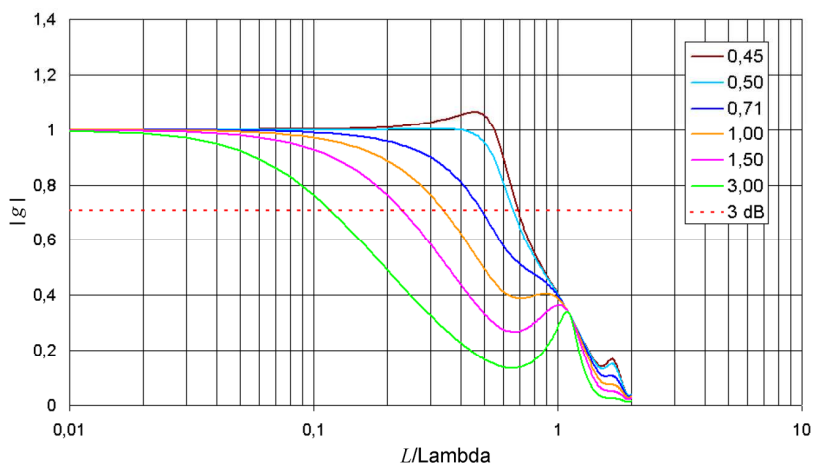


Bild 19 – Simulation des Frequenzverhaltens für verschiedene Faktoren von $\nu = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 5$ (PVC); $\epsilon_{r2} = 1,0$; $n = 0,447$

Die höchsten Frequenzen (bzw. die kürzesten Wellenlängen) werden erreicht, wenn der Faktor $\nu = 1/\sqrt{2}$ bzw. $\nu = n$ beträgt, je nachdem, welcher Wert kleiner ist. In den Bildern 16 und 19 wird die höchste Frequenz $\nu = n$ ($= 0,659$ bzw. $0,447$) erreicht. In den Bildern 17 und 18 wird die höchste Frequenz jedoch für $\nu = 1/\sqrt{2} = 0,71$ erreicht. Wenn man unter diesen Wert fällt, wird der Faktor g überschritten, d. h. er wird größer als 1. Wenn man diesen Wert überschreitet, wird die Grenzfrequenz verringert.

In Bild 20 wurde die 3 dB Grenzwellenlänge (L/λ_1), bei der der Faktor $|g|$ zu $1/\sqrt{2}$ wird, durch Iteration berechnet. Die Kurve ist als Funktion des Faktors $n = \sqrt{\epsilon_{r2}/\epsilon_{r1}}$ und für unterschiedliche Faktoren $\nu = Z_2/R_{2f}$ dargestellt. Die Kurven zeigen ein lineares Verhalten und können durch eine gerade Linie interpoliert werden.

Dies wurde in Bild 21 für $\nu = 1/\sqrt{2}$, $\nu = 1$, $\nu = 1,8$ und $\nu = 3,6$ durchgeführt. Der Faktor $\nu = 1/\sqrt{2}$ korrespondiert mit der Prüfeinrichtung in Übereinstimmung mit EN 50289-1-6, IEC 61196-1, „Verfahren 1, Speisung über einen Widerstand“, sowie mit IEC 62153-4-3, Verfahren A, Anpassung/Kurzschluss. Die anderen Werte des Faktors ν korrespondieren mit der vereinfachten Prüfeinrichtung, d. h. mit direkter Speisung. Für gebräuchliche Durchmesser des Messrohres (ca. 40 mm) und übliche Schirmdurchmesser der Kabel (2..9 mm) ergibt sich ein Wellenwiderstand im äußeren System von 90 Ω ... 180. Damit ergibt sich ein $\nu = 1.8$... 3.6 für direkte Speisung.

Y (3 dB) als eine Funktion von n und ν

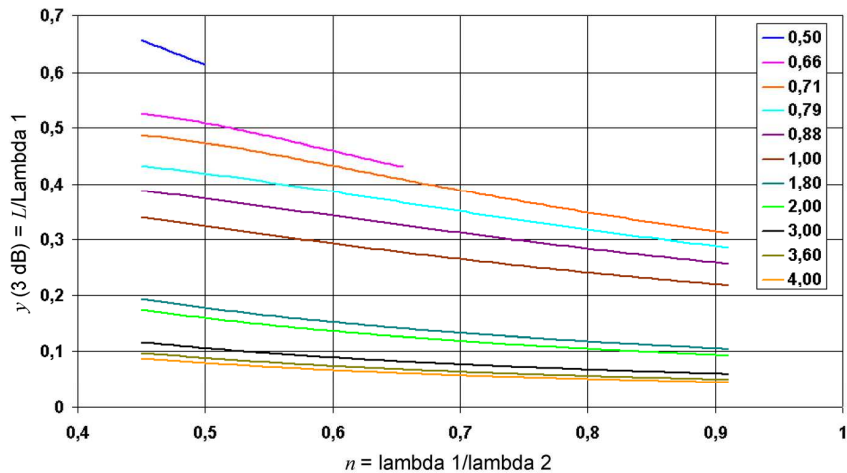


Bild 20 – Simulation der 3 dB Grenzwellenlänge (L/λ_1) als Funktion des Faktors $n = \sqrt{\epsilon_{r2}}/\sqrt{\epsilon_{r1}}$ bei unterschiedlichen Faktoren $\nu = Z_2/R_{2f}$

Die Graphen für $\nu = 0,5$ und $\nu = 0,66$ sind nur für 0,5 bzw. 0,66 gegeben, da der Faktor g sonst wie oben beschrieben, überschwingt.

y (3 dB) als Funktion von n und ν

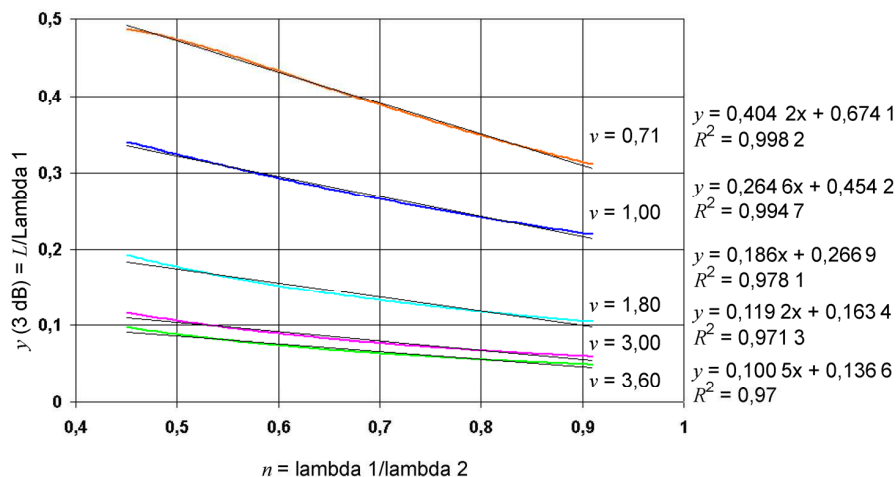


Bild 21 – Interpolation der simulierten 3 dB Grenzwellenlänge (L/λ_1) als Funktion des Faktors $n = \sqrt{\epsilon_{r2}}/\sqrt{\epsilon_{r1}}$ für unterschiedliche Faktoren $\nu = Z_2/R_{2f}$

E DIN IEC 62153-4-1 (VDE 0819-153-4-1):2010-01

Aus der gefundenen, linearen Interpolation lässt sich eine Gleichung zur Berechnung des Produktes Länge × Grenzfrequenz ableiten, bis zu der der Kopplungswiderstand in einer gegebenen triaxialen Prüfeinrichtung gemessen werden kann.

Tabelle 5 – Produkt aus Länge × Grenzfrequenz

EN 50289-1-6 IEC 61196-1, Verfahren 1 „Speisung über einen Widerstand“ IEC 62153-4-3, Verfahren A „Anpassung/Kurzschluss“	$v = 1/\sqrt{2}$	$(f \cdot L)_{3\text{ dB}} \approx \left[\frac{200}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} - \frac{120}{\epsilon_{r1}} \right] \cdot \text{MHz} \cdot \text{m}$	(7)
Vereinfachtes Verfahren nach EN 50289-1-6 IEC 61196-1, Verfahren 2 „direkte Speisung“	$v = 1$	$(f \cdot L)_{3\text{ dB}} \approx \left[\frac{135}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} - \frac{80}{\epsilon_{r1}} \right] \cdot \text{MHz} \cdot \text{m}$	(8)
	$v = 1,8$	$(f \cdot L)_{3\text{ dB}} \approx \left[\frac{80}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} - \frac{55}{\epsilon_{r1}} \right] \cdot \text{MHz} \cdot \text{m}$	(9)
	$v = 3$	$(f \cdot L)_{3\text{ dB}} \approx \left[\frac{50}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} - \frac{35}{\epsilon_{r1}} \right] \cdot \text{MHz} \cdot \text{m}$	(10)
	$v = 3,6$	$(f \cdot L)_{3\text{ dB}} \approx \left[\frac{40}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} - \frac{30}{\epsilon_{r1}} \right] \cdot \text{MHz} \cdot \text{m}$	(11)

Die angegebenen Gleichungen sind in den Graphen von Bild 22 dargestellt. Wenn zum Beispiel ein Kabel mit einer PE-Isolation mit einer Dielektrizitätskonstanten von $\epsilon_{r1} = 2,3$ und einem Schirmdurchmesser von 3,5 mm nach EN 50289-1-6 oder IEC 61196-1, Verfahren 1, Speisung über einen Widerstand mit $v = 0,71$, gemessen wird, dann ergibt sich ein Produkt aus Länge × Grenzfrequenz von ca. 80 MHz·m; d. h. für eine Kopplungslänge von 0,5 m ist die maximale Frequenz, bis zu der der Kopplungswiderstand gemessen werden kann, ca. 160 MHz. Wenn das gleiche Kabel in einer triaxialen Prüfeinrichtung nach IEC 61196-1, Verfahren 2, direkte Speisung oder nach dem vereinfachten Verfahren nach EN 50289-1-6 mit $v = 3$ gemessen wird, dann ergibt sich ein Produkt aus Länge × Grenzfrequenz von ca. 18 MHz·m; d. h. für eine Kopplungslänge von 0,5 m ist die maximale Frequenz, bis zu der der Kopplungswiderstand gemessen werden kann, ca. 36 MHz.

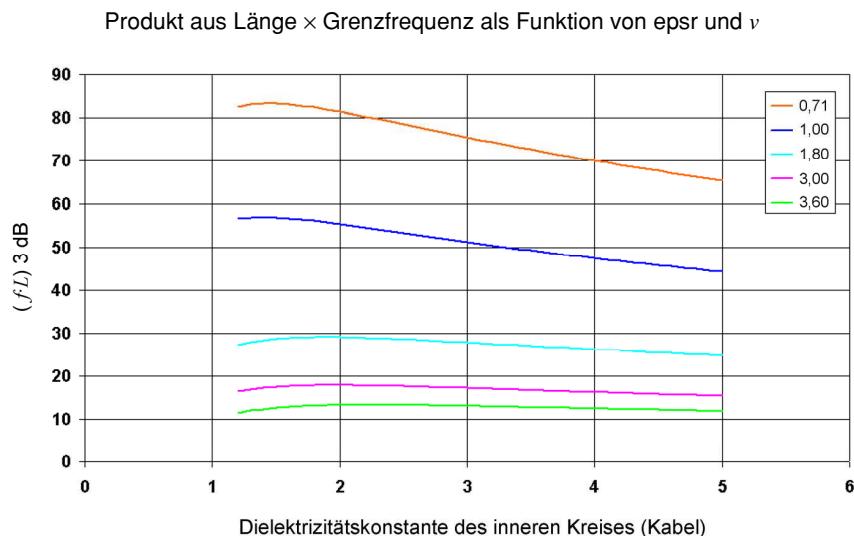


Bild 22 – 3 dB Produkt aus Länge × Grenzfrequenz als Funktion der Dielektrizitätskonstanten des inneren Kreises (Kabel) bei unterschiedlichen Faktoren $v = Z_2/R_{2f}$

Die Bilder 23 und 24 zeigen die Messergebnisse des normalisierten Spannungsabfalls, d. h. die Dämpfung durch den Serienwiderstand ist in Betracht gezogen worden – in der triaxialen Prüfeinrichtung für unterschiedliche Faktoren ν . Beide Bilder zeigen die Ergebnisse der gleichen Ausführung des Schirms, das eine Bild jedoch mit einer Isolation aus massivem PE ($\epsilon_{r1} = 2,3$), das andere Bild mit einer Isolation aus geschäumtem PE ($\epsilon_{r1} = 1,6$). Die Messergebnisse bestätigen die Simulationen. aus den oben angegebenen Gleichungen ergibt sich ein Produkt aus Länge \times Grenzfrequenz für $\nu = 3$ von ca. 18 MHz·m und für $\nu = 1$ von ca. 55 MHz·m sowohl für massiv PE als auch für geschäumtes PE. Das gleiche Ergebnis wurde bei den Messungen gefunden.

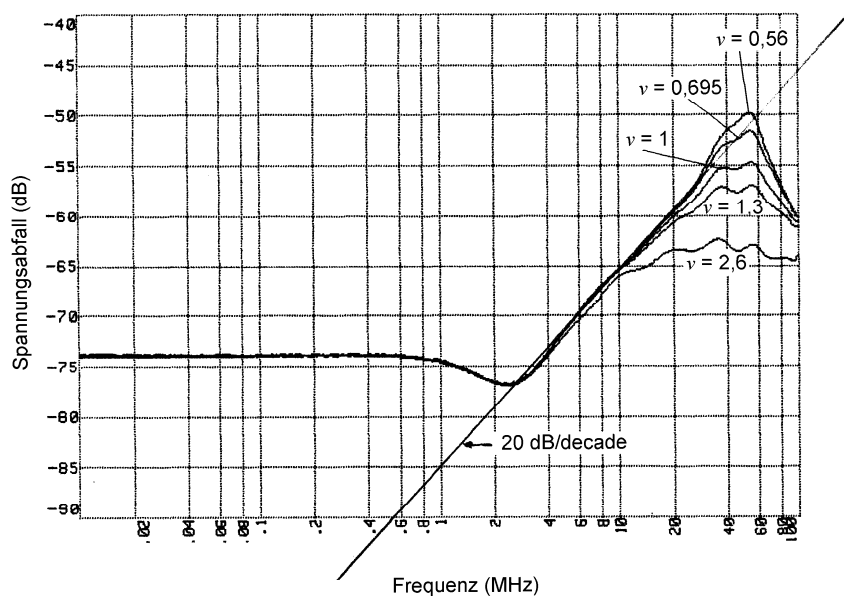


Bild 23 – Messergebnis des normalisierten Spannungsabfalls eines Schirms mit einfachem Geflecht in der triaxialen Prüfeinrichtung für unterschiedliche Faktoren von $\nu = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 2,3$ (PE), $\epsilon_{r2} = 1,0$; $n = 0,659$, $Z_2 = 130 \Omega$, $L = 1$ m

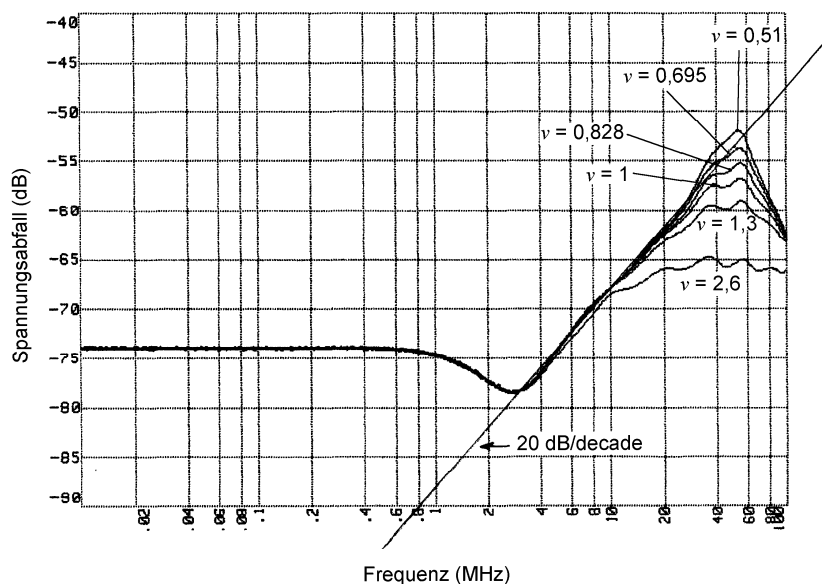


Bild 24 – Messergebnis des normalisierten Spannungsabfalls eines Schirms mit einfachem Geflecht in der triaxialen Prüfeinrichtung für unterschiedliche Faktoren von $\nu = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 1,6$ (CELL-PE), $\epsilon_{r2} = 1,0$; $n = 0,791$, $Z_2 = 130 \Omega$, $L = 1$ m

8.3.3 Simulation der Verfahren mit doppeltem Kurzschluss

8.3.3.1 Allgemeines

Für die Verfahren mit doppeltem Kurzschluss gibt es entweder das Messrohr oder das ein „milked on braid“ Verfahren, d. h. das Verfahren mit „übergestülptem Geflecht“. Bei Verwendung eines Messrohres ist die Dielektrizitätskonstante des äußeren Kreises (Rohr) nahezu unabhängig vom Mantelmaterial und kann mit 1 angenommen werden. Beim Verfahren mit „übergestülptem Geflecht“ jedoch ergibt sich die Dielektrizitätskonstante durch das Mantelmaterial. Daher ist der Faktor n bei den beiden Verfahren unterschiedlich. Gleichzeitig ist auch der Wellenwiderstand bei beiden Verfahren unterschiedlich. Erstens durch die unterschiedlichen Abmessungen und zweitens durch die unterschiedlichen Dielektrizitätskonstanten.

8.3.3.2 Simulation des Verfahrens mit doppeltem Kurzschluss und mit Messrohr

Das Verfahren mit doppeltem Kurzschluss und mit Messrohr ist in Bild 25 dargestellt. Der äußere Kreis wird über einen – im Allgemeinen für alle Kabeltypen gleichen – Speisewiderstand gespeist. Der Speisewiderstand hat dabei den gleichen Wert wie der Ausgangswiderstand des Generators (z. B. 50Ω). Daher beträgt der Lastwiderstand des äußeren Kreises 2-mal dem Ausgangswiderstand des Generators. Der Faktor ν hängt dann nur von den Durchmessern des Schirms und des Messrohres ab.

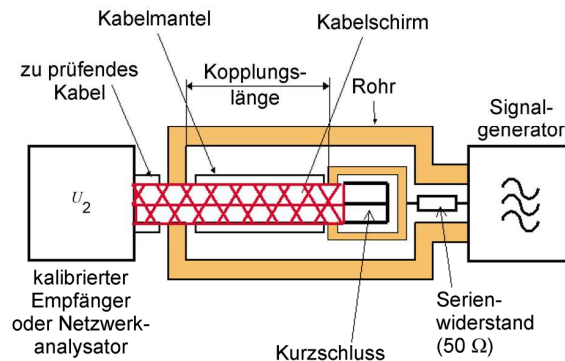


Bild 25 – Triaxiale Prüfeinrichtung (Messrohr), Verfahren mit doppeltem Kurzschluss

Tabelle 6 – Typische Werte für den Faktor ν , für einen inneren Durchmesser des Rohres von 40 mm und einem Ausgangswiderstand des Generators von 50Ω

\varnothing Schirm [mm]	Z_2 [Ω]	$\nu = Z_2/R_{2f}$
9	89	0,89
8	97	0,97
5	125	1,25
3,5	146	1,46
2	180	1,80

Diese Werte wurden in den folgenden Simulationen benutzt. Die Kurven in Bild 26 bis Bild 29 zeigen die simulierte Frequenzantwort für unterschiedliche Dielektrizitätskonstanten des Kabels und unterschiedliche Faktoren ν nach der Tabelle oben.

In Bild 30 wurde durch Iteration die 3 dB Grenzwellenlänge (L/λ_1) berechnet bei der Faktor $|g|$ zu $1/\sqrt{2}$ wird. Die Kurven wurden dann durch gerade Linien interpoliert.

Verfahren mit doppeltem Kurzschluss und Messrohr

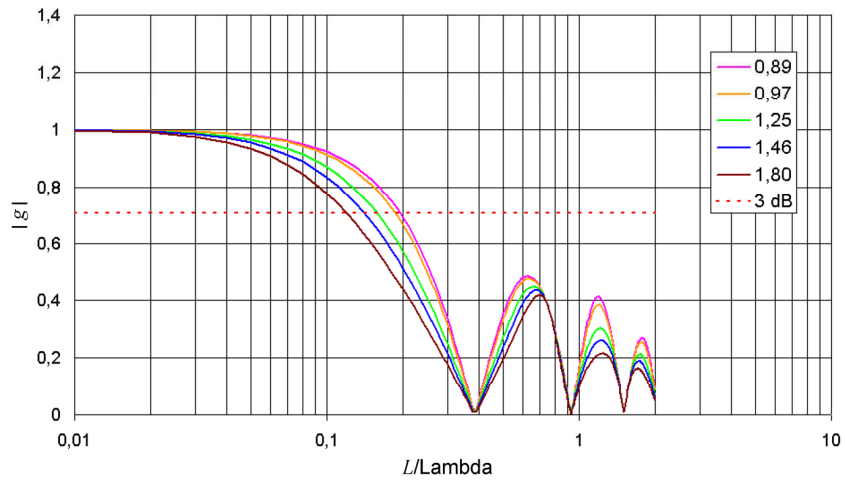


Bild 26 – Simulation der Frequenzantwort für unterschiedliche Faktoren von $\nu = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 2,3$ (massiv PE), $\epsilon_{r2} = 1,0$, $n = 0,659$

Verfahren mit doppeltem Kurzschluss und Messrohr

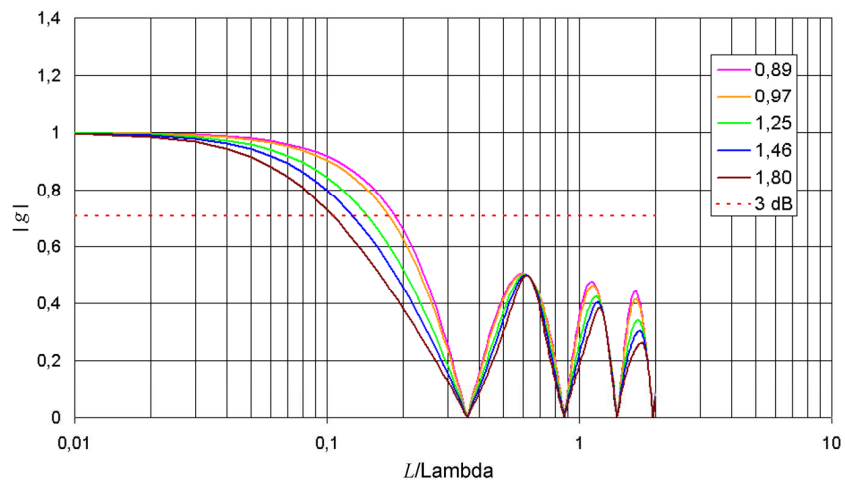


Bild 27 – Simulation der Frequenzantwort für unterschiedliche Faktoren von $\nu = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 1,6$ (Cell-PE), $\epsilon_{r2} = 1,0$, $n = 0,791$

Verfahren mit doppeltem Kurzschluss und Messrohr

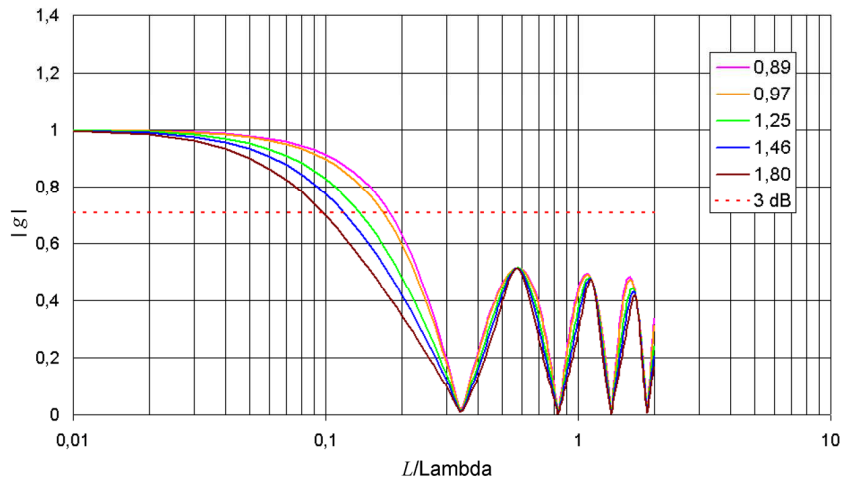


Bild 28 – Simulation der Frequenzantwort für unterschiedliche Faktoren von $\nu = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 1,3$ (CELL-PE), $\epsilon_{r2} = 1,0$, $n = 0,877$

Verfahren mit doppeltem Kurzschluss und Messrohr

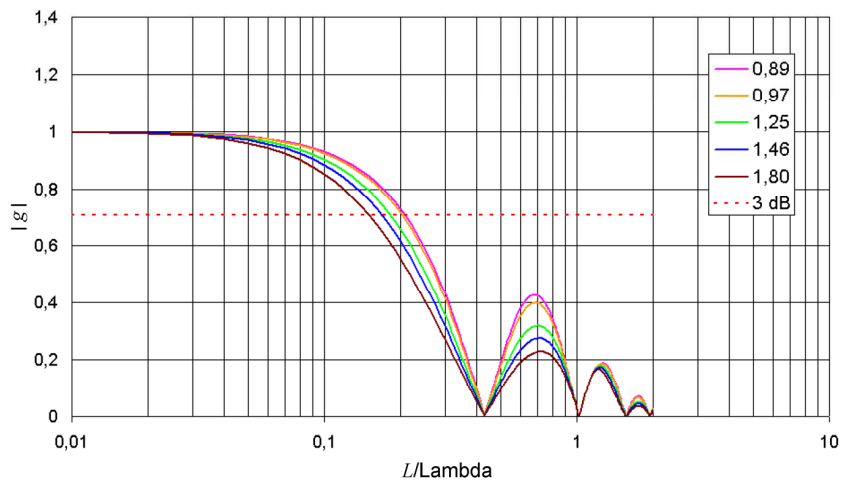


Bild 29 – Simulation der Frequenzantwort für unterschiedliche Faktoren von $\nu = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 5$ (PVC), $\epsilon_{r2} = 1,0$, $n = 0,447$

y (3 dB) als Funktion von n und v

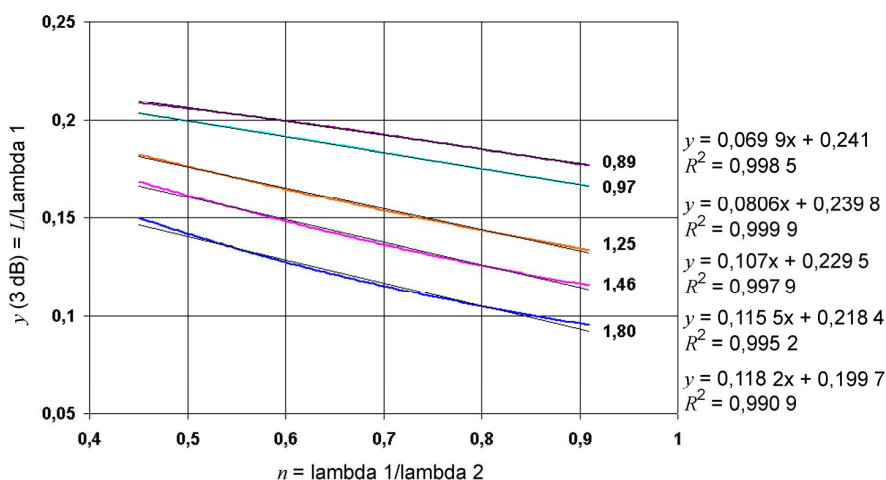


Bild 30 – Interpolation der simulierten 3 dB Grenzwellenlänge (L/λ_1) als Funktion des Faktors $n = \sqrt{\epsilon_{r2}}/\sqrt{\epsilon_{r1}}$ für unterschiedliche Faktoren $\nu = Z_2/R_{2f}$

Aus der gefundenen linearen Interpolation kann man die folgenden Gleichungen zur Berechnung des Produktes Grenzfrequenz \times Länge, bis zu der der Kopplungswiderstand mit der triaxialen Prüfeinrichtung mit Messrohr und mit doppeltem Kurzschluss gemessen werden kann, ableiten

Tabelle 7 – Produkte aus Grenzfrequenz \times Länge

$\nu = 0,89$	$(f \cdot L)_{3\text{ dB}} \approx \left[\frac{70}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} - \frac{20}{\epsilon_{r1}} \right] \cdot \text{MHz} \cdot \text{m}$	(12)
$\nu = 0,97$	$(f \cdot L)_{3\text{ dB}} \approx \left[\frac{70}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} - \frac{25}{\epsilon_{r1}} \right] \cdot \text{MHz} \cdot \text{m}$	(13)
$\nu = 1,25$	$(f \cdot L)_{3\text{ dB}} \approx \left[\frac{68}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} - \frac{32}{\epsilon_{r1}} \right] \cdot \text{MHz} \cdot \text{m}$	(14)
$\nu = 1,46$	$(f \cdot L)_{3\text{ dB}} \approx \left[\frac{65}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} - \frac{35}{\epsilon_{r1}} \right] \cdot \text{MHz} \cdot \text{m}$	(15)
$\nu = 1,80$	$(f \cdot L)_{3\text{ dB}} \approx \left[\frac{60}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} - \frac{35}{\epsilon_{r1}} \right] \cdot \text{MHz} \cdot \text{m}$	(16)

Die gegebenen Gleichungen sind in den Kurven von Bild 31 dargestellt. Wenn z. B. ein Kabel mit einer PE-Isolation – Dielektrizitätskonstante $\epsilon_{r1} = 2.3$ – in einer triaxialen Prüfeinrichtung mit $\nu = 1,46$ (\varnothing -Schirm = 3,5 mm, \varnothing -Rohr = 40 mm), gemessen wird, ergibt sich ein Produkt aus Grenzfrequenz mal Länge von ca. 27 MHz \times m; d. h. für eine Kopplungslänge von 0,5 m ergibt sich eine maximale Frequenz, bis zu der der Kopplungswiderstand gemessen werden kann von ca. 60 MHz. Wenn das gleiche Kabel in einer triaxialen Prüfeinrichtung nach IEC 61196-1, Verfahren 2, direkte Speisung oder nach dem vereinfachten Verfahren nach EN 50289-1-6 mit $\nu = 3$ gemessen wird, dann ergibt sich ein Produkt aus Länge \times Grenzfrequenz von ca. 18 MHz·m; d. h. für eine Kopplungslänge von 0,5 m ist die maximale Frequenz, bis zu der der Kopplungswiderstand gemessen werden kann, ca. 36 MHz.

Das heißt, dass das Verfahren mit doppeltem Kurzschluss (bei Verwendung eines Messrohres) die Vorbereitung des Prüflings erleichtert, einen um 6 dB höheren Dynamikbereich aufweist und gleichzeitig, im Vergleich

E DIN IEC 62153-4-1 (VDE 0819-153-4-1):2010-01

zum vereinfachten Verfahren nach EN 50289-1-6 oder IEC 61196-1, Verfahren 2, „direkte Speisung“, die Messung des Kopplungswiderstandes zu höheren Frequenzen hin ermöglicht.

Produkt aus Länge × Grenzfrequenz als Funktion von ϵ_{pr} und ν

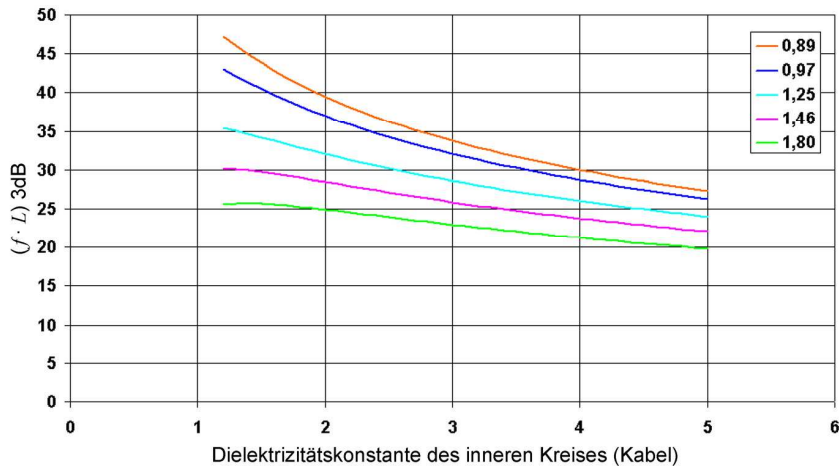


Bild 31 – 3 dB Produkt aus Länge × Grenzfrequenz als Funktion der Dielektrizitätskonstanten des inneren Kreises (Kabel) für unterschiedliche Faktoren $\nu = Z_2/R_{2f}$

8.3.3.3 Simulation des Verfahrens mit doppeltem Kurzschluss mit „milked on braid“

Im Verfahren mit „übergestülptem Geflecht“ benutzt man ein „Messgeflecht“ anstelle eines Messrohres. Dieses „Messgeflecht“ wird direkt über dem Mantel des zu prüfenden Kabels angebracht. Daher ergibt sich die Dielektrizitätskonstante des äußeren Kreises durch die Dielektrizitätskonstante des Mantelmaterials ($\epsilon_{r2} = 2...5$), und der Wellenwiderstand des Außenkreises wird durch diese Dielektrizitätskonstante und dem Durchmesser über dem Mantel des Prüflings bestimmt.

In diesem Verfahren wird der innere Kreis über ein 10-dB-Dämpfungsglied anstelle eines 50 Ω Speisewiderstandes gespeist. Dieses 10-dB-Dämpfungsglied anstelle eines 50 Ω Speisewiderstandes beeinträchtigt die Grenzfrequenz nicht, wie unten beschrieben.

Für Kabel mit Schirmdurchmessern 1...10mm, Wandstärken von 0,2...1 mm und ϵ_{r2} zwischen 2...5 ergeben sich Wellenwiderstände im Außenkreis von 5...20 Ω , d. h., ν zwischen 0,1...0,4.

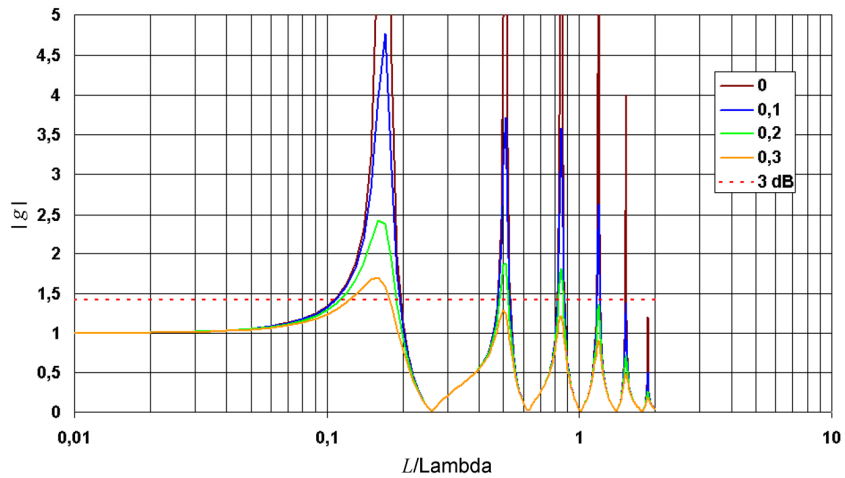
Eine nähere Betrachtung der Kopplungsgleichungen Gleichung (1) bis Gleichung (6) zeigt, dass für kleine Werte des Faktors ν und bei tiefen Frequenzen, die Frequenzantwort der Prüfeinrichtung (Faktor g) nahezu unabhängig von ihr wird. Der ungünstigste Fall mit Bezug zur 3 dB Grenzfrequenz wird erreicht, wenn $\nu = 0$ wird. Dies wird in den folgenden Gleichungen und in Bild 32 näher erläutert. Die folgenden Simulationen wurden daher für $\nu = 0$ durchgeführt.

$$N = \left\{ \cos x + \frac{j \sin x}{r+w} \cdot [1+r \cdot w] \right\} \cdot \{ \cos nx + j \cdot \nu \cdot \sin nx \}$$

für kleine werte von ν d. h. $\nu \ll 1$ und niedrige Frequenzen, d. h. $x \ll 1$ ergibt sich:

$$N = \left\{ \cos x + \frac{j \sin x}{r+w} \cdot [1+r \cdot w] \right\} \cdot \{ e^{jnx} - j \cdot (1-\nu \cdot \sin nx) \} \approx \left\{ \cos x + \frac{j \sin x}{r+w} \cdot [1+r \cdot w] \right\} \cdot \{ e^{jnx} - j \}$$

Verfahren mit doppeltem Kurzschluss und Messrohr



**Bild 32 – Simulation der Frequenzantwort für verschiedene Faktoren von $\nu = Z_2/R_{2f}$
mit $\epsilon_{r1} = 2,3$ (PE), $\epsilon_{r2} = 5$ (PVC), $n = 1,474$**

Unter Beachtung typischer Kombinationen von Isolations- und Mantelmaterial (PE/PVC, PE/LSZH, PTFE/FEP...) ergeben sich Faktoren n zwischen 1,02...2. Diese Werte wurden für die Iteration der 3 dB Grenzwellenlänge (L/λ_1), wie in Bild 33 dargestellt, benutzt.

Tabelle 8 - Materialkombinationen und der Faktor n

ϵ_{r1}	ϵ_{r2}	$n = \sqrt{\epsilon_{r2}} / \sqrt{\epsilon_{r1}}$
2,3 (PE)	5 (PVC)	1,47
	3 (LSZH)	1,14
1,6 (CELL-PE)	5 (PVC)	1,77
	3 (LSZH)	1,37
1,3 (CELL-PE)	5 (PVC)	1,96
	3 (LSZH)	1,52
2,0 (PTFE)	2,1 (FEP)	1,02
1,3 (erweitert PTFE)	2,1 (FEP)	1,27

y (3 dB) als Funktion von n

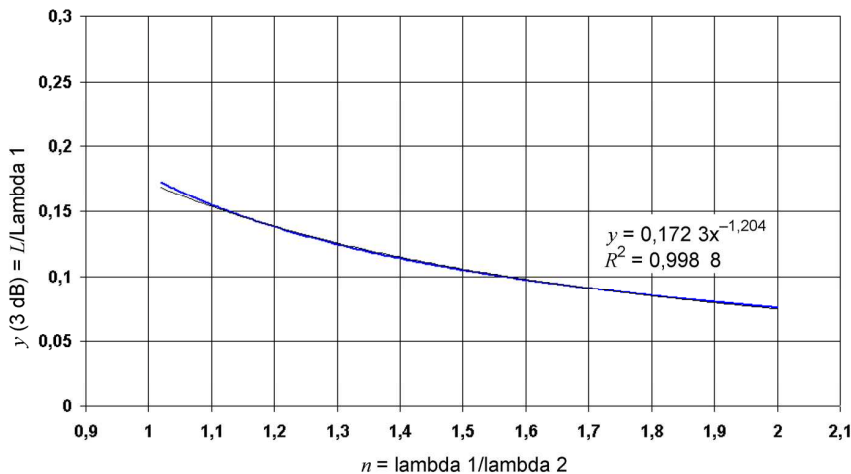


Bild 33 – Interpolation der simulierten 3dB Grenzwellenlänge (L/λ_1) als Funktion des Faktors $n = \sqrt{\epsilon_{r2}}/\sqrt{\epsilon_{r1}}$ für $v = Z_2/R_{2f} \ll 1$

Aus der Interpolation lässt sich die folgende Gleichung für das Produkt 3dB Grenzwellenlänge \times Länge ableiten:

Tabelle 9 – Produkt aus Grenzwellenlänge \times Länge

$v \ll 1$	$(f \cdot L)_{3\text{dB}} \approx \left[\frac{50 \cdot n^{-1,204}}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} \right] \cdot \text{MHz} \cdot \text{m}$	(17)
-----------	--	------

Produkt aus Länge \times Grenzfrequenz als Funktion von ϵ_{rsr} und n

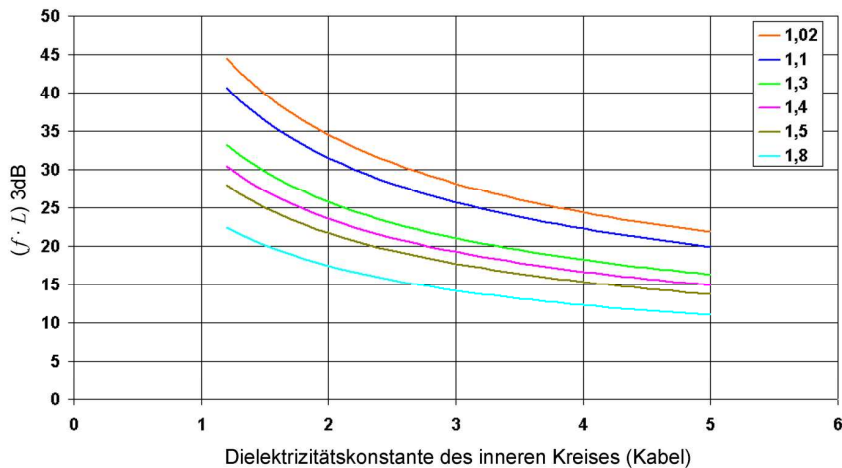


Bild 34 – 3 dB Produkt aus Länge \times Grenzfrequenz als Funktion der Dielektrizitätskonstanten des inneren Kreises (Kabel) für unterschiedliche Faktoren $n = \sqrt{\epsilon_{r2}}/\sqrt{\epsilon_{r1}}$, $v = Z_2/R_{2f} \ll 1$

Ein Kabel mit PE-Isolation und PVC-Mantel ($n = 1,47$) mit den Abmessungen eines RG 058 (Schirmdurchmesser ca. 3,5 mm), gemessen mit „übergestülptem Geflecht“ ergibt ein Produkt aus Länge \times Grenzfrequenz von 20 MHz \times m. Für das gleiche Kabel ergibt sich bei Messung mit einem Messrohr mit dem Verfahren mit doppeltem Kurzschluss ein Produkt aus Länge \times Grenzfrequenz von 27 MHz \times m. Wenn mit dem vereinfachten Verfahren nach EN 50289-1-6 gemessen wird, ergibt sich ein Produkt aus Länge \times Grenzfrequenz von

18 MHz × m. Der größte Vorteil des „milked on braid“-Verfahrens besteht daher darin, dass das Kabel während der Prüfung gebogen werden kann.

8.4 Schlussfolgerung

Der beste Kompromiss zwischen einer einfachen Prüfeinrichtung und der Grenzfrequenz ergibt sich bei dem Verfahren mit doppeltem Kurzschluss und einem Messrohr. Dieses Verfahren deckt den üblicherweise geforderten Bereich für Messungen des Kopplungswiderstandes von 100 MHz bei Einsatz eines Messrohres von 0,3 m ab (siehe Tabelle unten) und hat den größten Dynamikbereich aller triaxialen Verfahren.

Das „milked on braid“-Verfahren hat einen eingeschränkten Frequenzbereich und erfordert eine längere Zeit für das Vorbereiten des Prüflings, allerdings ermöglicht das Verfahren, den Prüfling während der Prüfung zu biegen.

Das Verfahren mit Anpassung nach EN 50289-1-6, IEC 62153-4-3, Verfahren A, „Anpassung/Kurzschluss“, bzw. das Verfahren nach IEC 61196-1, Verfahren 1, „direkte Speisung“, hat die höchste Grenzfrequenz, aber auch den geringsten Dynamikbereich. Eine zusätzliche Fehlerquelle in diesem Verfahren ist die Genauigkeit des Serienwiderstandes, der ein unbekanntes Frequenzverhalten und damit eine unbekannte Dämpfung aufweisen kann.

Tabelle 10 – Produkt aus Länge × Grenzfrequenz für einige typische Kabel in verschiedenen Prüfeinrichtungen

Kabeltyp	Mantel	EN 50289-1-6 IEC 61196-1, Verfahren 1 IEC 62153-4-3, Verfahren A	Verfahren mit doppeltem Kurzschluss mit Messrohr	Verfahren mit doppeltem Kurzschluss mit „milked on braid“
RG 58 ($\epsilon_{r1} = 2,3$)	PVC	80 MHz·m ($v = 0,71$)	28 MHz·m ($v = 1,46$)	20 MHz·m ($n = 1,47$)
	LSZH			28 MHz·m ($n = 1,14$)
Thin Ethernet ($\epsilon_{r1} = 1,6$)	PVC	83 MHz·m ($v = 0,71$)	30 MHz·m ($v = 1,46$)	20 MHz·m ($n = 1,77$)
	LSZH			28 MHz·m ($n = 1,37$)
RG 214 ($\epsilon_{r1} = 2,3$)	PVC	80 MHz·m ($v = 0,71$)	35 MHz·m ($v = 0,97$)	20 MHz·m ($n = 1,47$)
	LSZH			28 MHz·m ($n = 1,14$)
RG 8 ($\epsilon_{r1} = 1,3$)	PVC	83 MHz·m ($v = 0,71$)	42 MHz·m ($v = 0,97$)	20 MHz·m ($n = 1,96$)
	LSZH			26 MHz·m ($n = 1,52$)

8.5 Referenzen

- [1] H. Jungfer, „Die Messung des Kopplungswiderstandes von Kabelschirmungen bei hohen Frequenzen“, NTZ, 1956, Heft 12
- [2] T. Kley, „Optimierte Kabelschirme Theorie und Messung“, Diss. ETH Nr. 9354, 1991

9 Grundlagen des geschirmten Messverfahrens zur Messung der Schirmdämpfung (IEC 62153-4-4)

9.1 Einführung

Meist wird die Schirmwirkung von Kabeln, vor allem im unteren Frequenzbereich, durch den Kopplungswiderstand Z_T beschrieben. Er ist, für ein elektrisch kurzes Stück Kabel, definiert als Verhältnis einer Längsspannung auf der gestörten Seite des Schirms zum Strom im störenden Kreis, der im Schirm fließt, bezogen auf die Längeneinheit [4]. Obgleich der Kopplungswiderstand demnach nur die galvanische und magnetische Kopplung umfasst, ist es üblich ihn auch als eine Größe zu benutzen, welche die Wirkung der Kopplungskapazität C_T durch den Kabelschirm einschließt [5]. In diesem Fall spricht man vom äquivalenten Kopplungswiderstand Z_{TE} , der die Wirkung der galvanischen, magnetischen und kapazitiven Kopplung umfasst.

Wenn man den kapazitiven Durchgriff getrennt erfassen will, gibt es als kennzeichnende Größe den Durchgriffsleitwert Y_T . Der Durchgriffsleitwert (siehe Bild 36), ist, für ein elektrisch kurzes Stück Kabel, definiert als Verhältnis des Stroms, den die kapazitive Kopplung im gestörten Stromkreis verursacht, zur Spannung im störenden Kreis, bezogen auf die Längeneinheit [4].

Bei elektrisch kurzen Kabellängen, wo die Wellenausbreitung unbeachtet bleiben kann, können die auf die Längeneinheit bezogenen Größen der Schirmung unmittelbar für die Berechnung einer Störspannung herangezogen werden. Im Bereich höherer Frequenzen werden die Zusammenhänge jedoch ähnlich verwickelt wie bei den Übertragungseigenschaften einer einfachen Leitung in Abhängigkeit von Widerstands- und Ableitungsbelag und von den Abschlusswiderständen.

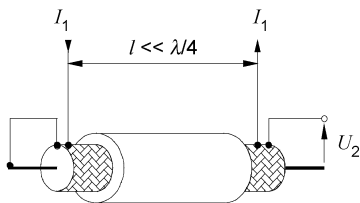


Bild 35 – Definition des Kopplungswiderstands

$$Z_T = \frac{U_2}{I_1 \cdot l} \quad (1-1)$$

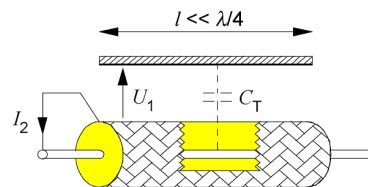


Bild 36 – Definition des Durchgriffsleitwerts

$$Y_T = \frac{I_2}{U_1 \cdot l} = j\omega \cdot C_T \quad (1-2)$$

9.2 Zielvorstellung

Es ist wünschenswert die Schirmwirkung auch im Frequenzbereich der Wellenausbreitung so zu messen und zu bewerten, dass sich ihre Kennwerte unmittelbar anwenden lassen. Das veranlasst die Gegebenheiten in solchen Anwendungsfällen näher zu betrachten.

Allgemein besteht ein System elektromagnetischer Beeinflussung aus einem Übertragungskreis im Kabel, von dem vorausgesetzt werden kann, dass er sich vollständig beschreiben lässt, und einem Übertragungssystem in der Umgebung, von dem man in Bezug auf die Definition der Kabelschirmung universellen Charakter annehmen sollte. Zur universellen Beschreibung der Schirmwirkung eignet sich die in den Raum um das Kabel abgegebene maximale Störleistung, bezogen auf die Leistung, die im Kabel übertragen wird. Das Leistungsverhältnis wird man zweckmäßig im logarithmischen Maß als Schirmdämpfung angeben.

Häufig verwendet man bei der Bestimmung der Schirmdämpfung das altbekannte Absorberzangenverfahren nach IEC 62153-4-5. Der Nachteil dieses Verfahrens ist, dass es viel Raum benötigt, Umwelteinflüsse nicht ausgeschlossen werden – solange eine geschirmte Kabine den Messraum nicht begrenzt – und verfügbare Messwandler die Messempfindlichkeit erheblich einschränken.

Der Gedanke liegt nahe, den freien Raum so zu begrenzen, dass die sonst damit verbundenen Schwierigkeiten verschwinden, die Wellenausbreitung aber dabei nahe der Kabeloberfläche nicht wesentlich verändert wird. Dafür bietet sich ein triaxialer Messaufbau an. Er hat einen einseitigen Kurzschluss zwischen dem raumabschließenden Metallrohr und dem Kabelschirm. Die Leistung wird in den abgeschlossenen Störstromkreis des Kabels gespeist und die Störspannung wird am entgegengesetzten Ende des Außenkreises gemessen.

9.3 Theorie des triaxialen Messverfahrens

Aufgrund der bekannten Umkehrbarkeit von störendem und gestörtem Messkreis entspricht die vorgesehene, in Bild 37 dargestellte Messanordnung der IEC-Norm – trotz Vertauschung von Generator und Empfänger. Vorteile der Einspeisung in das mit seinem Wellenwiderstand abgeschlossene innere System sind die eindeutige senderseitige Anpassung und die reflexionsfreie Wellenausbreitung über die Kabellänge.

Im äußeren Kreis hängt der Wellenwiderstand zwar vom Rohrdurchmesser und vom äußeren Kabelaufbau ab, doch wird die Untersuchung auf die Folgen der fehlenden Anpassung im Außenkreis eingehen.

Das Ersatzschaltbild in Bild 38 erleichtert das Verständnis für die formalen Zusammenhänge, ungeachtet der vereinfachten Darstellung längsgleichmäßiger Kopplungsbeläge durch konzentrierte Schaltelemente.

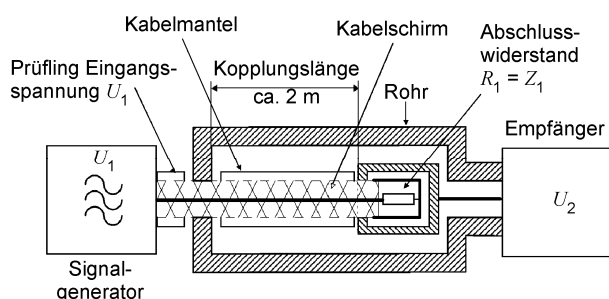


Bild 37 – Triaxialer Messaufbau für Schirmdämpfung

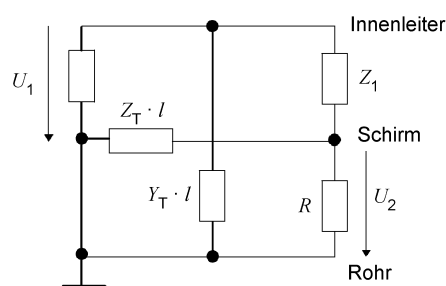


Bild 38 – Ersatzschaltbild der Stromkreise des triaxialen Messverfahrens

Die verwendeten Formelzeichen:

a_s	Schirmdämpfung
a_{sn}	Normalisierte Schirmdämpfung ($Z_s = 150 \Omega$ und $ \Delta v/v_1 = 10 \%$ oder $\epsilon_{r1}/\epsilon_{r2n} = 1,21$)
α_1, α_2	Dämpfungsmaß von Primär- und Sekundärkreis
β_1, β_2	Phasenmaß von Primär- und Sekundärkreis
$c_0 = 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s}$	Ausbreitungsgeschwindigkeit im freien Raum
C_T	Durchgriffskapazität
D_a	Durchmesser über Kabelschirm
D_m	Innendurchmesser des Messrohrs
$\epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}$	Rel. Dielektrizitätskonstante von Primär- und Sekundärkreis
$\epsilon_{r2,n}$	Normalisierter Wert der rel. Dielektrizitätskonstante für die Umgebung des Kabels
f	Messfrequenz
l	Kopplungslänge

— Entwurf —

E DIN IEC 62153-4-1 (VDE 0819-153-4-1):2010-01

$\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2$	Wellenlänge im freien Raum, im Primär- und Sekundärkreis
M_T	Effektiver Gegeninduktivitätsbelag Für Geflechtsschirme $M_T = M'_{12} - M''_{12}$ Wobei sich M'_{12} auf den direkten magnetischen Fluss durch das Geflecht und M''_{12} auf den magnetischen Fluss im Geflecht bezieht [5]
P_1	Eingespeiste Leistung in den Primärkreis (Prüfling)
P_2	Am Eingangswiderstand R des Empfängers im Sekundärkreis gemessene Leistung
P_r	In die Umgebung des Kabels abgestrahlte Leistung, vergleichbar mit $P_{2,n} + P_{2,f}$ im Absorberzangenverfahren nach IEC 61196-1, 12.4
P_s	In die normalisierte Umgebung des Kabels abgestrahlte Leistung ($Z_s = 150 \Omega$ und $ \Delta v/v_1 = 10\%$ oder $\epsilon_{r1}/\epsilon_{r2n} = 1,21$)
R	Lastwiderstand im Sekundärkreis (Eingangswiderstand des Empfängers)
R_T	Schirmwiderstandsbelag
U_1, U_2	Ein- bzw. Ausgangsspannung im Primär- bzw. Sekundärkreis
v_1, v_2	Ausbreitungsgeschwindigkeit im Primär- und Sekundärkreis
ω	Kreisfrequenz
$Y_T = j2\pi f C_T$	Kapazitiver Durchgriffsleitwertbelag
$Z_F = Z_1 Z_2 Y_C$	Kapazitiver Kopplungsimpedanzbelag
$Z_T = R_T + j2\pi f M_T$	Kopplungswiderstandsbelag
Z_1, Z_2	Wellenwiderstand von Primär- und Sekundärkreis
$Z_s = 150 \Omega$	Normalisierter Wert für den Wellenwiderstand in der Umgebung des Kabels

Für die weiteren Überlegungen wird vorausgesetzt, dass der Kopplungswiderstand Z_T klein und der Reziprokwert des Durchgriffsleitwerts Y_T groß ist gegenüber den Wellenwiderständen Z_1 und Z_2 und dem Lastwiderstand R . Die Rückwirkung vom gestörten auf den störenden Kreis ist folglich vernachlässigbar.

Bei tiefer Frequenz kann man in der Ersatzschaltung in Bild 38 den störenden Stromkreis als Spannungsteiler betrachten und das Störspannungsverhältnis direkt ablesen. Der einseitige Kurzschluss im Messkreis verhindert die Mitwirkung des Durchgriffsleitwerts Y_T :

$$\frac{U_2}{U_1} \approx \frac{Z_T \cdot l}{Z_1} \quad (3-1)$$

Bei hohen Frequenzen, wo die Wellenausbreitung berücksichtigt werden muss, kann man meistens mit frequenzproportionalem Kopplungswiderstand rechnen. Deshalb ist es sinnvoll mit folgender Gleichung zu arbeiten:

$$Z_T = R_T + j\omega M_T \approx j\omega M_T \quad (3-2)$$

und den Gegeninduktivitätsbelag M_T als angenähert konstante Größe zu benutzen, ebenso wie üblicherweise die Durchgriffskapazität C_T .

Üblicherweise wird die kapazitive Kopplung in Form der kapazitiven Kopplungsimpedanz Z_F beschrieben, welche nahezu unabhängig ist von der Geometrie des Außenkreises (Messrohr) [5, 9].

— Entwurf —

E DIN IEC 62153-4-1 (VDE 0819-153-4-1):2010-01

$$Z_F = Z_1 Z_2 Y_T = Z_1 Z_2 j\omega C_T \quad (3-3)$$

Ferner kann man bei der Wellenausbreitung die Dämpfungsmaße α_1 und α_2 der Übertragungskreise gewöhnlich vernachlässigen, denn ein Wert von z. B. 1 dB/m bei 3 GHz für den häufig vorkommenden Kabeltyp RG 58 ist verhältnismäßig klein gegenüber der üblichen Messunsicherheit. In der Literatur ist es üblich die Ausbreitung der Wellen mit dem Phasenmaß β zu beschreiben [5, 7]. Wenn man stattdessen das Verhältnis der Wirklänge zur Wellenlänge benutzt, wird die Anschaulichkeit der periodischen Erscheinungen erhöht. Mit der Wellenlänge λ_0 im freien Raum oder $\lambda_{1,2}$ in den Übertragungskreisen 1 und 2 besteht der Zusammenhang:

$$\beta_{1,2} \cdot l = 2\pi \cdot \sqrt{\epsilon_{r1,2}} \cdot \frac{l}{\lambda_0} = 2\pi \frac{l}{\lambda_{1,2}} \quad (3-4)$$

Nach der Theorie der Wellenausbreitung [7] und des Nebensprechens auf Leitungen [8] gilt allgemein, dass im reflexionsfrei abgeschlossenen inneren Kreis eine Welle in Richtung zum Abschlusswiderstand läuft. Im äußeren, gestörten, Kreis läuft je eine Welle zum Messempfänger und rückwärts zum kurzgeschlossenen Ende. Die totale Reflexion am Kurzschluss kehrt diese Rückwärtswelle um und bewirkt eine Überlagerung mit der ursprünglichen Vorwärtswelle, d. h. man erhält als Messwert die Summe.

Wenn der gestörte Kreis an beiden Enden reflexionsfrei abgeschlossen wäre, könnte man die Rückwärtswelle auf der Generatorseite (nahes Ende) und die Vorwärtswelle am gegenüberliegenden (fernen) Ende für sich alleine messen.

Hiermit folgt aus [5] für das nahe Ende

$$\frac{U_{2n}}{U_1} = \frac{Z_T + Z_F}{2Z_1} \frac{c_0}{j\omega(\sqrt{\epsilon_{r1}} + \sqrt{\epsilon_{r2}})} \left\{ 1 - e^{-j2\pi(\sqrt{\epsilon_{r1}} + \sqrt{\epsilon_{r2}}) \frac{l}{\lambda_0}} \right\} \quad (3-5)$$

und für das ferne Ende

$$\frac{U_{2f}}{U_1} = \frac{Z_F - Z_T}{2Z_1} \frac{c_0}{j\omega(\sqrt{\epsilon_{r1}} - \sqrt{\epsilon_{r2}})} \left\{ 1 - e^{-j2\pi(\sqrt{\epsilon_{r1}} - \sqrt{\epsilon_{r2}}) \frac{l}{\lambda_0}} \right\} \cdot e^{-j2\pi \frac{l}{\lambda_2}} \quad (3-6)$$

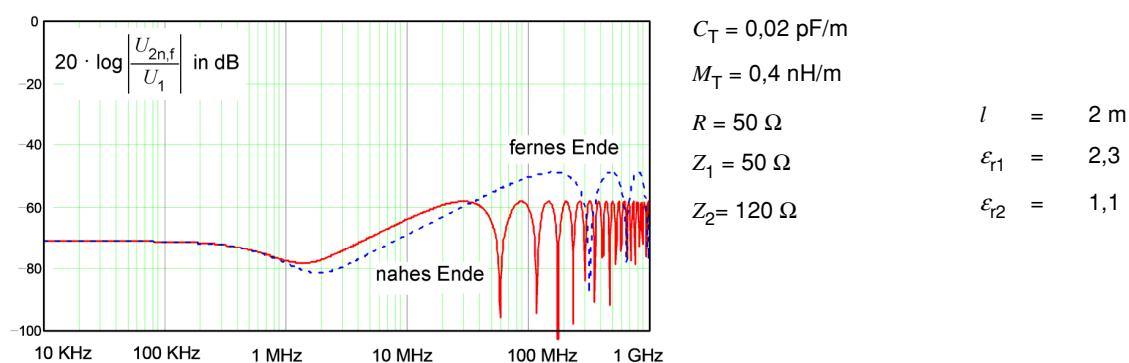


Bild 39 – Rechenbeispiel des Störspannungsverhältnisses für ein typisches Koaxialkabel mit Einfachgeflecht

Mit Kurzschluss und nicht angepasstem Messempfänger ergeben diese ursprünglichen Spannungswellen zusätzliche Spannungsanteile. Die Summe aller Spannungsanteile ist am kurzgeschlossenen Ende (nahes Ende) Null, am anderen Ende (fernes Ende) die zu messende Spannung U_2 . Mit Hilfe der Wellenparameter

— Entwurf —

E DIN IEC 62153-4-1 (VDE 0819-153-4-1):2010-01

und der Reflexionsfaktoren oder Abschlusswiderstände lassen sich alle Spannungsanteile und die Spannung U_2 aus den direkt eingekoppelten Spannungswellen (3-5) und (3-6) berechnen:

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right| \approx \left| \frac{Z_T - Z_F}{\sqrt{\epsilon_{r1}} - \sqrt{\epsilon_{r2}}} \cdot [1 - e^{-j\varphi_1}] + \frac{Z_T + Z_F}{\sqrt{\epsilon_{r1}} + \sqrt{\epsilon_{r2}}} \cdot [1 - e^{-j\varphi_2}] \right| \cdot \left| \frac{1}{\omega \cdot Z_1} \right| \cdot \left| \frac{c_0}{2 + (Z_2/R - 1) \cdot (1 - e^{-j\varphi_3})} \right| \quad (3-7)$$

bzw. unter Berücksichtigung von Gleichung (3-2) und (3-3)

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right| \approx \left| \frac{M_T/Z_1 - C_T Z_2}{\sqrt{\epsilon_{r1}} - \sqrt{\epsilon_{r2}}} [1 - e^{-j\varphi_1}] + \frac{M_T/Z_1 + C_T Z_2}{\sqrt{\epsilon_{r1}} + \sqrt{\epsilon_{r2}}} [1 - e^{-j\varphi_2}] \right| \cdot \left| \frac{c_0}{2 + (Z_2/R - 1) \cdot (1 - e^{-j\varphi_3})} \right| \quad (3-8)$$

wobei

$$\varphi_1 = 2\pi (\sqrt{\epsilon_{r1}} - \sqrt{\epsilon_{r2}}) \frac{l}{\lambda_0} \quad \varphi_2 = 2\pi (\sqrt{\epsilon_{r1}} + \sqrt{\epsilon_{r2}}) \frac{l}{\lambda_0} \quad \varphi_3 = \varphi_2 - \varphi_1 = 4\pi \sqrt{\epsilon_{r2}} \frac{l}{\lambda_0}$$

Ein anderer Weg zur Berechnung der Störspannung ist in [10] beschrieben.

Unter Anwendung der Funktionsgleichung (Bild 40)

$$|1 - e^{-j\varphi}| = \left| 2 \sin \frac{\varphi}{2} \right| \quad \text{mit } \varphi = \varphi_1, \varphi_2, \varphi_3 \quad (3-9)$$

wird deutlich, dass in der Formel für das Spannungsverhältnis drei periodische Teilfunktionen vom Verhältnis der Wirklänge l zur Wellenlänge λ_0 enthalten sind:

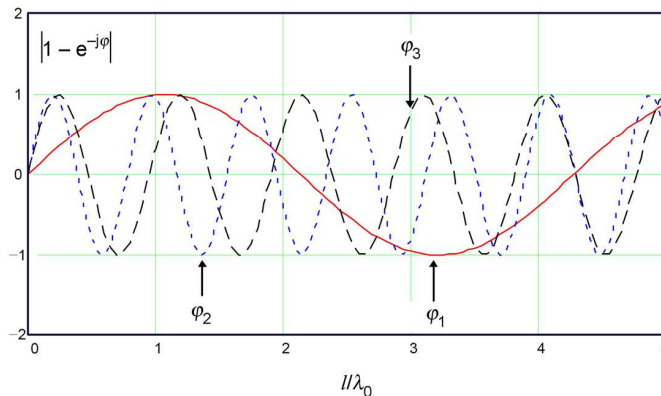


Bild 40 – Gerechnete Perioden für $\epsilon_{r1} = 2,3$ und $\epsilon_{r2} = 1,1$

Bei tiefen Frequenzen, wenn $l \ll \lambda_0$, also $\sin \varphi \approx \varphi$, geht Gleichung (3-7) über in Gleichung (3-1), das Ergebnis des gewöhnlichen Messverfahrens zur Bestimmung des Kopplungswiderstandes.

In Bild 41 ist der theoretische Kurvenverlauf des Spannungsverhältnisses dargestellt. Einmal mit logarithmischen Frequenzmaßstab zur Dehnung des unteren Bereichs und mit linearen Maßstab bis hin zu sehr hohen Frequenzen.

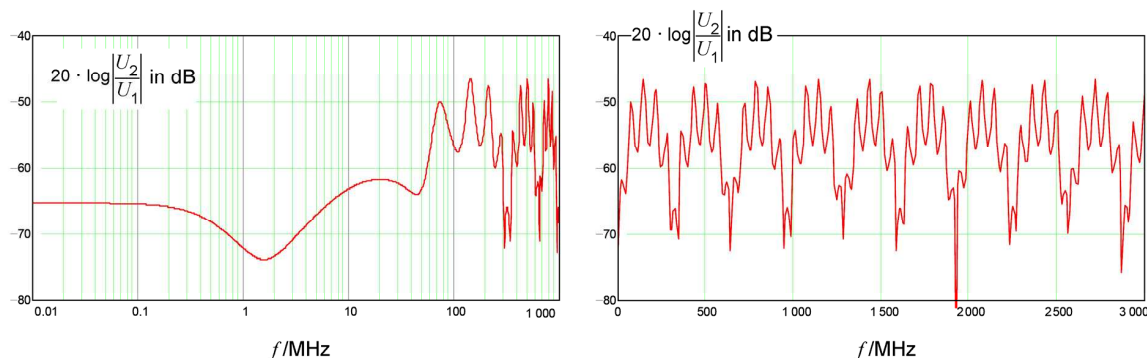


Bild 41 – gerechnetes Spannungsverhältnis, ausgegangen von:

$$\begin{aligned}
 C_T &= 0,02 \text{ pF/m} & M_T &= 0,4 \text{ nH/m} \\
 R &= 50 \text{ } \Omega & l &= 2 \text{ m} \\
 Z_1 &= 50 \text{ } \Omega & \epsilon_{r1} &= 2,3 \\
 Z_2 &= 120 \text{ } \Omega & \epsilon_{r2} &= 1,1
 \end{aligned}$$

Es ist nicht zweckmäßig die induzierte Störleistung bei einer bestimmten Kabellänge und einer einzelnen Frequenz irgendwo zwischen einem Minimum und Maximum der Störfunktion zu bestimmen. Wichtig für die Beurteilung der Schirmwirkung sind nur die periodischen Größtwerte. Berücksichtigt man, dass die Wellenausbreitung im Messkreis angenähert wie im freien Raum sein soll, und gebräuchliche HF-Messempfänger einen Eingangswiderstand von $50 \text{ } \Omega$ oder $75 \text{ } \Omega$ haben, so kann man einschränken, dass $Z_2 > R$ ist.

Dann ergeben sich aus Gleichung (3-7) und Gleichung (3-8) periodische Größtwerte des Spannungsverhältnisses, die unabhängig vom Eingangswiderstand R des Messempfängers und der Wirklänge l sind:

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right|_{\max} \approx \frac{c_0}{\omega Z_1} \cdot \left| \frac{Z_T - Z_F}{\sqrt{\epsilon_{r1}} - \sqrt{\epsilon_{r2}}} + \frac{Z_T + Z_F}{\sqrt{\epsilon_{r1}} + \sqrt{\epsilon_{r2}}} \right| \quad (3-10)$$

bzw. unter Berücksichtigung von Gleichung (3-2), Gleichung (3-3)

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right|_{\max} \approx \left| \frac{M_T/Z_1 - C_T Z_2}{\sqrt{\epsilon_{r1}} - \sqrt{\epsilon_{r2}}} + \frac{M_T/Z_1 + C_T Z_2}{\sqrt{\epsilon_{r1}} + \sqrt{\epsilon_{r2}}} \right| \cdot c_0 \quad (3-11)$$

C_T , Z_2 , ϵ_{r2} und Z_F erscheinen auf den ersten Blick als willkürliche Größen, die sich aus den frei wählbaren Abmessungen des Messrohres ergeben. Genauer betrachtet ist das Spannungsverhältnis unabhängig vom Wellenwiderstand Z_2 des äußeren Kreises, weil $C_T \cdot Z_2$ und Z_F praktisch invariant sind in Bezug auf die Abmessungen des Messrohres [5, 9]. Ferner ist der Einfluss des Kabelmantels auf die resultierende Dielektrizitätszahl ϵ_{r2} vernachlässigbar, wenn der Messrohrbau die Forderung einer Wellenausbreitung angenähert wie im freien Raum berücksichtigt und $\epsilon_{r2} \approx 1,0$ ist.

Der periodische Größtwert ist unabhängig von der Wirklänge l und der Frequenz f oder Wellenlänge λ . Ein gemessener Frequenzgang würde andeuten, dass statt einer reinen Gegeninduktivität M_T eine frequenzabhängige Größe wirkt.

Aus den Bildern 41 und 42 erkennt man, dass der Anstieg der Einhüllenden mit dem ersten Maximum der großen Periode erreicht wird, also wenn:

— Entwurf —

E DIN IEC 62153-4-1 (VDE 0819-153-4-1):2010-01

$$\frac{\lambda_0}{l} \leq 2 \cdot \left| \sqrt{\epsilon_{r1}} - \sqrt{\epsilon_{r2}} \right| \quad \text{oder} \quad f > \frac{c_0}{2 \cdot l \cdot \left| \sqrt{\epsilon_{r1}} - \sqrt{\epsilon_{r2}} \right|} \quad (3-12)$$

In diesem Frequenzbereich kann der Kopplungswiderstand Z_T berechnet werden, wenn die kapazitive Kopplungsimpedanz Z_F vernachlässigbar ist:

$$|Z_T| \approx \frac{\omega \cdot Z_1 \cdot |\epsilon_{r1} - \epsilon_{r2}|}{2 \cdot c_0 \cdot \sqrt{\epsilon_{r1}}} \cdot \left| \frac{U_2}{U_1} \right|_{\max} \quad (3-13)$$

9.4 Schirmdämpfung

Die Schirmdämpfung ist als logarithmisches Verhältnis der maximalen Leistung im Sekundärkreis (Außenkreis) zur Leistung, die sich im Primärkreis (Innenkreis) ausbreitet.

$$a_s = -10 \cdot \log_{10} \left(\text{Env} \left| \frac{P_{r,\max}}{P_1} \right| \right) \quad (4-1)$$

Der periodische Größtwert der Störspannung im Außenkreis ist unabhängig vom Wellenwiderstand Z_2 , wohingegen die Störleistung von ihm abhängt. Daher wird ein normalisierter Wert Z_s für den Wellenwiderstand im Außenkreis definiert. Üblicherweise setzt man $Z_s = 150 \, \Omega$ [5].

Im genormten „Absorberzangen-Messverfahren“ (IEC 61196-1, Abschnitt 12.4) ist der Außenkreis mit seinem Wellenwiderstand Z_2 abgeschlossen und die abgestrahlte Leistung entspricht der Summe aus dem Nah- und Fernnebensprechen. Aus dem Vergleich dieses Messkreises mit dem des triaxialen Verfahrens ergibt sich die Beziehung zwischen der gemessenen Leistung und der abgestrahlten Leistung.

Das Ersatzschaltbild für ein elektrisch kurzes Stück der Länge Δl bei vernachlässigter kapazitiver Kopplung veranschaulicht die Zusammenhänge.

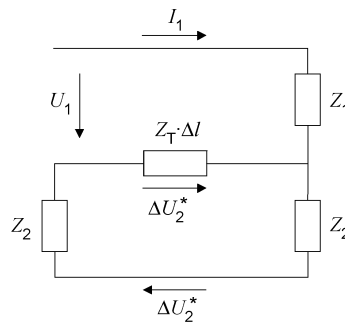


Bild 43 – Ersatzschaltbild für ein elektrisch kurzes Stück der Länge Δl und vernachlässigter kapazitiver Kopplung

Die Leistung im Primärkreis ist:

$$P_1 = U_1 \cdot I_1 = \frac{U_1^2}{Z_1} = I_1^2 \cdot Z_1 \quad (4-2)$$

Die Leistung im Sekundärkreis, die über den Kopplungswiderstand Z_T übergekoppelt wird ist:

$$P_2^* = \Delta U_2^* \cdot \Delta I_2^* \quad \Delta U_2^* = I_1 \cdot Z_T \cdot \Delta l = \quad \Delta I_2^* = \frac{\Delta U_2^*}{2 \cdot Z_2} \quad (4-3)$$

Damit ergibt sich:

$$\frac{P_2^*}{P_1} = \frac{(\Delta U_2^*)^2}{2 \cdot Z_2} \cdot \frac{1}{I_1^2 \cdot Z_1} = \frac{(Z_T \cdot \Delta I)^2}{2 \cdot Z_1 \cdot Z_2} \quad (4-4)$$

Ist der Sekundärkreis einseitig kurzgeschlossen und am anderen Ende mit dem Widerstand R abgeschlossen, dann erhält man an R die Leistung:

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{(Z_T \cdot \Delta I)^2}{Z_1 \cdot R} \quad (4-5)$$

Damit ergibt sich:

$$\frac{P_2^*}{P_2} = \frac{R}{2Z_2} \quad (4-6)$$

Geht man vom normalisierten Wellenwiderstand Z_s im Außenkreis aus, erhält man:

$$\frac{P_r}{P_2} = \frac{P_{r,\max}}{P_{2,\max}} = \frac{R}{2Z_s} \quad (4-7)$$

Somit errechnet sich die Schirmdämpfung im triaxialen Verfahren zu:

$$\begin{aligned} a_s &= 10 \cdot \log_{10} \left| \frac{P_1}{P_{r,\max}} \right| = 10 \cdot \log_{10} \left| \frac{P_1}{P_{2,\max}} \cdot \frac{2 \cdot Z_s}{R} \right| \\ &= 10 \cdot \log_{10} \left| \left(\frac{U_1}{U_{2,\max}} \right)^2 \cdot \frac{2 \cdot Z_s}{Z_1} \right| \\ &= 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{U_1}{U_{2,\max}} \right| + 10 \cdot \log_{10} \left| \frac{300 \Omega}{Z_1} \right| \end{aligned} \quad (4-8)$$

9.5 Normalisierte Schirmdämpfung

Aus Gleichung (3-10) erkennt man, dass die periodische Größtwerte der Spannung und damit der Schirmdämpfung von der Differenz der Ausbreitungsgeschwindigkeiten zwischen Primär- und Sekundärkreis abhängen. Deshalb sollten die Messergebnisse auch für normalisierte Bedingungen dargestellt werden. Diese normalisierten Bedingungen sind $Z_s = 150 \Omega$ und eine Differenz der Ausbreitungsgeschwindigkeiten von $|\Delta v/v_1| = 10 \%$ oder $\varepsilon_{r1}/\varepsilon_{r2,n} = 1,21$.

Die normalisierte Schirmdämpfung ergibt sich zu:

$$a_{s,n} = 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{\omega \cdot \sqrt{Z_1 \cdot Z_s} \cdot \left| \sqrt{\varepsilon_{r1}} - \sqrt{\varepsilon_{r2,n}} \right|}{Z_T \cdot c_0} \right| \quad (5-1)$$

Unter Berücksichtigung der Gleichungen (3-10), (4-8) und (5-1) und Vernachlässigung von Z_F ergibt sich die Differenz $\Delta\alpha$ zwischen der normalisierten und der gemessenen Schirmdämpfung zu:

$$\Delta a = a_{sn} - a_s = 20 \cdot \log_{10} \left(\sqrt{2} \cdot \frac{\left| 1 - \sqrt{\frac{\epsilon_{r2,n}}{\epsilon_{r1}}} \right|}{\left| 1 - \frac{\epsilon_{r2,t}}{\epsilon_{r1}} \right|} \right) \quad (5-2)$$

wobei $\epsilon_{r2,t} \approx 1,1$ die relative Dielektrizitätskonstante des Außenkreises (Messrohr) während der Messung ist.

In der folgenden Tabelle ist die Differenz Δa für typische Kabeldielektrika dargestellt:

ϵ_{r1}	2,3	2,1	1,6	1,3
$\epsilon_{r2,n}$	1,9	1,7	1,3	1,1
Δa in dB	-12	-11	-8	-2

9.6 Messergebnisse

Messkurven geläufiger Kabeltypen bestätigen die theoretischen Grundlagen und Folgerungen. Das Störspannungsverhältnis U_2/U_1 wurde mit einem Netzwerkanalysator mit 50 Ω Systemwiderstand gemessen. Die gemessene Schirmdämpfung a_s der folgenden Kabeltypen ist in den Bildern 44 bis 48 dargestellt:

- RG 58 nach MIL-C-17 mit einfachem Kupfergeflecht;
- HF 75 0,7/4,8 2YCY mit Dielektrikum aus PE und einfachem Kupfergeflecht;
- HF 75 1,0/4,8 02YCY mit Dielektrikum aus geschäumten PE und einfachem Kupfergeflecht;
- RG 223 nach MIL-C-17 mit Doppelgeflecht.

Die Zusammenhänge am Übergang von tiefen zu mittleren Frequenzen – die in der theoretischen Kurve in Bild 39 erscheinen – treten beim einfachen Geflechtsschirm besonders deutlich hervor (Bild 44). Hier ist bis etwa 0,4 MHz die Störspannung unabhängig von der Frequenz, aber der Wirklänge des Messrohrs proportional, wie der Kopplungswiderstand. Bei hohen Frequenzen, ungefähr ab 100 MHz, tritt die Überlagerung periodischer Schwankungen auf, mit Scheitelwerten von angenähert gleicher Größe, unabhängig von Frequenz und Wirklänge. Die Frequenz, bei der die Überlagerung beginnt, ist reziprok proportional der Wirklänge, ebenso wie der Frequenzabstand der Scheitelwerte (Bild 44, 45). Im Gegensatz zu einer Wirklänge von 2 m lässt sich bei 0,5 m die Hüllkurve der Schirmdämpfung aufgrund des weiten Abstands der langperiodischen Scheitelpunkte nicht mehr sicher genug einzeichnen.

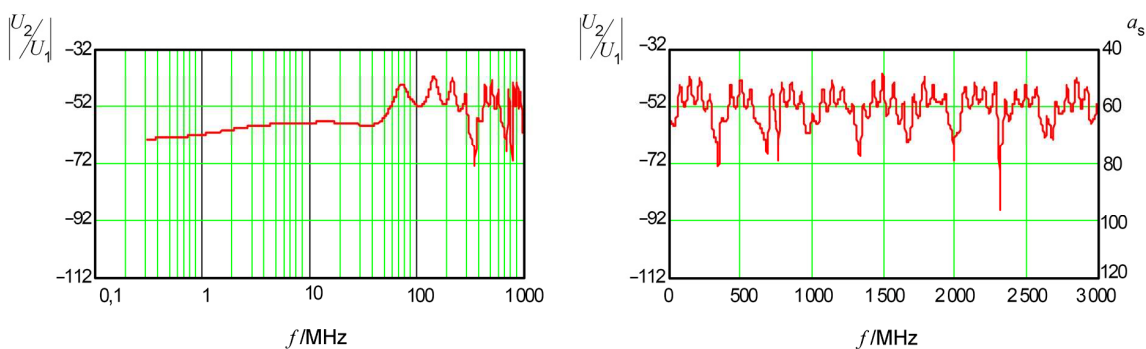


Bild 44 – Frequenzgang des logarithmischen Spannungsverhältnis $|U_2/U_1|$ in dB (linke Skala) und Schirmdämpfung a_s (rechte Skala) des Kabeltyp RG 58 mit Einfachgeflecht, Wirklänge $l = 2$ m

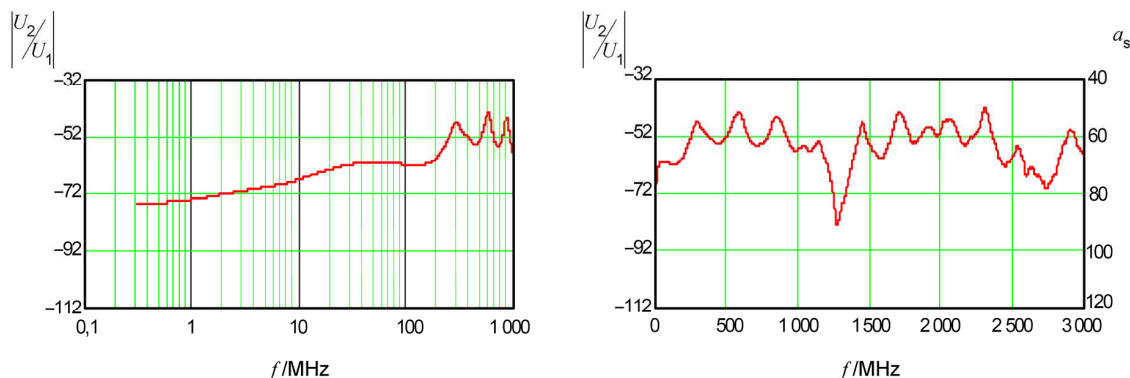


Bild 45 – Frequenzgang des logarithmischen Spannungsverhältnis $|U_2/U_1|$ in dB (linke Skala) und Schirmdämpfung a_s (rechte Skala) des Kabeltyp RG 58 mit Einfachgeflecht, Wirklänge $l = 0,5$ m

Der Frequenzabstand der Scheitelwerte und die gemessene Schirmdämpfung sind von der Differenz der Ausbreitungsgeschwindigkeiten zwischen Primär- und Sekundärkreis abhängig (Gleichungen 3-7, 3-10). Dieser Zusammenhang wird besonders in Bild 46 und 47 deutlich. Die Kabelabmessungen und der Kabelschirm beider Kabel ist identisch, aber die relative Dielektrizitätskonstante und somit die Differenz der Ausbreitungsgeschwindigkeiten sind unterschiedlich. In Bild 46 hat man $\epsilon_{r1} = 2,3$ und eine Differenz der Ausbreitungsgeschwindigkeiten von $|\Delta v/v_1| \approx 45\%$ wohingegen in Bild 47 $\epsilon_{r2} = 1,7$ und $|\Delta v/v_1| \approx 24\%$ sind. Daher ergibt sich in Bild 47 einen größeren Frequenzabstand der langen Periode und eine kleinere Schirmdämpfung. Aber die normalisierte Schirmdämpfung von beiden Kabeln ist gleich, $a_s \approx 43$ dB.

Für das Kabel mit Doppelgeflecht aus Kupfer (Bild 48) kommen die theoretischen Zusammenhänge nur zum Vorschein, wenn die Sorgfalt des Messaufbaus und die Empfindlichkeit des Messempfängers der guten Schirmwirkung angepasst sind und keine Fehlerquellen die kleine Störspannung zudecken. Abgesehen von der unterschiedlichen Größe und einem anderen Frequenzverlauf stimmt das Erscheinungsbild mit dem des Einfachgeflechts überein.

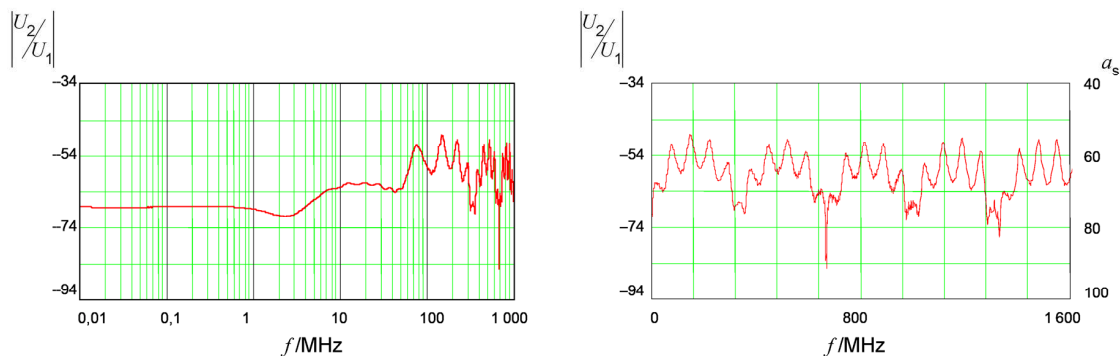


Bild 46 – Frequenzgang des logarithmischen Spannungsverhältnis $|U_2/U_1|$ in dB (linke Skala) und Schirmdämpfung a_s (rechte Skala) des Kabeltyp HF 75 0,7/4,8 2 YCY, $\epsilon_{r1} = 2,3$, $|\Delta v/v_1| = 45\%$, Wirklänge $l = 2$ m

E DIN IEC 62153-4-1 (VDE 0819-153-4-1):2010-01

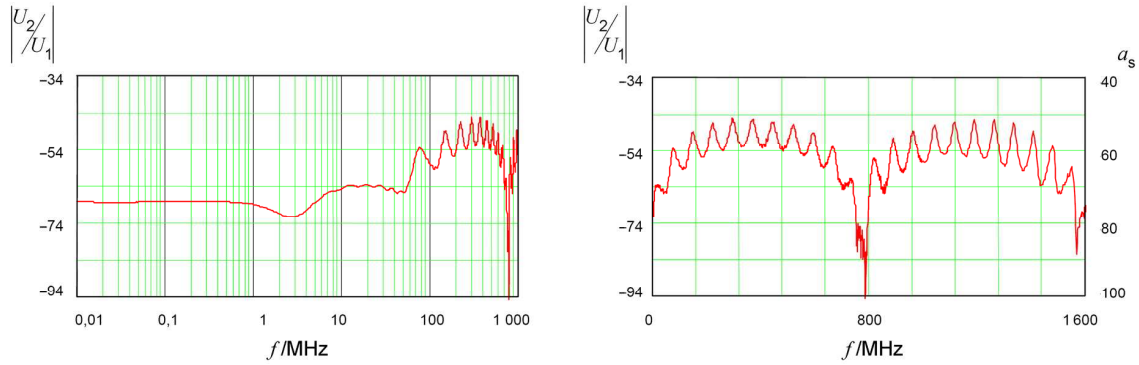


Bild 47 – Frequenzgang des logarithmischen Spannungsverhältnis $|U_2/U_1|$ in dB (linke Skala) und Schirmdämpfung a_s (rechte Skala) des Kabeltyp HF 75 1,0/4,8 02 YCY, $\epsilon_{r1} = 1,7$, $|\Delta v/v_1| = 24 \%$, Wirklänge $l = 2$ m

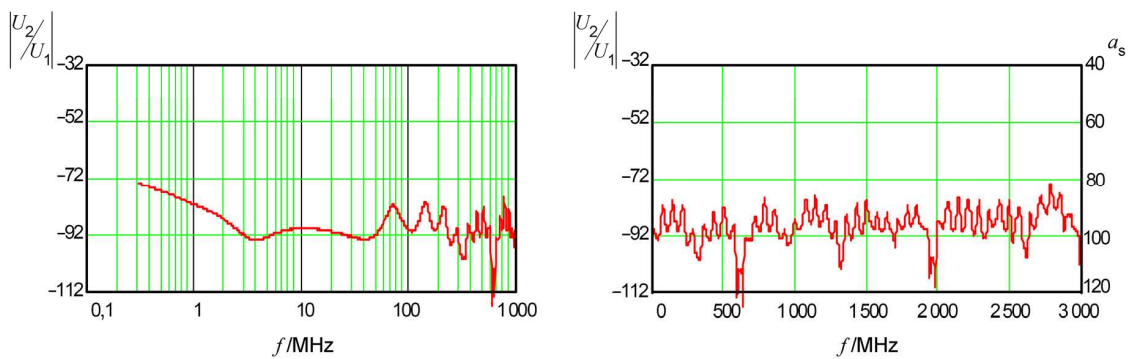


Bild 48 – Frequenzgang des logarithmischen Spannungsverhältnis $|U_2/U_1|$ in dB (linke Skala) und Schirmdämpfung a_s (rechte Skala) des Kabeltyp RG 223 mit Doppelgeflecht, Wirklänge $l = 2$ m

9.7 Vergleich mit dem Absorberzangen-Messverfahren

Im Absorberzangenverfahren nach IEC 62153-4-5 wird prinzipiell der Strom auf der Außenseite des Kabelschirms gemessen. Die Leistung im Außenkreis wird durch die Kalibrierung des Messaufbaus auf den Strom bezogen.

Für einige Koaxialkabel mit unterschiedlichen Geflechschirmen liegen Vergleichswerte vor. Sie zeigen eine Abweichung von max. 3 dB.

Kabeltyp Schirm	Schirmdämpfung a_s in dB		
	Frequenz GHz	Absorberzangenverfahren	Triaxiales Ver- fahren
RG 58, Einfachgeflecht	0,2	51	48
	0,8	52	50
	3,0	–	50
RG 214, Doppelgeflecht	0,2	51	50
	0,8	54	51
	3,0	–	53
RG 214, Einfachgeflecht	0,2	79	79
	0,8	82	81
	3,0	–	83
RG 223, Doppelgeflecht	0,2	86	88
	0,8	90	90
	3,0	–	83

9.8 Praktische Ausführung des Messaufbaus

Der Messaufbau zur Bestimmung der Schirmdämpfung entspricht im Prinzip dem Aufbau bei der Messung der Dämpfung von HF Komponenten. Das zu prüfende Kabel wird an den HF-Generator und der Ausgang des Messrohres an den Messempfänger angeschlossen. Üblicherweise verwendet man Netzwerkanalysatoren, die Generator und Empfänger in einem Gerät kombinieren (siehe Bilder 37 und 49).

Das Messrohr soll gut leitfähig und nicht ferromagnetisch sein, z. B. aus Messing, einen Innendurchmesser von ca. 40 bis 50 mm und eine Länge von 2 bis 4 m haben. Dabei darf das Rohr aus einzelnen Rohren, die HF dicht miteinander verbunden sind, zusammengesetzt werden.

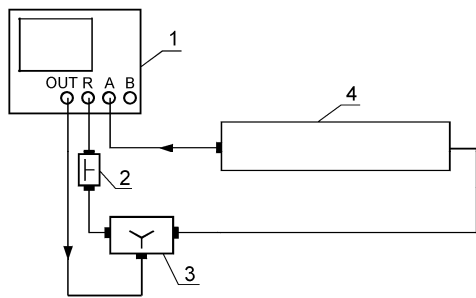
Eine Möglichkeit den Kurzschluss am nahen Ende zwischen Kabelschirm und Messrohr herzustellen besteht darin, eine gelochte Kupferscheibe, an die ein Geflecht gelötet ist, zu verwenden. Dieses Kontaktgeflecht wird dann z. B. mit Kabelbindern an den Schirm des Prüflings, der an dieser Stelle abgemantelt ist, fixiert. Die Kupferscheibe wiederum wird über eine Klemmscheibe und Spannhülse mit dem Messrohr verbunden (Bild 50).

Das Kontaktgeflecht einmal vorbereitet kann mehrmals benutzt werden. Eine Lötverbindung zwischen Kabelschirm und Messrohr – wie im klassischen Triaxialverfahren – ist somit nicht mehr nötig. Dadurch vereinfacht und verkürzt sich die Vorbereitung des Prüflings.

Der Abschlusswiderstand am fernen Ende des Prüflings hat den gleichen Wert wie der Wellenwiderstand des Kabels. Die Erfahrung zeigt, dass man die besten Ergebnisse mit SMD Widerständen oder s. g. „Mini-Melf-Widerständen“, die kleine Abmessungen und gute HF Eigenschaften haben, und direkt zwischen Innen- und Außenleiter des Prüflings gelötet werden, erzielt. Um eine Beeinflussung der Messergebnisse zu verhindern wird der Abschluss in einer Abschirmkappe, die mit dem Schirm des Prüflings kontaktiert ist, untergebracht (Bild 37).

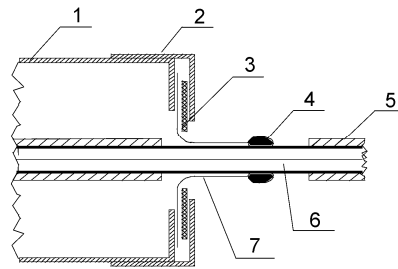
— Entwurf —

E DIN IEC 62153-4-1 (VDE 0819-153-4-1):2010-01



- | | | | |
|---|----------------------|---|------------------|
| 1 | Netzwerkanalysator | 3 | Leistungssteiler |
| 2 | Dämpfungsglied 20 dB | 4 | Messrohr |

Bild 49 – Schematische Zusammenstellung des Messaufbaus zur Bestimmung der Schirmdämpfung a_s



- | | | | |
|---|---------------------------------|---|-----------------|
| 1 | Messingrohr | 5 | Kabelmantel |
| 2 | Spannhülse | 6 | Prüfling (CUT) |
| 3 | Klemmscheibe | 7 | Kontaktgeflecht |
| 4 | Kontakt zum Kabelschirm des CUT | | |

Bild 50 – Kurzschluss zwischen Messrohr und Kabelschirm

Für reproduzierbare Messergebnisse ist es wichtig, dass der Prüfling zentrisch im Messrohr angeordnet wird. Ein im Messrohr durchhängender Prüfling führt zu Veränderungen des Wellenwiderstandes Z_2 im Außenkreis und dadurch zu zusätzlichen Reflexionen entlang der Wirklänge. Die Zentrierung erreicht man, indem man Stützscheiben aus Polyethylen im Messrohr anbringt, oder wesentlich besser, indem man den Prüfling spannt, oder das Messrohr senkrecht aufhängt.

9.9 Einfluss von Fehlanpassungen

Durch Fehlanpassungen im Innen- und Außenkreis des Messaufbaus können Fehler auftreten, welche die Messergebnisse erheblich beeinflussen. Theoretische und praktische Untersuchungen [11] zeigen, dass eine Fehlanpassung des Abschlusswiderstandes im Innenkreis kaum Auswirkungen hat, solange:

$$\frac{|R_{\text{termination}} - Z_1|}{Z_1} \cdot 100 \% \leq 10 \%$$

Zusätzliche Reflexionen im Außenkreis verursachen jedoch erhebliche Fehler. Durch die Schirmkappe des Abschlusswiderstandes wird in den Außenkreis eine Störstelle eingebracht, welche die Messergebnisse, abhängig von den mechanischen Abmessungen, signifikant beeinflusst [11]. Der Wellenwiderstand im Außenkreis, der durch den Kabelschirm bzw. die Schirmhülse und dem Messrohr gebildet wird, ergibt sich zu:

$$Z_2 \approx \frac{60 \Omega}{\sqrt{\epsilon_{r2}}} \cdot \ln\left(\frac{D_m}{D_a}\right) \qquad Z_3 \approx \frac{60 \Omega}{\sqrt{\epsilon_{r2}}} \cdot \ln\left(\frac{D_m}{D_{\text{case}}}\right) \qquad (9-1), (9-2)$$

Dabei ist

D_a der Außendurchmesser des Kabelschirms

D_{case} der Außendurchmesser der Schirmkappe

D_m der Innendurchmesser des Messrohrs

Eine Abweichung zwischen D_{case} und D_a ergibt unterschiedliche Wellenwiderstände und somit zusätzliche Reflexionen im Außenkreis. Eine Schirmhülse mit einem Außendurchmesser von z. B. $D_{\text{case}} = 1,2 \cdot D_a$ ergibt einen Wellenwiderstand Z_3 von 11Ω kleiner als Z_2 ($\epsilon_{r2} = 1,0$).

Bild 51 veranschaulicht die theoretischen Zusammenhänge.

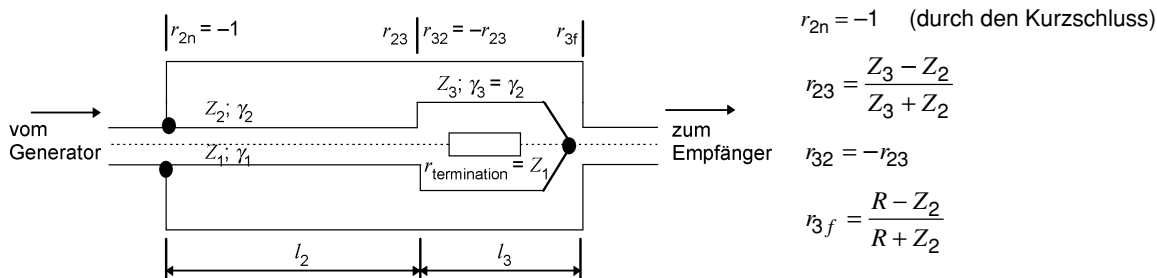


Bild 51 – Realer triaxialer Messaufbau

Der Außenkreis setzt sich also aus zwei Übertragungsleitungen mit unterschiedlichen Wellenwiderständen zusammen. Um für diesen Fall die Spannung am Empfänger berechnen zu können, müssen einige Hilfsvariablen definiert werden.

U_h setzt sich aus den direkt in den Außenkreis (Z_2, γ_2, l_2), eingekoppelten Spannungsanteilen, die zum nahen und fernen Ende laufen zusammen. Dabei ist die Totalreflexion am nahen Ende berücksichtigt.

$$\frac{U_h}{U_1} = \frac{U_{2f}}{U_1} + \frac{U_{2n}}{U_1} \cdot r_{2n} \cdot e^{-\gamma_2 \cdot l_2} \quad (9-3)$$

Wobei U_{2f}, U_{2n} die Spannungen in einem abgeschlossenen Außenkreis sind, nach Gleichungen (3-5) und (3-7).

Mehrfachreflexionen dieser Spannungsanteile zwischen dem Kurzschluss am nahen Ende und dem Übergang von Z_2 nach Z_3 werden durch T_{2f} beschrieben.

$$T_{2f} = \frac{1 + r_{23}}{1 - r_{2n} \cdot r_{23} \cdot e^{-2 \cdot \gamma_2 \cdot l_2}} \quad (9-4)$$

Die Überlagerung der Welle, die vom System Z_2, γ_2, l_2 zum fernen Ende (Empfänger) des Systems Z_3, γ_3, l_3 läuft – einschließlich der mehrfachen Reflexionen zwischen dem Übergang von Z_3 nach Z_2 und Z_3 nach R (Eingangswiderstand des Empfängers) – wird durch T_{3f} beschrieben.

$$T_{3f} = \frac{1 + r_{3f}}{1 - r_{32} \cdot r_{3f} \cdot e^{-2 \cdot \gamma_3 \cdot l_3}} \cdot e^{-\gamma_3 \cdot l_3} \quad (9-5)$$

Die Überlagerung der Welle, die vom System Z_3, γ_3, l_3 zum System Z_2, γ_2, l_2 läuft, wird durch T_{32} beschrieben.

$$T_{32} = \frac{1 + r_{32}}{1 - r_{32} \cdot r_{3f} \cdot e^{-2 \cdot \gamma_3 \cdot l_3}} \cdot r_{3f} \cdot e^{-2 \cdot \gamma_3 \cdot l_3} \quad (9-6)$$

Die Überlagerung der Welle, die vom System Z_2, γ_2, l_2 zum System Z_3, γ_3, l_3 läuft, wird durch T_{23} beschrieben.

$$T_{23} = \frac{1 + r_{23}}{1 - r_{2n} \cdot r_{23} \cdot e^{-2 \cdot \gamma_2 \cdot l_2}} \cdot r_{2n} \cdot e^{-2 \cdot \gamma_2 \cdot l_2} \quad (9-7)$$

Unter Berücksichtigung der gesamten Reflexionen errechnet sich schließlich die Spannung am Empfänger zu:

$$\frac{U_{\text{receiver}}}{U_1} = \frac{U_h}{U_1} \cdot \frac{T_{2f} \cdot T_{3f}}{1 - T_{32} \cdot T_{23}} \quad (9-8)$$

In Bild 52 und 53 ist das gerechnete Störspannungsverhältnis, für einen Kabelschirm wie in Bild 41, für verschiedene Dimensionen der Schirmkappe dargestellt.

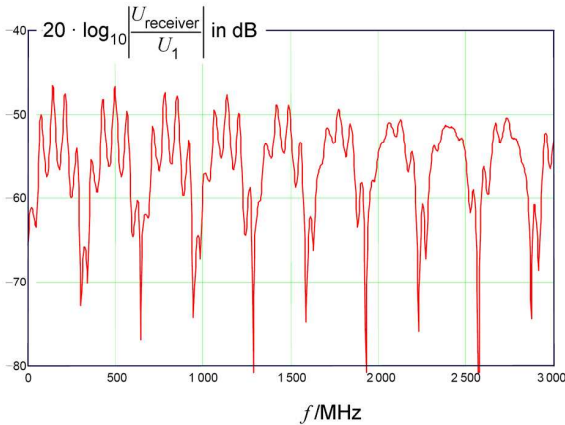


Bild 52 – Berechnetes Störspannungsverhältnis unter Berücksichtigung von Mehrfachreflexionen, verursacht durch die Schirmhülse

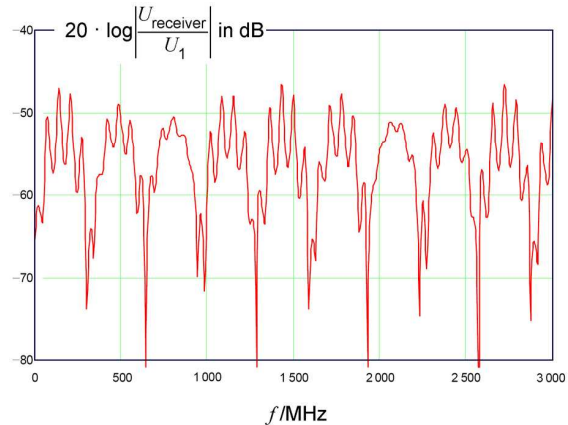


Bild 53 – Berechnetes Störspannungsverhältnis unter Berücksichtigung von Mehrfachreflexionen, verursacht durch die Schirmhülse

Verwendete Größen:

$C_T = 0,02 \text{ pF/m}$
 $M_T = 0,4 \text{ nH/m}$

$R = 50 \ \Omega$ $Z_1 = 50 \ \Omega$ $\epsilon_{r1} = 2,3$
 $Z_2 = 120 \ \Omega$ $\epsilon_{r2} = 1,1$ $l_2 = 2 \text{ m}$
 $Z_3 = 90 \ \Omega$ $\epsilon_{r2} = 1,1$ $l_3 = 0,03 \text{ m}$

Verwendete Größen:

$C_T = 0,02 \text{ pF/m}$
 $M_T = 0,4 \text{ nH/m}$

$R = 50 \ \Omega$ $Z_1 = 50 \ \Omega$ $\epsilon_{r2} = 2,4$
 $Z_2 = 120 \ \Omega$ $\epsilon_{r2} = 1,1$ $l_2 = 2 \text{ m}$
 $Z_3 = 90 \ \Omega$ $\epsilon_{r2} = 1,1$ $l_3 = 0,1 \text{ m}$

Um unerwünschte Reflexionen an der Schirmhülse zu verhindern, muss man den Reflexionsfaktor r_{23} oder (und) r_{3f} minimieren. In der Praxis hat es sich bewährt die Schirmhülse so zu dimensionieren, dass der Wellenwiderstand Z_3 in etwa den gleichen Wert hat wie der Eingangswiderstand des Empfängers. Dann ist der Reflexionsfaktor $r_{3f} \approx 0$ und somit $T_{3f} = 1$, $T_{32} = 0$. Dadurch ergibt sich ein Störspannungsverhältnis das dem idealen Frequenzgang nach Gleichung (3-9) entspricht.

9.10 Literatur

- [1] Breitenbach O., Hähner T.: „Kabelschirmung im Übergang von MHz- zu GHz-Frequenzen“, NTZ Bd. 46 Heft 8 1993
- [2] IEC 46A (Ger) 62
- [3] IEC 46A/320/CDV
- [4] IEC-Standard 61196-1:1995-05, 12. Screening effectiveness
- [5] Halme, L., Szentkuti, B.; „The background for electromagnetic screening measurements of cylindrical screens“, Techn. Mitteilung PTT Nr. 3, 1988
- [6] Eicher, B., Staeger, C., Szentkuti, B., Fahrni, H.; „Simple and accurate screening measurements on RF-cables up to 3 GHz“, Techn. Mitteilung PTT Nr. 4, 1988
- [7] Meinke, H.; „Einführung in die Elektrotechnik höherer Frequenzen“, Springer Verlag 1961

— **Entwurf** —

E DIN IEC 62153-4-1 (VDE 0819-153-4-1):2010-01

- [8] Klein, W.; „Die Theorie des Nebensprechens auf Leitungen“, Springer Verlag 1965
- [9] Kaden, H.; „Die elektromagnetische Schirmung in der Fernmelde- und HF-Technik“, Springer Verlag 1950
- [10] Jungfer, H.; „Die Messung des Kopplungswiderstandes von Kabelabschirmungen bei hohen Frequenzen“, NTZ 1956 Heft 12
- [11] Merz, C.; „Untersuchung des Einflusses verschiedener Störfaktoren bei der Messung der Schirmdämpfung mit Hilfe des Triaxialen Messverfahren“, Praktikumsbericht WS 95/96
- [12] Hähner T., Mund B.; EMV-Verhalten symmetrischer Kabel, emc journal 4/97

Anhang A (normativ)

Liste der Symbole

Symbol Erklärung

a_s	Schirmdämpfung
a_{sn}	normalisierte Schirmdämpfung mit einem Unterschied der Phasengeschwindigkeit von nicht mehr als 10 % und 150 Ω Wellenwiderstand im Speisekreis
c	Lichtgeschwindigkeit
C_T	Durchführungskapazität eines Geflechtkabels
CUT	zu prüfendes Kabel oder Komponente (cable or component under test)
E	Elektromotorische Kraft (electromagnetic force, e.m.f.)
f	Frequenz
f	fernes Ende
f_c	Grenzfrequenz
f_{cf}	Grenzfrequenz am fernen Ende
f_{cn}	Grenzfrequenz am nahen Ende
Φ_1	der vollständige Fluss des Magnetfeldes, induziert durch den Störstrom I_1
Φ'_{12}	die direkte Leckage durch den magnetischen Fluss
Φ''_{12}	vollständiger magnetischer Fluss im Geflecht
I_1, U_1	Strom und Spannung im Primärsystem (Speisesystem)
I_F	Strom der durch die Durchführungskapazität in das sekundäre System einkoppelt, (Messsystem)
ϵ_{r1}	relative Dielektrizitätskonstante der Speiseleitung (Speisesystem)
ϵ_{r2}	relative Dielektrizitätskonstante des Kabels (Messsystem)
l	Kabellänge
L_1	(extern) Induktanz des äußeren Kreises
L_2	(extern) Induktanz des inneren Kreises
M'_{12}	Betriebsinduktanz, bezogen auf die direkte Leckage des magnetischen Flusses $\times \Phi'_{12}$
M''_{12}	Betriebsinduktanz, bezogen auf den magnetischen Fluss Φ''_{12} (oder $1/2 \Phi''_{12}$) im Geflecht
	$M'_{12} = \frac{\Phi'_{12}}{j\omega I_1} \text{ und } M''_{12} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Phi''_{12}}{j\omega I_1}$
n	nahes Ende
P_1	Sendeleistung
P_{2f}	gemessene Leistung am fernen Ende
P_{2n}	gemessene Leistung am nahen Ende
T	Kopplungsübertragungsfunktion
T_f	am fernen Ende

Symbol Erklärung

T_n	Übertragungsfunktion am nahen Ende $T_{nf} = T_n$
U'_2	die Störspannung, induziert durch Φ'_{12}
U''_{rh}	die Störspannung, induziert durch 1/2 Φ'_{12} des Beitrages der „rechten Hand Lage“
U''_{lh}	die Störspannung, induziert durch 1/2 Φ'_{12} des Beitrages der „linken Hand Lage“
U''_2	ist gleich zu U''_{rh} und U''_{lh} (= die Störspannung, induziert durch 1/2 Φ'_{12})
v	Phasengeschwindigkeit
v_1	Phasengeschwindigkeit des „Primär“ Systems (Speisesystem)
v_2	Phasengeschwindigkeit des „Sekundär“ Systems (Messsystem)
v_{r1}	relative Phasengeschwindigkeit des „Primär“ Systems (Speisesystem)
v_{r2}	relative Phasengeschwindigkeit des „Sekundär“ Systems (Messsystem)
Z_1	Wellenwiderstand des „Primär“ Systems (Speisesystem oder Leitung (1))
Z_2	Wellenwiderstand des Prüflings (CUT) (Messsystem oder Leitung (2))
Z_{1f}	Abschlusswiderstand der Leitung (1) am fernen Ende
Z_{2n}	Abschlusswiderstand der Leitung (2) am nahen Ende
Z_{2f}	Abschlusswiderstand der Leitung (2) am fernen Ende (in einer angepassten Prüfeinrichtung) $Z_{1f} = Z_1$ und $Z_{2n} = Z_{2f} = Z_2$
	$Z_{12} = \sqrt{Z_1 Z_2}$
Z_a	Kopplungswiderstand des Geflechtskabels
Z_F	kapazitive Kopplungsimpedanz pro Länge
Z_f	kapazitive Kopplungsimpedanz
Z_T	Kopplungswiderstand pro Länge
Z_{Th}	Kopplungswiderstand eines rohrförmigen homogenen Schirms pro Länge
Z_t	Kopplungswiderstand
Z_{TEn}	effektiver Kopplungswiderstand (= $ Z_F + Z_T $) pro Länge am nahen Ende
Z_{TEf}	effektiver Kopplungswiderstand (= $ Z_F - Z_T $) pro Länge am fernen Ende
$Z_{TEn,f}$	effektiver Kopplungswiderstand (= $ Z_F \pm Z_T $) pro Länge am nahen oder am fernen Ende
Z_{TE}	effektiver Kopplungswiderstand (= $\max Z_{TEn}, Z_{TEf} $) pro Länge
Z_{te}	effektiver Kopplungswiderstand (= $\max Z_f \pm Z_t $)
Z_{ten}	normalisierter effektiver Kopplungswiderstand eines Kabels ($Z_1 = 150 \Omega$ und $ v_1 - v_2 /v_2 \leq 10 \%$ Geschwindigkeitsunterschied in Relation zur Geschwindigkeit des Prüflings)

Literaturhinweise

- [1] Fowler, E.P.: Superscreened cables, Radio and Electronic Engineer, Vol. 49, No. 1, pp.28-44, Jan. 1979, IERE, UK
- [2] Kaden, H.: Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik, Springer-Verlag, Heidelberg 1959, 354 p. (in German)
- [3] Tyni, M.: The transfer impedance of coaxial cables with braided outer conductor, 3rd Wroclaw Symposium on EMC, 1976, pp. 410-418
- [4] Eicher, B.; Staeger, Ch., Szentkuti, B., Fahrni, H.: Simple and accurate screening measurements of RF cables up to 3 GHz, PTT, Technische Mitteilungen No 4, 1988, Swiss PTT, Bern
- [5] Schelkunoff, S.A.: The electromagnetic theory of coaxial transmission lines and cylindrical shields, Bell System Technical Journal. Vol. 13, pp. 552-579, Oct. 1934
- [6] Fowler, E.P.: Test rigs for Z_T Measurements at high frequency, SC 46A/WG 1 (Fowler) 2, 1973
- [7] Madle, P.J.: Cable and connector attenuation and transfer impedance measurements using quadaxial and quintaxial test methods, IEEE 1975 EMC Symposium Record, paper 75CH 100 2-5 EMC pp. 4B, 16.1.5
- [8] Staeger, C., Bolinger, W.: Screening effectiveness of coaxial connectors and measuring methods at high frequency and microwave, PTT, Technische Mitteilungen No 9, 1988, pp. 374-379, Swiss PTT, Bern
- [9] IEC 46D (Central Office) 109: Draft revision of subclause 14.8, Screening effectiveness, of IEC 60169-1, Radio frequency connectors – Part 1: general requirements and measuring methods (to be issued as IEC 60169-1-3)
- [10] Smithers, B.W.: The Screening characteristics of coaxial cables and connectors, ERA Report No 83-0030 (Part 1), 1982, 320 p.
- [11] Fowler, E.P.: Screening measurements in the time domain and their conversion into the frequency domain, Journal IERE, Vol. 55, No 4, pp. 127-132, Apr. 1985
- [12] Eicher, B.: Cable screening measurements in the frequency range 1-20 GHz: line injection method versus mode stirred chamber, Record of the Zürich EMC Symposium 1991, pp. 159-162
- [13] Eicher, B., Boillot L.: Very low frequency to 40 GHz screening measurement on cables and connectors: Line injection method and mode stirred chamber, IEEE EMC Symposium 1992, pp. 302-307
- [14] Vance E.F.: Coupling to shielded cables, J. Wiley and Sons, Inc., New York, London 1978, pages 183
- [15] Ikrath K.: Leakage of electromagnetic energy from coaxial cable structures, US Army and Signalling Engineering Laboratories, Fort Monmouth, New Jersey, Dec. 1957
- [16] Breitenbach, O.; Hähner, T.: Kabelschirmung im Übergang von MHz- zu GHz-Frequenzen, Erweiterte Anwendung eines einfachen Messverfahrens, NTZ Bd.46, 1993, Heft 8, pp. 602-608
- [17] TC 46/WG 5 (Nürnberg/Sec) 8, Oct. 1995: Revision of the „IEC triaxial method“ ($L = 0,5$ to 2 m) „Shielded screening attenuation, test method for measuring of the screening attenuation a_s up to and above 3 GHz“, N8
[Earlier doc: 46A (Ischia/Sec)16, May 1995, „Screening attenuation, triaxial method, measuring of the screening attenuation as up to and above 3 GHz“, is based on the document: 46A (Germany) 62, Jan. 1994, „Screening attenuation, triaxial method, measuring of screening attenuation as up to and above 3 GHz“ (H5)]
- [18] TC 46/WG 5 (Fowler) 9, 22 Oct. 1995: „Transfer impedance (Z_T) test method for multi-pin (D-type) connectors“, (N23)
- [19] TC 46/WG 5 (London/ Dunwoody/A1) 5, March 1995: „Connector transfer impedance“, L5, N7.
[Improvement of document: H15. „Connector transfer impedance test specification“, Oct. 15, 1992, Steven Dunwoody, AMP Inc.]
- [20] Halme, L.; Szentkuti, B.: The Background for electromagnetic screening measurements of cylindrical screens, Teletiedotuksia 1987 of the Finnish PTT, Helsinki (Special English Edition), pp. 29-37, or PTT, Technische Mitteilungen No 3, 1988, pp. 105 -115, Swiss PTT, Bern

Zusätzliche Lektüre

- Fowler, E.P.: Test methods for cable screening effectiveness – A review, Proc. IERE conf. on EMC, York 1988, IERE Publication No 81, pp. 259-267
- Simons, K.A.: The Terminated Triaxial Test Fixture, IEC/SC 46A/WG 1 (Simons) 2, 1973
- Crawford, M.L.; Riddle, B.F.: A proposed TEM-driven mode-stirred chamber for large system radiated EMC/V testing, 10 kHz – 40 GHz, Record of the Zürich EMC Symposium 1991, pp. 431-437
- Fowler, E.P.; Halme, L.K.: State of art in cable screening measurements, Record of the Zürich EMC-Symposium 1991, pp. 151-158
- IEC/SC 46A (Helsinki/SWG 1) 7, June 1990.: „Introduction to measuring methods for screening effectiveness“, based on IEC doc. 46A (CO) 127, 46A (Secr) 127, 46A (Secr) 145, includes [4]
- Szentkuti, B.T.: Shielding quality of cables and connectors: Some basics for better understanding of test methods, Record of IEEE International EMC Symposium, Anaheim, California, August 17-21, 1992, pp. 294-301
- Halme, L.K.: Development of IEC cable shielding effectiveness standards, IEEE EMC Symposium 1992, pp. 321-328
- Fowler, E.P.: Cables and connectors – Their contribution to electromagnetic compatibility, IEEE EMC Symposium 1992, pp. 329-333
- Fowler, E.P.: „Guide on EMC screening optimisation of a braided coaxial cable’s outer conductors or screens.“, TR3, [46/WG 5 (Fowler) 8, 31 Aug. 1995] (N22)
- IEC/SC 46A (Secretariat) 201, March 1993, Recommendation surface transfer impedance Z_T a screening attenuation a_s limits of coaxial r. f. cables. (Background, TR3)
- IEC/SC 46A/255/CD, Dec. 1995, Amendments to IEC 61196-1, 1996, clauses 12.1.8, 12.4 and 14.1 Amend. to clause 12.1.8: Line injection method, 2) Amend. to clause 12.4: Absorbing clamp method, 3) Amend. to clause 14: Guidance for surface transfer impedance and screening attenuation limits for flexible r. f. cables

CONTENTS

1 Scope..... 8

2 Normative references..... 8

3 Electromagnetic phenomena 8

4 The intrinsic screening parameters of short cables 9

 4.1 Surface transfer impedance, Z_T 10

 4.2 Capacitive coupling admittance, Y_C 10

 4.3 Injecting with arbitrary cross-sections..... 11

 4.4 Reciprocity and symmetry 12

 4.5 Arbitrary load conditions 12

5 Long cables – coupled transmission lines..... 12

6 Transfer impedance of a braided-wire outer conductor or screen..... 18

7 Test possibilities 24

 7.1 Measuring the transfer impedance of coaxial cables..... 24

 7.2 Measuring the transfer impedance of cable assemblies..... 25

 7.3 Measuring the transfer impedance of connectors 25

 7.4 Calculated maximum screening level 25

8 Comparison of the frequency response of different triaxial test set-ups to measure the transfer impedance of cable screens 30

 8.1 Introduction 30

 8.2 Physical basics 30

 8.2.1 Triaxial set-up..... 30

 8.2.2 Coupling equations 32

 8.3 Simulations..... 33

 8.3.1 General 33

 8.3.2 Simulation of the standard and simplified methods according to EN 50289-1-6, IEC 61196-1 (method 1 and 2) and IEC 62153-4-3 (method A)..... 33

 8.3.3 Simulation of the double short circuited methods..... 39

 8.4 Conclusion 46

 8.5 References..... 46

9 Background of the shielded screening attenuation test method (IEC 62153-4-4) 47

 9.1 Introduction 47

 9.2 Objectives 47

 9.3 Theory of the triaxial measuring method..... 48

 9.4 Screening Attenuation..... 52

 9.5 Normalised screening attenuation 54

 9.6 Measuring results 54

 9.7 Comparison with absorbing clamp method 56

 9.8 Practical design of the test set-up 57

 9.9 Influence of mismatches 58

 9.10 Literature..... 60

Figure 1 – Incident (i), scattered (s) and resulting total electromagnetic fields (E_t, H_t) with induced surface current- and surface charge-densities J (A/m) and σ (C/m²) 9

Figure 2 – Defining and measuring screening parameters – A triaxial set-up 9

Figure 3 – Defining and measuring screen parameters – Equivalent circuits.....	11
Figure 4 – The summing function $S\{l \cdot f\}$ for near (n) and far (f) end coupling	15
Figure 5 – The effect of the summing function	16
Figure 6 – The effects of the Z_T and Z_F to the coupling transfer functions T_n and T_f	17
Figure 7 – $l \cdot S$: the complete length dependent factor in the coupling function T (see table 1)	18
Figure 8 – Transfer impedance of typical cables	19
Figure 9 – Magnetic coupling in the braid.....	20
Figure 10 – Measured transfer impedance Z_T (d.c. resistance Z_T (d.c.) is set to the value of 10 m Ω /m)	21
Figure 11 – Typical Z_T (time) step response of an overbraided and underbraided single braided outer conductor of a coaxial cable.....	22
Figure 12 – Z_T equivalent circuits of a braided-wire screen.....	23
Figure 13 – Example of visualisation of the maximum measurable screening level	26
Figure 14 – Triaxial set-up for the measurement of the transfer impedance Z_T	30
Figure 15 – Equivalent circuit of the triaxial set-up	30
Figure 16 – Simulation of the frequency response for different factors of $v=Z_2/R_{2f}$	34
with $\epsilon_{r1}=2.3$ (solid PE), $\epsilon_{r2}=1.0$, $n=0.659$	34
Figure 17 – Simulation of the frequency response for different factors of $v=Z_2/R_{2f}$ with $\epsilon_{r1}=1.6$ (foam PE), $\epsilon_{r2}=1.0$, $n=0.791$	34
Figure 18 – Simulation of the frequency response for different factors of $v=Z_2/R_{2f}$	35
with $\epsilon_{r1}=1.3$ (foam PE), $\epsilon_{r2}=1.0$, $n=0.877$	35
Figure 19 – Simulation of the frequency response for different factors of $v=Z_2/R_{2f}$	35
with $\epsilon_{r1}=5$ (PVC), $\epsilon_{r2}=1.0$, $n=0.447$	35
Figure 20 – Simulation of the 3dB cut off wavelength (L/λ_1) as a function of the factor $n=\sqrt{\epsilon_{r2}}/\sqrt{\epsilon_{r1}}$ given for different factors $v=Z_2/R_{2f}$	36
Figure 21 – Interpolation of the simulated 3dB cut off wavelength (L/λ_1) as a function of the factor $n=\sqrt{\epsilon_{r2}}/\sqrt{\epsilon_{r1}}$ given for different factors $v=Z_2/R_{2f}$	36
Figure 22 – 3dB cut-off frequency length product as a function of the dielectric permittivity of the inner circuit (cable) given for different factors $v=Z_2/R_{2f}$	37
Figure 23 – Measurement result of the normalised voltage drop of a single braid screen in the triaxial set-up for different factors of $v=Z_2/R_{2f}$	38
with $\epsilon_{r1}=2.3$ (PE), $\epsilon_{r2}=1.0$, $n=0.659$, $Z_2=130 \Omega$, $L=1$ m.....	38
Figure 24 – Measurement result of the normalised voltage drop of a single braid screen in the triaxial set-up for different factors of $v=Z_2/R_{2f}$	38
with $\epsilon_{r1}=1.6$ (foam PE), $\epsilon_{r2}=1.0$, $n=0.791$, $Z_2=130 \Omega$, $L=1$ m	38
Figure 25 – Triaxial set-up (measuring tube), double short circuited method	39
Figure 26 – Simulation of the frequency response for different factors of $v=Z_2/R_{2f}$	40
with $\epsilon_{r1}=2.3$ (solid PE), $\epsilon_{r2}=1.0$, $n=0.659$	40
Figure 27 – Simulation of the frequency response for different factors of $v=Z_2/R_{2f}$	40
with $\epsilon_{r1}=1.6$ (foam PE), $\epsilon_{r2}=1.0$, $n=0.791$	40
Figure 28 – Simulation of the frequency response for different factors of $v=Z_2/R_{2f}$	41
with $\epsilon_{r1}=1.3$ (foam PE), $\epsilon_{r2}=1.0$, $n=0.877$	41
Figure 29 – Simulation of the frequency response for different factors of $v=Z_2/R_{2f}$	41
with $\epsilon_{r1}=5$ (PVC), $\epsilon_{r2}=1.0$, $n=0.447$	41

Figure 30 – Interpolation of the simulated 3 dB cut off wavelength (L/λ_1) as a function of the factor $n=\sqrt{\epsilon_{r2}/\epsilon_{r1}}$ given for different factors $v=Z_2/R_{2f}$	42
Figure 31 – 3 dB cut-off frequency length product as a function of the dielectric permittivity of the inner circuit (cable) given for different factors $v=Z_2/R_{2f}$	43
Figure 32 – Simulation of the frequency response for different factors of $v=Z_2/R_{2f}$	44
with $\epsilon_{r1}=2.3$ (PE) , $\epsilon_{r2}=5$ (PVC), $n=1,474$	44
Figure 33 – Interpolation of the simulated 3 dB cut off wavelength (L/λ_1).....	45
as a function of the factor $n=\sqrt{\epsilon_{r2}/\epsilon_{r1}}$ given for $v=Z_2/R_{2f}\ll 1$	45
Figure 34 – 3 dB cut-off frequency length product as a function of the dielectric permittivity of the inner circuit (cable) given for different factors $n=\sqrt{\epsilon_{r2}/\epsilon_{r1}}$, $v=Z_2/R_{2f}\ll 1$	45
Figure 35: Definition of transfer impedance	47
Figure 36: Definition of coupling admittance	47
Figure 37: Triaxial measuring set-up for screening attenuation	48
Figure 38: Equivalent circuit of the triaxial measuring set-up.....	48
Figure 39 - Calculated voltage ratio for a typical braided cable screen, quantities used:	50
Figure 40 - Calculated periodic functions for $\epsilon_{r1} = 2,3$ and $\epsilon_{r2} = 1,1$	51
Figure 41 - Calculated voltage ratio, quantities used:	51
Figure 43 - Equivalent circuit for an electrical short part of the length Δl and negligible capacitive coupling.....	53
Figure 44 - Frequency response of logarithmic voltage ratio $ U_2/U_1 $ in dB (left hand scale) and screening attenuation a_s (right hand scale) of single braid screen, Cable Type RG 58, coupling length $l = 2$ m.....	55
Figure 45: Frequency response of logarithmic voltage ratio $ U_2/U_1 $ in dB (left hand scale) and screening attenuation a_s (right hand scale) of single braid screen, Cable Type RG 58, coupling length $l = 0,5$ m.....	55
Figure 46 - Frequency response of logarithmic voltage ratio $ U_2/U_1 $ in dB (left hand scale) and screening attenuation a_s (right hand scale) of Cable Type HF 75 0,7/4,8 2YCY, $\epsilon_{r1}=2,3$, $ \Delta v/v_1 =45\%$, coupling length $l = 2$ m.....	56
Figure 47 - Frequency response of logarithmic voltage ratio $ U_2/U_1 $ in dB (left hand scale) and screening attenuation a_s (right hand scale) of Cable Type HF 75 1,0/4,8 02YCY, $\epsilon_{r1}=1,7$, $ \Delta v/v_1 =24\%$, coupling length $l = 2$ m.....	56
Figure 48 - Frequency response of logarithmic voltage ratio $ U_2/U_1 $ in dB (left hand scale) and screening attenuation a_s (right hand scale) of double braid screen, Cable RG 223, coupling length $l = 2$ m.....	56
Figure 49 - schematically arrangement for the measurement of the screening attenuation a_s	58
Figure 50 - Short circuit between tube and cable screen of the CUT	58
Figure 51 - Real triaxial set-up	59
Figure 52 - calculated voltage ratio including multiple reflections caused by the screening case.....	60
Figure 53 - calculated voltage ratio including multiple reflections caused by the screening case.....	60
Table 1 – The coupling transfer function T (coupling function) ¹⁾	14
Table 2 – Screening effectiveness of cable test methods for surface transfer impedance Z_T 28	
Table 3 – Load conditions of the different set-ups.....	31
Table 4 – Parameters of the different set-ups	33

Table 5 – Cut-off frequency length product	37
Table 6 – Typical values for the factor v , for an inner tube diameter of 40 mm and a generator output impedance of 50 Ω	39
Table 7 – Cut-off frequency length product	42
Table 8 – Material combinations and the factor n	44
Table 9 – Cut-off frequency length product	45
Table 10 – Cut-off frequency length product for some typical cables	46
in the different set-ups	46

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

Metallic communication cable test methods —

Part 4 - 1: Electromagnetic Compatibility (EMC) —

Introduction to electromagnetic (EMC) screening measurements

FOREWORD

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

The main task of IEC technical committees is to prepare International Standards. However, a technical committee may propose the publication of a technical report when it has collected data of a different kind from that which is normally published as an International Standard, for example "state of the art".

IEC/TR 62153-4-1, which is a technical report, has been prepared by IEC technical committee 46: cables, wires, waveguides, r.f. connectors, r.f. and microwave passive components and accessories.

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

Enquiry draft	Report on voting
XX/XX/DTR	XX/XX/RVC

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

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

The committee has decided that the contents of this publication will remain unchanged until the maintenance result date¹⁾ indicated on the IEC web site under "<http://webstore.iec.ch>" in the data related to the specific publication. At this date, the publication will be

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

1) The National Committees are requested to note that for this publication the maintenance result date is 2013.

Metallic communication cable test methods —

Part 4 - 1: Electromagnetic Compatibility (EMC) —

Introduction to electromagnetic (EMC) screening measurements

1 Scope

Screening (or shielding) is one basic way of achieving electromagnetic compatibility (EMC). However, a confusingly large number of methods and concepts is available to test for the screening quality of cables and related components, and for defining their quality. This standard gives a brief introduction to basic concepts and terms trying to reveal the common features of apparently different test methods. It should assist in correct interpretation of test data, and in the better understanding of screening (or shielding) and related specifications and standards.

2 Normative references

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

IEC 60096-1:1986, *Radio-frequency cables – Part 1: General requirements and measuring methods* Amendment 2 (1993)

IEC 60096-4-1:1990, *Radio-frequency cables – Part 4: Specification for superscreened cables – Section 1: General requirements and test methods*

IEC 60169-1-3:1988, *Radio frequency connectors – Part 1: General requirements and measuring methods – Section 3: Electrical tests and measuring procedures – Screening effectiveness*

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

IEC 61726: *Cable assemblies, cables, connectors and passive microwave components – Screening attenuation measurement by the reverberation chamber method*

3 Electromagnetic phenomena

It is assumed that if an electromagnetic field is incident on a screened cable, there is only weak coupling between the external field and that inside, and that the cable diameter is very small compared with both the cable length and the wavelength of the incident field. The superposition of the external incident field and the field scattered by the cable yields the total electromagnetic field (E_t , H_t , in Figure 1). The total field at the screen's surface may be considered as the source of the coupling: electric field penetrates through apertures by *electric* or capacitive coupling; also magnetic fields penetrate through apertures by *inductive* or magnetic coupling.

Additionally, the induced current in the screen results in *conductive* or resistive coupling.

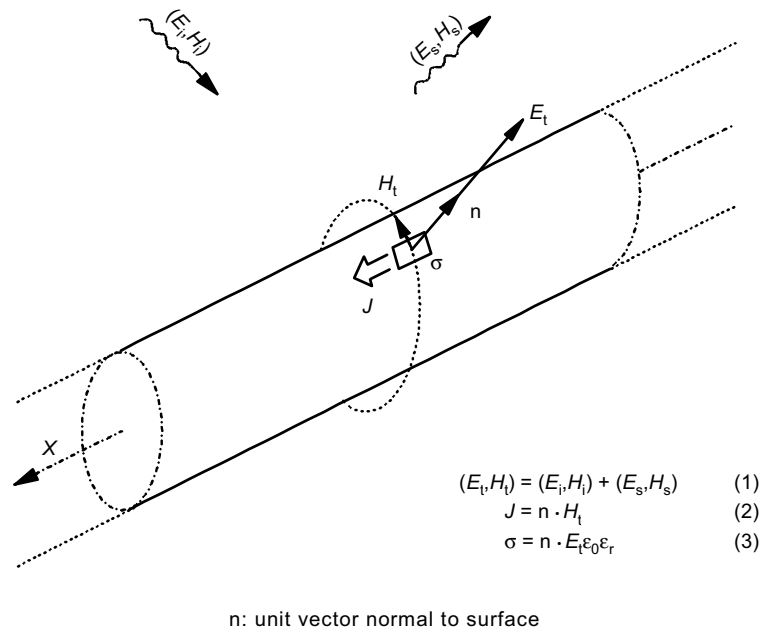
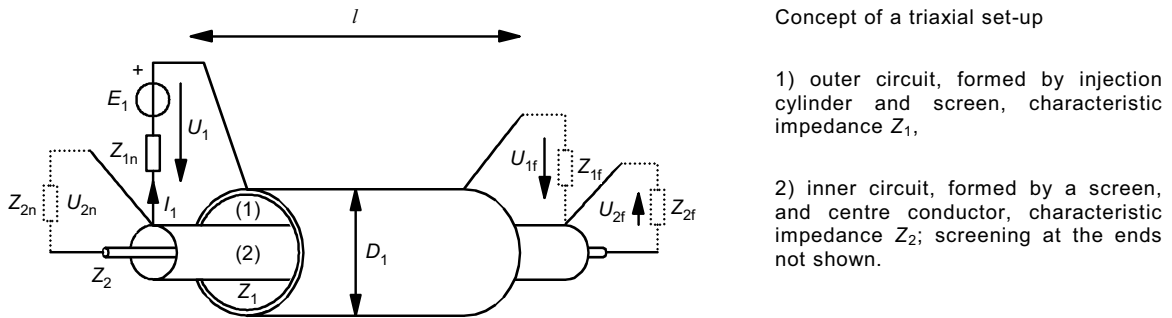


Figure 1 – Incident (i), scattered (s) and resulting total electromagnetic fields (E_t , H_t) with induced surface current- and surface charge-densities J (A/m) and σ (C/m²)

As the field at the surface of the screen is directly related to density of surface current and surface charge, the coupling may be assigned either to the total field (E_t , H_t) or to the surface current- and charge- densities (J and σ). Consequently, we may simulate the coupling into the cable by reproducing through any means the surface currents and charges on the screen. Because we assume a cable of a small diameter, we may neglect higher modes and can use an additional coaxial conductor as our injection structure, as shown in Figure 2.



Observe the conditions Z_{1f} , Z_{2n} , Z_{2f} and λ in Figure 3a and Figure 3b.

NOTE 1 – $D_1 \ll l$.

NOTE 2 – Both ends of circuit (2) must be well screened.

Figure 2 – Defining and measuring screening parameters – A triaxial set-up

4 The intrinsic screening parameters of short cables

The *intrinsic parameters* refer to an infinitesimal length of cable, like the inductance or capacitance per unit length of transmission lines. Assuming *electrically short cables*, with $l \ll \lambda$

which will always apply at low frequencies, the intrinsic screening parameters are defined and can be measured as follows:

4.1 Surface transfer impedance, Z_T

As shown in Figure 2 and Figure 3a (where Z_{1f} and Z_{2f} are zero):

$$Z_T = U_2 / (I_1 \cdot l) \quad (\Omega / \text{m}) \quad (4)$$

The dependence of Z_T on frequency is not simple and is often shown by plotting $\log Z_T$ against \log frequency. Note that the phase of Z_T may have any value, depending on braid construction and frequency range.

NOTE – In circuit 2 of Figure 3a the voltmeter and short circuit can be interchanged.

4.2 Capacitive coupling admittance, Y_C

As shown in Figure 2 and Figure 3b (where Z_{1f} and Z_{2f} are open circuit):

$$Y_C = j\omega C_T = I_2 / (U_1 \cdot l) \quad (\text{mho} / \text{m}) \quad (5)$$

The through capacitance (C_T) is a real capacitance and has usually a constant value up to 1 GHz and higher (with aperture $a \ll \lambda$).

While Z_T is independent of the characteristics of the coaxial circuits, C_T is dependent on those characteristics. There are two ways of overcoming this dependence:

- a) The *normalized through elastance* K_T derived from C_T is independent of the size of the outer coaxial circuit, but it depends on its permittivity:

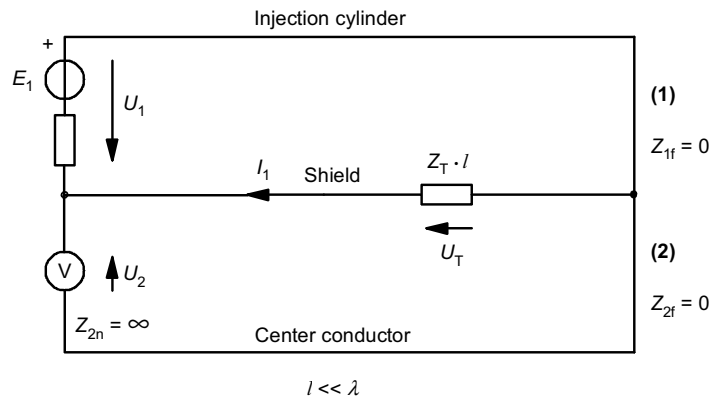
$$K_T = C_T / (C_1 \cdot C_2) \quad (\text{m} / \text{F}) \quad K_T \sim 1 / (\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2}) \quad (6) \quad (7)$$

where C_1 and C_2 are the capacitance per unit length of the two coaxial circuits.

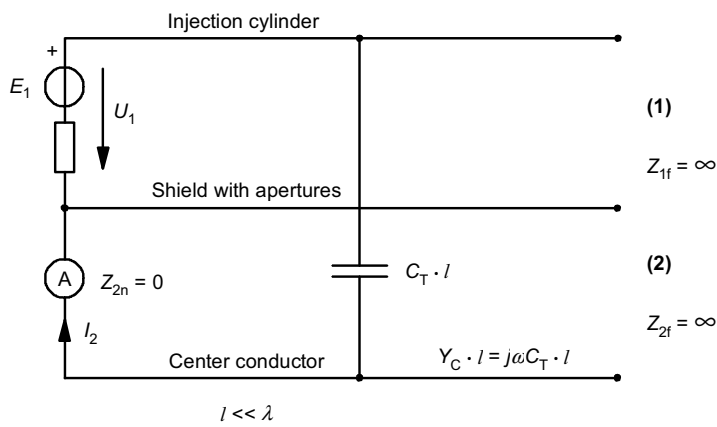
- b) The *capacitive coupling impedance* Z_F again derived from C_T is also independent of the size of the outer coaxial circuit and, for practical values of ϵ_{r1} , is only slightly dependent on its permittivity:

$$Z_F = Z_1 Z_2 Y_C = Z_1 Z_2 j\omega C_T \quad (\Omega / \text{m}) \quad Z_F \sim \sqrt{(\epsilon_{r1} \cdot \epsilon_{r2})} / (\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2}) \quad (8) \quad (9)$$

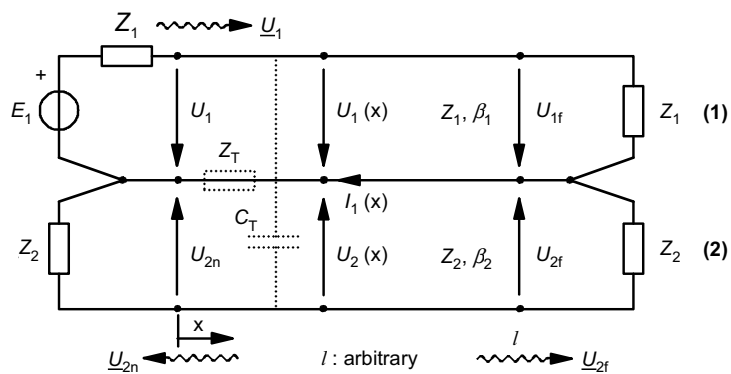
Compared with Z_T , Z_F is usually negligible, except for open weave braids. It may, however, be significant when Z_{2n} and $Z_{2f} \gg Z_2$ (audio circuits).



a) Equivalent circuit for the definition and possible testing of Z



b) Equivalent circuit for the definition and possible testing of $Y_C = j \omega C_T$



NOTE – Z_T and C_T are distributed (not correctly shown here). The loads Z_2 at the ends may represent matched receivers.

c) Definition of electrical quantities in a set-up that is matched at all ends

Figure 3 – Defining and measuring screen parameters – Equivalent circuits

4.3 Injecting with arbitrary cross-sections

A coaxial outer circuit has been assumed so far in this report, but it is not essential because of the invariance of Z_T and Z_F . Using a wire in place of the outer cylinder, the injection circuit becomes two-wire with the return via the screen of the cable under test. Obviously the charge and current distribution become non-uniform, but the results are equivalent to coaxial injection,

especially if two injection lines are used opposite to each other, and may be justified for worst-case testing. Note that the IEC *line injection test* uses a wire.

4.4 Reciprocity and symmetry

Assuming linear shield materials, the measured Z_T and Z_F values will not change when interchanging injection (1) and measuring (2) circuits. Each of the two conductors of the two-line circuit can be interchanged, but in practice the set-up will have to take into account possible ground loops and coupling to the environment.

4.5 Arbitrary load conditions

When the circuit ends of Figure 3a and Figure 3b are not ideally short or open circuit, Z_T and Z_F will act simultaneously. The superposition is noticeable in the low frequency coupling of the matched circuits (Figure 3c and Table 1).

5 Long cables – coupled transmission lines

The coupling over the whole length of the cable is obtained by summing up (integrating) the infinitesimal coupling contributions along the cable while observing the correct phase. The analysis utilizes the following assumptions and conventions:

- matched circuits considered with the voltage waves \underline{U}_1 , \underline{U}_{2n} , \underline{U}_{2f} , see Figure 3c,
- representation of the coupling, using the normalized wave amplitudes U/\sqrt{Z} [$\sqrt{\text{Watt}}$], instead of voltage waves. i.e. the *coupling transfer function*, in the following denoted by "*coupling function*", will be defined as

$$T_n = \frac{\underline{U}_{2n} / \sqrt{Z_2}}{\underline{U}_1 / \sqrt{Z_1}}, \quad T_f = \frac{\underline{U}_{2f} / \sqrt{Z_2}}{\underline{U}_1 / \sqrt{Z_1}} \quad (10) (11)$$

NOTE 1 – $|T|^2$ is the ratio of the power waves travelling in circuits (2) and (1). Due to reciprocity and assuming linear screen (shield) materials, T is reciprocal, i.e. invariant with respect to the interchange of injection and measuring circuits (1) and (2).

NOTE 2 – The quantity $|1/T|^2$, or in logarithmic quantities

$$A_S = -20 \log_{10} |T|, \quad (12)$$

may be considered as the "screening attenuation" of the cable, specific to the set-up.

Performing the straight forward calculations of coupled transmission line theory, the coupling function T , given in table 1, is obtained. The term $S\{lf\}$ is the "*summing function*" S , being dependent on l and f . (The wavy bracket just indicates that the product $l \cdot f$ is the argument of the function S and not a factor to S). S represents the phase effect, when summing up the infinitesimal couplings along the line, and is:

$$S_{\frac{n}{f}}\{lf\} = \frac{\sin \frac{\beta l \pm}{2}}{\frac{\beta l \pm}{2}} \exp\left\{-j \frac{\beta l +}{2}\right\} \quad (13)$$

with

$$\begin{aligned}\beta l_{\pm} &= (\beta_2 \pm \beta_1) \cdot l = 2\pi l f \left\{ 1/v_2 \pm 1/v_1 \right\} \\ &= 2\pi l f (\sqrt{\epsilon_{r2}} \pm \sqrt{\epsilon_{r1}}) / c\end{aligned}\quad (14a) (14b) (14c)$$

subscript \pm refers to near/far end respectively
 $+$ refers to both near/far ends

Note that weak coupling, i.e. $T \ll 1$, has been assumed. This case, including losses, is given in [20 Halme, Szentkuti]* .

NOTE – The equation (15) and representation in table 1 visualizes the contributions of the different parameters to the coupling function T :

$$T_{nf} = (Z_F \pm Z_T) \cdot \frac{1}{\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}} \cdot \frac{l}{2} \cdot S_n \{ l \cdot f, \epsilon_{r1}, \epsilon_{r2} \} \quad (15)$$

Note especially the following points:

- There may be a directional effect ($T_n \neq T_f$) in the whole frequency range if Z_F is not negligible. (But Z_F is usually negligible except with loose, single braid shields.)
- Up to a constant factor, T is the quantity directly measured in a set-up.
- For low frequencies, i.e. for short cables ($l \ll \lambda$), the trivial coupling formula is obtained that is directly proportional to l :

$$T_{nf} = (Z_F \pm Z_T) \cdot \frac{1}{Z_{12}} \cdot \frac{l}{2}, \quad \text{with } Z_{12} = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} \quad (16a) (16b)$$

- The summing function $S\{l \cdot f\}$ is presented in Figure 4. Note also that:
- $S\{l \cdot f\}$ has a $\sin(x)/x$ behaviour. A cut-off point may be defined as $(l \cdot f)_C$:

$$(l \cdot f)_{C_n} = \frac{c}{\pi \left| \sqrt{\epsilon_{r1}} \pm \sqrt{\epsilon_{r2}} \right|} \quad (17)$$

- The exact envelope of $S\{l \cdot f\}$ is

$$\text{Env} \left| S_n \{ l \cdot f \} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{(l \cdot f)^2}{(l \cdot f)_{cn}^2}}} \quad (18)$$

* Numbers in square brackets refer to the bibliography (see annex B).

Table 1 – The coupling transfer function T (coupling function)¹⁾

Set-up parameters ²⁾	
$(Z_1), l, \epsilon_{r1}$	
$T_n = (Z_F \pm Z_T) \cdot \frac{1}{\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}} \cdot \frac{l}{2} \cdot S_n \{l \cdot f, \epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}\}$	
$\sqrt{\quad}$	$\sqrt{\quad}$
Intrinsic screen parameters	Cable parameters ²⁾ $(Z_2, l), \epsilon_{r2}$
$\sqrt{\quad}$	$\sqrt{\quad}$
"Low-frequency coupling", short cables ³⁾	"HF-effect", cut-off $(l \cdot f)_C$.
	$\sqrt{\quad}$
	Length + frequency effect
<p>¹⁾ T^2 is the power coupling from circuit (1) to circuit (2). The stacked subscripts $_f^n$ are associated to the stacked operation symbols \pm in the obvious way: upper subscript \rightarrow upper operation, lower subscript \rightarrow lower operation.</p> <p>²⁾ ϵ_{r1} and ϵ_{r2} contained in S as parameters.</p> <p>³⁾ for $l \ll \lambda$: $S\{l \cdot f\} \rightarrow 1$.</p>	

g) The first minimum (zero) of $S\{l \cdot f\}$ occurs at

$$(l \cdot f)_{\min} = \pi (l \cdot f)_C \quad (19)$$

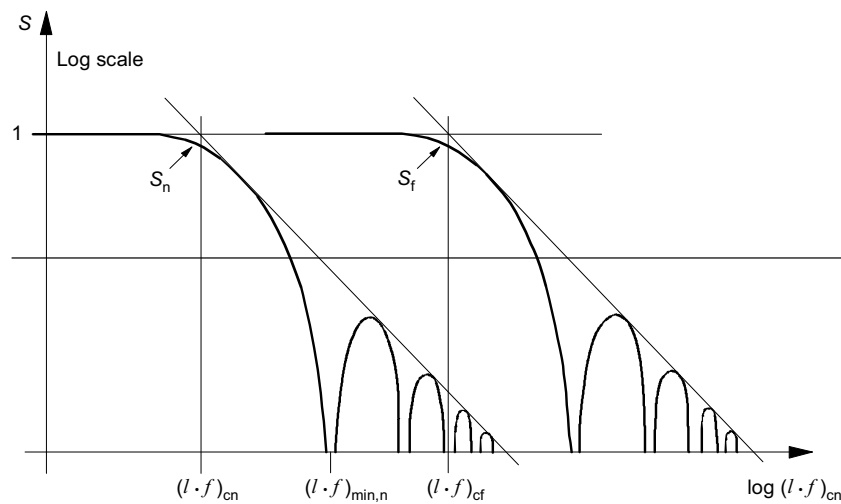
h) As seen from equations (13) and (18), below the cut-off points $(l \cdot f)_{cn}$ is $S\{l \cdot f\} \approx 1$ and above them it starts to oscillate and its envelope drops asymptotically 20 dB/decade,

$$\text{Env} \left| S_n \{l \cdot f\} \right| \approx \frac{\left(\frac{(l \cdot f)_{cn}}{f} \right)}{(l \cdot f)} \quad (20)$$

i) S is symmetrical in l and f , i.e. l and f are interchangeable. For a fixed length a cut-off frequency f_c and vice versa, for a fixed frequency a cut-off length l_c may be defined. Substituting c/λ_0 for f , we obtain the cut-off length as

$$l_{C_n} = \frac{\lambda_o}{\pi \left| \sqrt{\epsilon_{r1}} \pm \sqrt{\epsilon_{r2}} \right|} \quad (21)$$

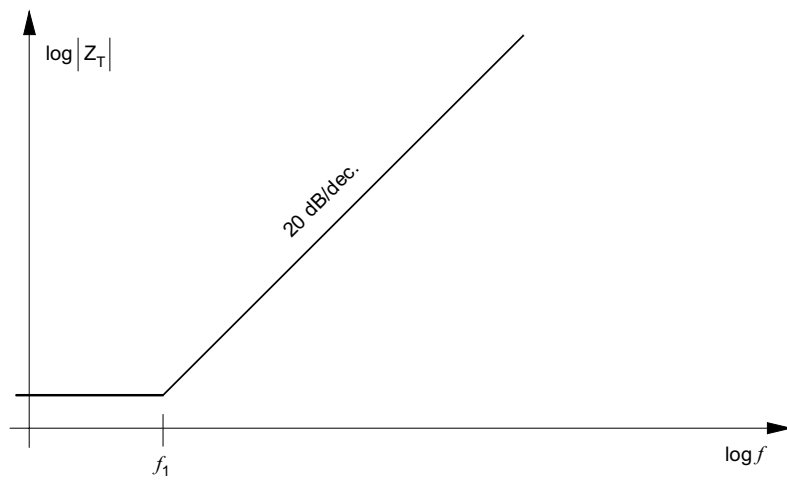
- j) The effect of S in the frequency range ($l = \text{constant}$) is illustrated in Figure 5. The coupling function is proportional to Z_T , only if $f < f_c$. Note also the typical values indicated for f_c .
- k) The minima and maxima of S are not resonances, they are due to cancelling and additive effects of the coupling along the line.
- l) The far end cut-off frequency is significantly influenced by the permittivity of the outer system (ϵ_{r1}). Selecting $\epsilon_{r1} \rightarrow \epsilon_{r2}$ we obtain $(l \cdot f)_{Cf} \rightarrow \infty$, i.e. no cut-off at the far end. Due to practical aspects (tolerances, homogeneity, etc.), an ideal phase matching ($\epsilon_{r1} \equiv \epsilon_{r2}$) is not feasible.
- m) The total effect of l on the coupling is not contained in S alone, but in the product $l \cdot S\{l \cdot f\}$. The product $l \cdot S$ is presented in Figure 7 for $f = \text{constant}$. The coupling function T which can be measured in a set-up, is proportional to l if $l < l_C$. However, for appropriately long cables ($l > l_C$), the maximum coupling is independent of l and we obtain a length independent shielding attenuation above the cut-off point $(l \cdot f)_C$. But we should remember that $(l \cdot f)_C$ as well as A_s are still dependent on the set-up parameters (ϵ_{r1}, Z_1).



NOTE – $S_f > S_n$ above near end cut-off, yielding a directive effect.

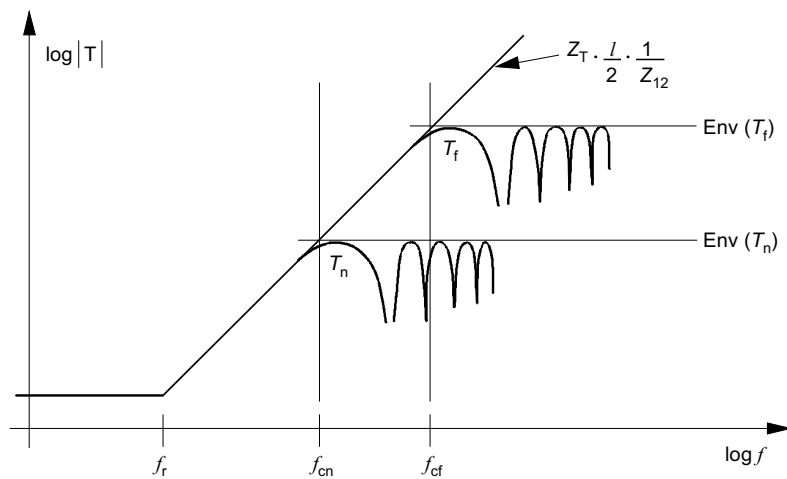
$(l \cdot f)_C$: cut-off point

Figure 4 – The summing function $S\{l \cdot f\}$ for near (n) and far (f) end coupling



$$Z_T(f_1 = 10 \text{ MHz}) = 20 \text{ m}\Omega / \text{m}$$

5a) Transfer impedance of a typical single braid screen



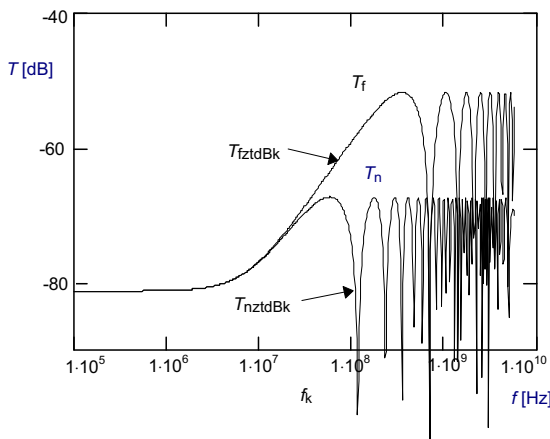
b) Coupling transfer function for the same cable with negligible Z_F ($Z_F \ll Z_T$): frequency responses of Figure 4 and Figure 5a added on log scale

Note the cut-off effect for $f > f_c$.

Example: $\epsilon_{r1} = 1$ (set-up), $\epsilon_{r2} = 2.2$ (cable),

$l = 1 \text{ m} \rightarrow f_{cn} = 40 \text{ MHz}, f_{cf} = 200 \text{ MHz}$

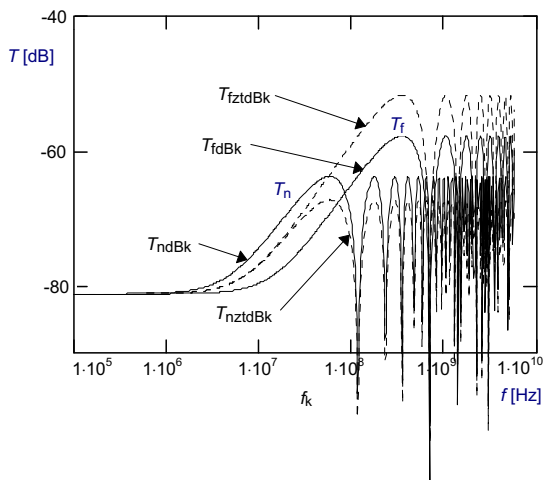
Figure 5 – The effect of the summing function



a) Calculated coupling transfer functions T_n and T_f for a single braided when $Z_F = 0$

- In calculations the used parameters are:

Z_T (d.c.) = 15 mΩ/m and Z_T (10 MHz) = 20 mΩ/m increasing 20 dB/decade (see Figure 5a), cable length 1 m, and velocities of the outer and inner line: $v_1 = 200$ Mm/s and $v_2 = 280$ Mm/s corresponding a velocity difference of 40 %.

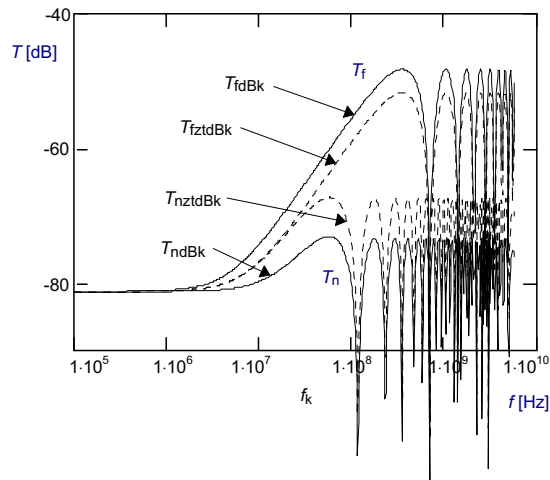


b) As a) but $\text{Im}(Z_T)$ is positive and $Z_F = +0,5 \cdot \text{Im}(Z_T)$ at high frequencies:

- T_n is 3,5 dB higher and T_f 6 dB lower than in reference Figure 6a because

$$T_n \sim |Z_F + Z_T| = 1,5 \cdot Z_T \text{ and}$$

$$T_f \sim |Z_F - Z_T| = 0,5 \cdot Z_T$$



c) As a) but $\text{Im}(Z_T)$ is negative and $Z_F = -0,5 \cdot \text{Im}(Z_T)$ at high frequencies:

- T_f is 3,5 dB higher and T_n 6 dB lower than in reference Figure 6a because

$$T_f \sim |Z_F - Z_T| = 1,5 \cdot |Z_T| \text{ and}$$

$$T_n \sim |Z_F + Z_T| = 0,5 \cdot |Z_T|$$

NOTE 1 - T_n for near-end, T_f for far-end and dB means that $T_{n,f}$ are calculated in dB ($20 \lg |T_{n,f}|$)

NOTE 2 - T_n dB: near-end when $Z_F = (1/2) \cdot Z_T$ and T_{nztdBk} : near-end when $Z_F = 0$.

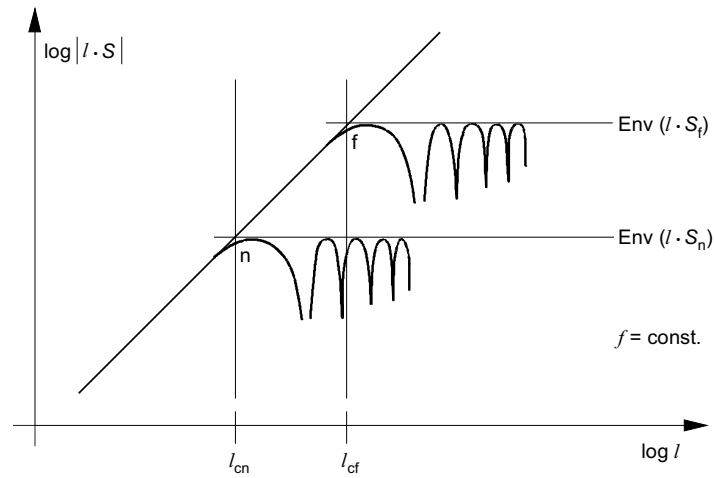
NOTE 3 - T_f dB: far-end when $Z_F = (1/2) \cdot Z_T$ and T_{fztdBk} : far-end when $Z_F = 0$.

-in a), $Z_F = 0$.

-in b) and c), Z_F is significant ($Z_F = (1/2) \cdot Z_T$).

-in b) Z_T is positive and c) negative at high frequencies.

Figure 6 – The effects of the Z_T and Z_F to the coupling transfer functions T_n and T_f



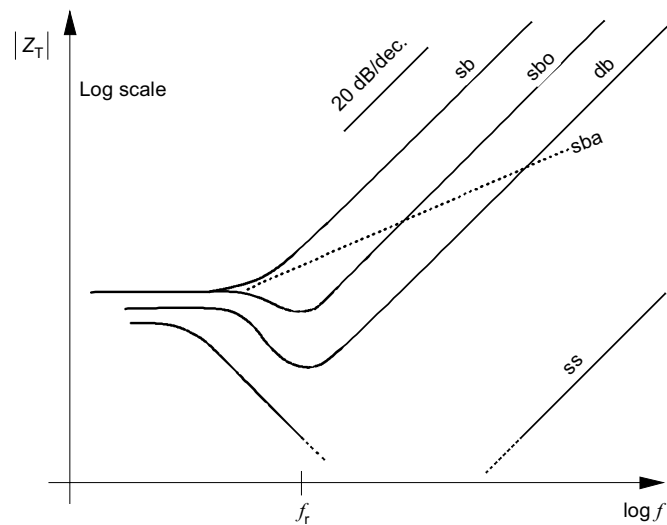
NOTE 1 – For $l > l_C$, the maximum value of T is attained, i.e. the maximum coupling (or the screening attenuation) is not dependent on l .

NOTE 2 – l_{CF} strongly depends on ϵ_{r1} .

Figure 7 – $l \cdot S$: the complete length dependent factor in the coupling function T (see table 1)

6 Transfer impedance of a braided-wire outer conductor or screen

Typical transfer impedances of cables with braided-wire screens are shown in Figure 8. The constant Z_T value at the low-frequency end is equal to the DC resistance of the screen, the 20 dB/decade rise at the high-frequency end is due to the inductive coupling through the screen and the dip at the middle frequencies is caused by eddy currents or skin effect of the braid. Some braided cables may behave anomalously having less than a 20 dB/decade rise at high frequencies. By using an extrapolation of 20 dB/decade we are in most cases on the conservative side. This extrapolation can be used up to several GHz.



where

f_r : typically 1....10 MHz

sb: single braid

sbo: single braid optimized

sba: single braid 'anomalous'

db: double braid

ss: superscreen

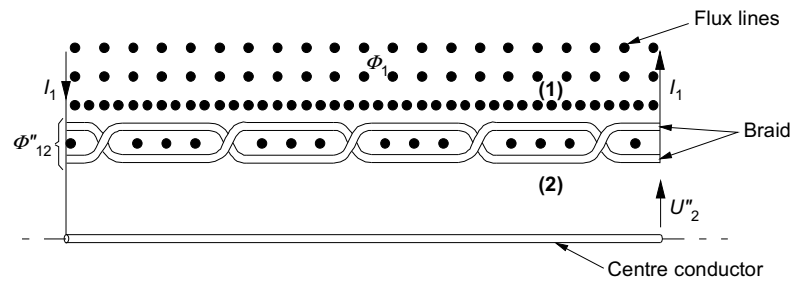
Figure 8 – Transfer impedance of typical cables

An electrically short piece of braided coaxial cable (2) is considered to be placed in a triaxial arrangement as in Figure 2.

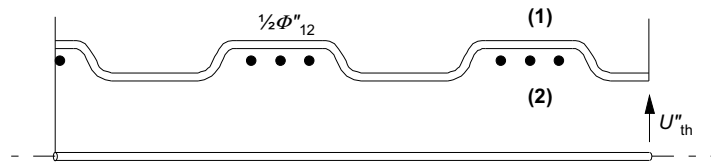
It is assumed that the outer circuit (1) is the disturbing one. As stated a braided cable has a transfer impedance Z_T that increases proportionally to frequency at high frequencies, because of the leakage of the magnetic field through holes in the braid.

The total flux of the magnetic field induced by the disturbing current I_1 is Φ_1 . A part of it, Φ'_{12} leaks directly through the holes and includes a disturbing voltage U'_2 in the inner circuit. However, a part Φ''_{12} of Φ_1 flows in the braid and complicates the mechanism of the total magnetic leakage by the following additional phenomenon:

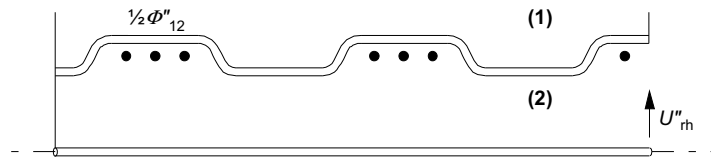
The braiding wires alternate between the outer and inner layer. It means that the inner and outer braid wires are likewise ingredients of both the inner (1) and outer (2) circuit of Figure 9a.



a) Complete flux



b) Left-hand lay contribution



c) Right-hand lay contribution

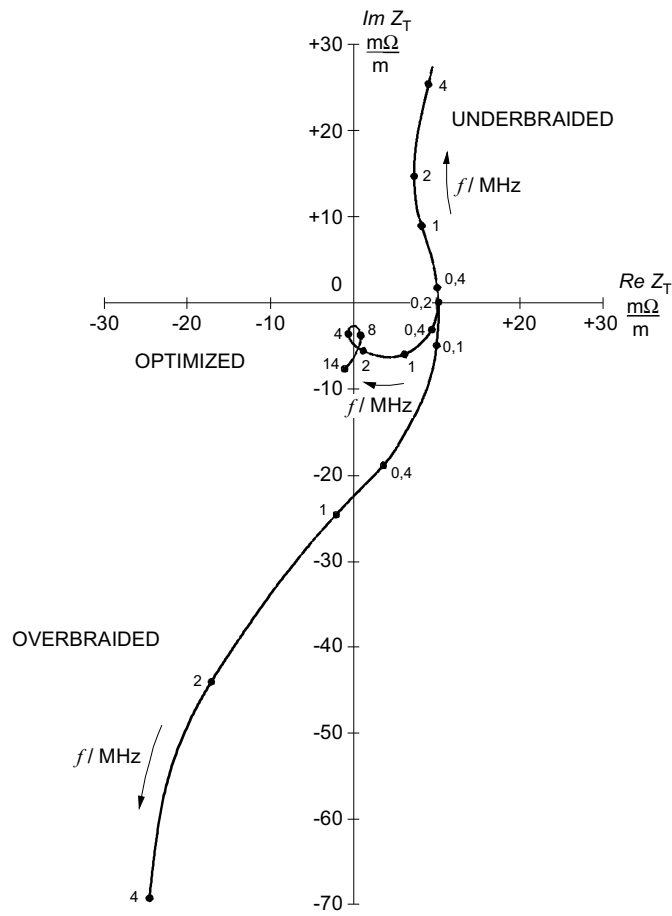
Figure 9 – Magnetic coupling in the braid

Therefore it is necessary and unavoidable that Φ''_{12} is partly also in the inner circuit, Figure 9b. Both the right hand (rh) and left hand (lh) lay of the braiding wires bring into the inner circuit (2) an equal disturbing voltage U''_2 induced by $\Phi''_{12} / 2$. The voltages are in parallel:

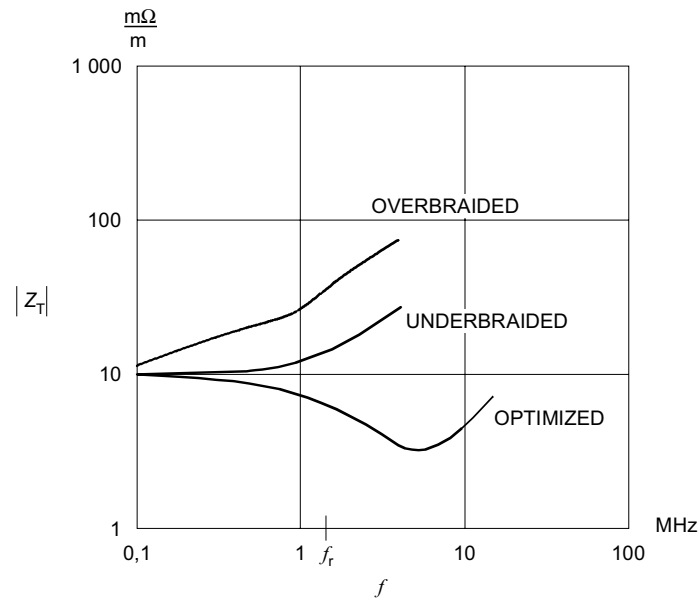
$$U''_{rh} = U''_{lh} = U''_2 = \frac{1}{2} j \omega \Phi''_{12} \quad (21)$$

This phenomenon is similar to the "magnetic part" of the coupling through a homogeneous screen.

The two induced disturbing voltages oppose each other.

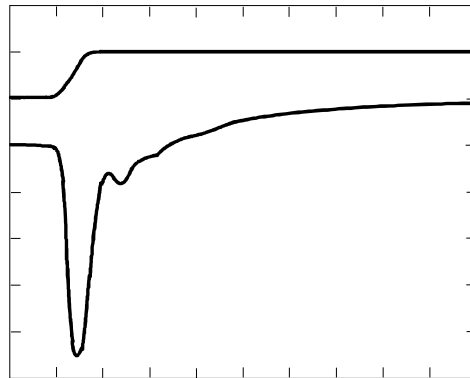


a) Complex plane, $Z_T = Re Z_T + j Im Z_T$, frequency f as parameter

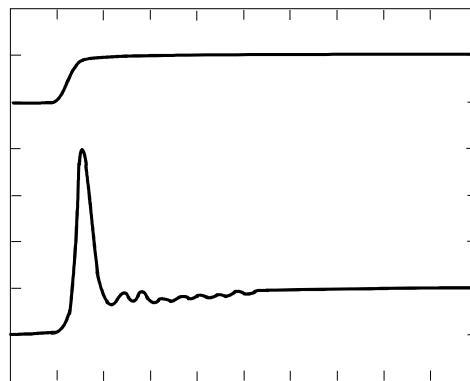


b) Magnitude (amplitude), $|Z_T(f)|$

Figure 10 – Measured transfer impedance Z_T (d.c. resistance Z_T (d.c.) is set to the value of 10 $\frac{m\Omega}{m}$)



a) Overbraided cable



b) Underbraided cable

Top trace: Injection step current (100 mA/div)

Time base: 50 ns/div

Amplifier gain: 30 dB, therefore Z_T (time) = 12,5 mΩ/m/div

Lower trace: The height of the spike corresponds to –

$$\text{a) } -Z_T(3 \text{ MHz}) = -4,7 \times 12,5 \text{ m}\Omega/\text{m} = -59 \text{ m}\Omega/\text{m}$$

$$\text{b) } -Z_T(3 \text{ MHz}) = +4 \times 12,5 \text{ m}\Omega/\text{m} = +50 \text{ m}\Omega/\text{m}$$

Figure 11 – Typical Z_T (time) step response of an overbraided and underbraided single braided outer conductor of a coaxial cable

Braid optimization is based on these important physical facts. Both leakage phenomena can be described by mutual inductances:

$$M'_{12} = \frac{\Phi'_{12}}{j\omega I_1} \quad (22)$$

$$M''_{12} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Phi''_{12}}{j\omega I_1} \quad (23)$$

Clearly it is possible to make braided-wire screens where either M'_{12} or M''_{12} are dominant or where they cancel each other, Therefore, underbraided, overbraided or optimized braids may be considered. Figure 10a shows measured transfer impedances in the complex plane of such screens and the main transfer impedance components of a braided screen can be observed. From the optimized case it can be concluded that at low frequencies the braid behaves approximately as a homogeneous tubular screen. The same can be concluded from Figure 10b where the transfer impedance amplitudes are shown as a function of frequency, but from Figure 10b it cannot be seen directly if the screen is underbraided or overbraided.

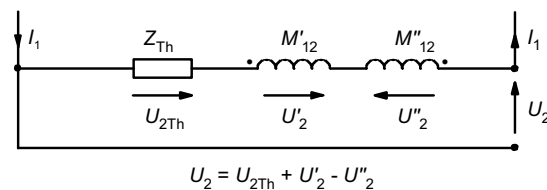
The transfer impedance of a braided-wire screen consists of the following three main components (mentioned above):

- (i) At low and medium frequencies the tubular screen coupling behaviour (Z_{Th}) varies with eddy currents and decreasing Z_T . In [14 Vance] it is stated that a good approximation for Z_{Th} is a tubular homogeneous screen [5 Schelkunoff] with the thickness of one wire diameter and the same d.c. resistance as the braid.
- (ii) The mutual inductance M'_{12} is related to direct leakage of the magnetic flux Φ'_{12} .
- (iii) The mutual inductance M''_{12} (negative) is related to the magnetic flux Φ''_{12} in the braid.

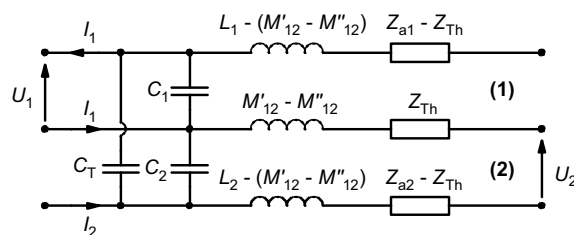
By adding these components a good approximation is obtained for the transfer impedance Z_T of a braided-wire screen

$$Z_T \approx Z_{Th} + j \omega (M'_{12} - M''_{12}) \tag{24}$$

and the first approximation of the equivalent circuit is shown in Figure 12a.



a) Contributions to the transfer impedance



b) Significant elements of circuits (1) and (2)

Figure 12 – Z_T equivalent circuits of a braided-wire screen

A more complete equivalent circuit where the through capacitance C_T and surface impedances Z_a of the braided cable are incorporated is shown in Figure 12b. L_1 and L_2 are the (external) inductances of the outer and inner circuit.

Many attempts have been made to calculate the transfer impedance of a braided coaxial cable. Most of the literature [15 Ikrath], [2 Kaden], [14 Vance] have concentrated on models of braided screens and calculation of direct leakage of the magnetic field induced by I_1 , and of M'_{12} . Satisfactory results have been achieved.

There exists very little literature [1 Fowler], [3 Tyni] on M''_{12} but the matter has been studied by IEC SC 46A/WG 1 and its successor TC 46/WG 5. Especially the calculation and stability of M''_{12} have been shown to be very problematic because of so many uncertain and unstable parameters, e.g. the resistance of the crossover points of the wires, which have an effect on the magnetic field distribution in the braid. Also the pressure of the jacket has an effect on the small space between the right hand lay and left-hand lay of the braided wires. Not to mention the number of wire ends per carrier and the braid angle and the tightness and optical coverage of the braid.

After understanding the magnetic coupling mechanisms it is not surprising that the transfer impedances of braided-wire screens vary considerably and are unstable for many braid and cable constructions whether or not they are optimized. It is also clear that a perforated tube cannot be used as a model for a braided screen.

It is clear that a loose highly optimized braid can have a very unstable Z_T during bending, twisting and/or pressing. An overbraided screen with a high filling factor or optical cover normally has a (pure) negative transfer impedance at high frequencies because of a large M''_{12} coupling through the mutual "space" between the left and right lays of the braid in comparison with a small leakage through the braid M'_{12} . Pressure on the jacket would improve the screening performance by diminishing the mutual "space" and decrease the Z_T .

The manufacture of a good stable optimized cable requires the control of braid parameters such as:

- braid angle, tension (and lubricant) of the strands;
- number of strand in a spindle;
- wire diameter;
- plating:
- pressure on the braid;
 - in manufacturing;
 - of the jacket.

IEC TC 46/WG 5, Screening effectiveness, is studying the impact of these parameters on an optimized braid when preparing a guide for braided optimization based on theory and practice.

A guide on screening optimization of braids will help the IEC family to talk the same language when setting limits for electromagnetic screening parameters (Z_T ; Z_F ; a_s) of braided cables.

7 Test possibilities

A number of test procedures are used to test cables for their screening properties, some of which will be found in IEC standards. Each procedure has benefits for some users which for historical reasons may not be widely appreciated. Table 2 summarizes the test procedures available, some of which will be discussed here, with special reference to their applicability to cables, cable assemblies and connectors.

7.1 Measuring the transfer impedance of coaxial cables

All tests listed in Table 2 can be used on coaxial cables, but if a single test is needed to cover frequencies above and below 100 MHz, tests 1, 4, 7, 9 and 10 can be dismissed. Of the others, those with 's' under 'grouping' (column 3) have better intrinsic isolation between measuring and injection circuits, while in those with 'o' under grouping the injection circuit is unshielded. The difference is the line interchange referred to in 4.4 above. One benefit of an unshielded injection line is that better access may be obtained for inspection of the cable under test, which may be useful if the sample is in any way flawed. The two test methods with unshielded injection lines are 3 and 8. The latter, with its wide frequency coverage is recommended for future testing.

7.2 Measuring the transfer impedance of cable assemblies

Even with a restricted frequency range, many of the tests listed in table 2 are not suited to tests on cable assemblies. Tests 1, 4, and 6 are unsuitable because an electrically short sample may be needed to achieve the upper frequencies, while test 10 is still limited to frequencies above 100 MHz. Tests with screened injection wires (2 and 5) are difficult to set up due to the varying cross section of the assembly, a difficulty which also applies to test 3. Such objections leave tests 7, 8 and 9. To set against its low (effective) upper frequency limit, with test 7 it is easy to distinguish between connector and cable contributions, so it is ideal in a diagnostic role. Test 9 works only above 30 MHz, which may be restrictive. Test 8 will require several measurements on each sample, as it is unreasonable to assume that a cable assembly has circular symmetry.

It is only fair to state that in any frequency domain test on cable assemblies where signal phase is not recorded, a test is only valid if the sample length is not varied (tests carried out on a sample of one length, cannot be used to assess a sample of another length – whether it be longer or shorter). Of the transfer impedance tests being discussed, only test 7 can be used in this way.

Multi-conductor cable assemblies are more complex, because the 'core' cannot be considered to be coaxial. A test for such cable assemblies has not yet been addressed.

7.3 Measuring the transfer impedance of connectors

In principle, all the tests in Table 2 can be used on coaxial connectors.

As with tests on cable assemblies, there is much benefit to be gained from using a test with an unscreened injection circuit, though other tests will remain in the standard, because they have become accepted. If it is possible to distinguish the screening of a connector from that of the attached cable, this will considerably ease the test procedure.

Multi-pin connectors are far more numerous and varied than coaxial connectors. However, non-circular connectors cannot be tested by the means implied by the test procedures of Table 2, though by suitable variation test 7 and test 10 would become appropriate. *This problem is under study.*

NOTE – These methods give only an outline for measurement of symmetrical multicore cables, multipin connectors and cable assemblies made with these components.

The problems to address come from:

- a) the fact that a connector is electrically short, while the parameters of a cable are distributed, and it may be electrically long;
- b) multi-core cables rarely have circular symmetry. This applies both physically and to the signal paths on their conductors;
- c) most multi-pin connectors have no circular symmetry; nor are they equally spaced from other conductors, which might couple to them;
- d) economics will dictate that a cable assembly test should apply to other assemblies using the same components, even though of differing overall length.

7.4 Calculated maximum screening level

It is important to know the exact theoretical limitation of the test equipment. By knowing the limitations it is possible to calculate the maximum measurable screening effectiveness. This should be calculated to check the strengths and weaknesses of the test setup or even to optimize the test setup.

The following test equipment specifications are required for the calculation:

- Minimum input (noise floor);
- Maximum input;

NL is the noise floor level of receiving side of the measuring system in dBm;
 F is the noise figure of the pre amplifier in dB;
 Δf is the bandwidth of the receiver in Hz;
dBm is dB(mW)

Table 2 – Screening effectiveness of cable test methods for surface transfer impedance Z_T

Short title	Reference	Grouping (note 1)	Frequency range		Injection N or F (note 2)	Advantages or shortcomings
			Possible	Actually used		
1 IEC triaxial	Fig. A9 of IEC 60096-1 Fig. 44 of IEC 61196-1	kf s	d.c. – 50 MHz	10 kHz – 30 MHz	F	Rigid test rig
2 Terminated triaxial (Simons)	Fig. A5 of IEC 60096-1	m s	10 kHz – 1 GHz	100 kHz – 500 MHz	N F	Flexible test jig relies on ferrites
3 Braid injection (Fowler)	AESS(TRG)71181 [6]	m o	d.c. – 500 MHz	10 kHz – 500 MHz	N F	Flexible test needs good screening on measuring system
4 Quadradial	[7]	m s	100 kHz – 50 MHz	100 kHz – 1 GHz	N	Deep resonances make use above 50 MHz theoretically impossible. The test has been used for assessing screening at frequencies up to 1 GHz
5 Matched T triaxial (Staegar)	IEC 60169-1-3 [8] [9]	m s	1 kHz – 12 GHz	100 MHz – 10 GHz 10 kHz – 100 MHz	N F	Rigid test jig needs good screening
6 ERA triaxial (Smithers)	[10]	kf s	d.c. – 400 MHz	10 kHz – 300 MHz	F	Very short CUT requires amplifier or phase locked loop
7 Line injection (time domain)	IEC 60096-4-1 [11]	m o	d.c. – 100 MHz	1 kHz – 80 MHz (note 3)	N F	Very easy to use. Needs good screening in measuring amplifier
8 Line injection (frequency domain)	Figures 34 and 35 of IEC 61196-1 [4] [12]	m o	d.c. – 20 GHz	10 kHz – 3 GHz	N F	Flexible and cheap measuring set-up, equipment needs to be well shielded
9 Open screening attenuation test method (absorbing clamp)	Figures 50 to 52 of IEC 61196-1	m o	30 MHz – 2,5 GHz	30 MHz – 1 GHz 300 MHz – 2,5 GHz	N F	Poor sensitivity. Measuring of a_s is dependent on the surroundings
10 Reverberation chamber method	IEC 61726 [13]	kn kf	0,1 GHz →	0,3 GHz – 40 GHz	N & F	Flexible in use, but a complex and expensive computer controller with sophisticated test software needed
11 Shielded screening attenuation test method	[16] [17] (note 4)	m s	d.c. – 5 GHz	10 kHz – 3 GHz	F	High-sensitivity measurements can be made without a screened room
12 Open multipin connector screening test method	[18] [19]	o	d.c. – 1 GHz	10 kHz – 700 MHz	N	Low cost and flexible

Table 2 (continued)

Short title	Reference	Grouping (note 1)	Frequency range		Injection N or F (note 2)	Advantages or shortcomings
			Possible	Actually used		
13 Coupling attenuation measurements of balance cables and cable-assemblies						Under study
13.1 Current clamp injection method						Under study
13.2 Shielded triaxial test method						Under study
13.3 Absorbing clamp method						Under study
<p>NOTE 1 – Grouping by condition of 'primary circuit':</p> <p>kn = short circuit at near end; kf = short circuit at far end; m = matched with characteristic impedance; o = open on unscreened; s = screened or shielded.</p> <p>NOTE 2 – N denotes near end feeding of primary relative to secondary circuit. F denotes far end feeding of primary relative to secondary circuit.</p> <p>NOTE 3 – Effective frequencies tested. Actually pulse with $T_R = 3,5$ ns and duration up to 160 μs.</p> <p>NOTE 4 – Secondary circuit near end short circuited</p>						

8 Comparison of the frequency response of different triaxial test set-ups to measure the transfer impedance of cable screens

8.1 Introduction

Different triaxial test set-ups for the measurement of the transfer impedance exist. One set-up is according to EN 50289-1-6 another according to IEC 61196-1. All of them are based on the same principle but are using different load conditions. In one method for example the cable under test is matched, while in the other the cable is short circuited at the far end. Furthermore generator and receiver may be interchanged in the different set-ups. The following investigation analyses the frequency response of the different set-ups and their influence on the cut-off frequency up to which the transfer impedance could be measured.

8.2 Physical basics

8.2.1 Triaxial set-up

8.2.1.1 General

The triaxial set-up is of the “triple coaxial” form, see Figure 14 and Figure 15. A short length of the screen under test forms both, the inner conductor of the outer system and at the same time the outer conductor of the inner system. The coupling between the two coaxial systems is caused by the transfer impedance and the capacitive coupling admittance of the screen. The matching circuit, load resistor and series resistor are used to change the load conditions of the set-up. Also the generator and receiver may be interchanged between the different methods.

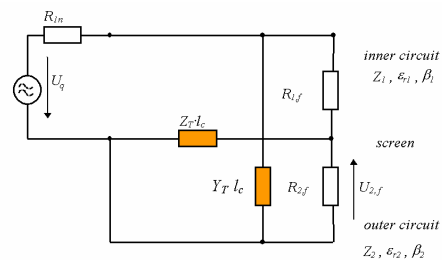
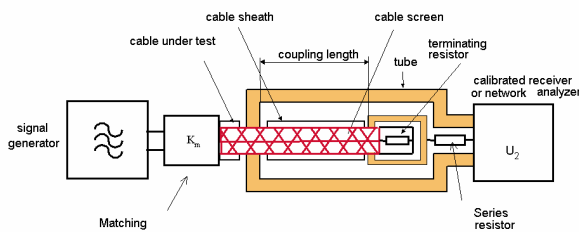


Figure 14 – Triaxial set-up for the measurement of the transfer impedance Z_T **Figure 15 – Equivalent circuit of the triaxial set-up**

Where:

- $Z_{1,2}$ Characteristic impedance of the inner circuit (cable) respectively outer circuit (tube)
- $\epsilon_{1,2}$ Dielectric permittivity of the inner circuit (cable) respectively outer circuit (tube)
- $\beta_{1,2}$ Phase constant of the inner circuit (cable) respectively outer circuit (tube)
- L Coupling length
- Z_T Transfer impedance
- Y_T Capacitive coupling admittance
- $R_{1,n}$ Load resistance at the near end of the inner circuit (cable). Equal to the output impedance of the generator respectively input impedance of the receiver including an eventually used feeding resistor
- $R_{1,f}$ Load resistance at the far end of the inner circuit (cable). Depending on the used method either equal to the characteristic impedance of the cable or a short circuit.
- $R_{2,f}$ Load resistance at the far end of the outer circuit (tube). Equal to the output impedance of the generator respectively input impedance of the receiver including an eventually used feeding resistor
- u_q EMK of the generator
- $u_{2,f}$ Voltage at the far end of the outer circuit

8.2.1.2 Load conditions of the different set-ups

EN 50289-1-6 is using a method, where the cable under test and the far end of the secondary circuit are matched. The signal is fed to the cable under test and the disturbing voltage is measured at the far end of the outer circuit. A simplified method is to neglect the matching resistor at the far end of the outer circuit, which results in a higher dynamic range.

IEC 61196-1 (1995-05) describes two methods:

Method 1: Feeding through a resistance, where the signal is fed via a resistance into the outer circuit and the disturbing voltage is measured at the far end of the cable under test.

Method 2: Direct feeding, where the signal power is fed directly into the outer circuit and the disturbing voltage is measured at the far end of the cable under test.

With the revision of IEC 61196-1 (1995-05) one has introduced IEC 62153-4-3 which also describes several methods:

Method A "Matched-Short" is equal to EN 50289-1-6.

Method B "Short-Short" is the double short circuited method, where the load resistance of the cable is replaced by a short circuit. Thus having two short circuits in the set-up. One at the near end of the outer circuit (between the cable screen and the tube) the other at the far end of the cable. The advantage of that method is the simplification of the sample preparation. A short circuit is easier to make than to solder a resistance, especially if the sample is a multi-conductor cable. Furthermore the measurement sensitivity is improved. Compared to the "matched-short" method the dynamic range is improved by about 16 dB. In the "milked on braid" method one puts an additional braid, the measuring braid, over the cable sheath instead of using the measuring tube. The advantage is, that the sample could be bend under test, however the preparation is more laborious than with the measuring tube.

The load conditions of the different methods are given in the table below. The impedance of the outer circuit Z_2 is varying with the diameter of the screen under test. Using the measuring tube Z_2 is in general higher, and in the "milked on braid" method lower, than the input impedance of the receiver.

Table 3 – Load conditions of the different set-ups

Method	Generator	Receiver	R_{1n}/Z_1	R_{1f}/Z_1	Z_2/R_{2f}
EN 50289-1-6					
Standard	IC	OC	1	1	0.71
simplified	IC	OC	1	1	1...5 depending on the tube diameter
IEC 61196-1					
Method 1: feeding through a resistance	OC	IC	1	1	0.71
Method 2: direct feeding	OC	IC	1	1	1...5 depending on the tube diameter
IEC 62153-4-3 Double short circuit methods					
With tube	OC	IC	1*	0	1...5 depending on tube diameter
With milked on braid	IC	OC	1*	0	0.1...0.4 depending on screen and sheath diameter of the cable

IC: inner circuit (cable under test)

OC: outer circuit (tube)

*) only if the cable impedance is equal to the generator impedance. For other cable impedances the value may vary, e.g. 0.67 for cables with an impedance of 75 Ω.

8.2.2 Coupling equations

The equations for the coupling between the inner and outer circuit for any load conditions are described in [1] and [2]. By taking into account the short circuit at the near end of the outer circuit (between the cable screen and the measuring tube), neglecting the attenuation of the disturbing and disturbed line, assuming non ferromagnetic materials and introducing further variables one gets following equations.

$$\frac{u_{2f}}{u_q} = \frac{L}{R_{1f} + R_{1n}} [Z_T \cdot g + Z_F \cdot h] \quad \text{Eq. 1}$$

$$g = \frac{1}{N} \cdot \frac{1}{1-n^2} \cdot \frac{j}{x} \{ r \cdot [\cos x - \cos nx] - j \cdot n \cdot \sin nx + j \sin x \} \quad \text{Eq. 2}$$

$$h = \frac{1}{N} \cdot \frac{1}{1-n^2} \cdot \frac{j}{x} \{ n \cdot r \cdot [\cos x - \cos nx] - j \sin nx + j \cdot n \cdot \sin x \} \quad \text{Eq. 3}$$

$$N = \left\{ \cos x + \frac{j \sin x}{r+w} [1+r \cdot w] \right\} \cdot \{ \cos nx + j \cdot v \cdot \sin nx \} \quad \text{Eq. 4}$$

$$x = \beta_1 \cdot L = 2\pi \cdot \frac{L}{\lambda_1} \quad n = \frac{\beta_2}{\beta_1} = \frac{\lambda_1}{\lambda_2} = \sqrt{\frac{\epsilon_{r2}}{\epsilon_{r1}}} \quad \text{Eq. 5}$$

$$r = \frac{R_{1f}}{Z_1} \quad v = \frac{Z_2}{R_{2f}} \quad w = \frac{R_{1n}}{Z_1} \quad \text{Eq. 6}$$

Where:

- Z_{1,2} Characteristic impedance of the inner circuit (cable) respectively outer circuit (tube)
- ε_{1,2} Dielectric permittivity of the inner circuit (cable) respectively outer circuit (tube)
- β_{1,2} Phase constant of the inner circuit (cable) respectively outer circuit (tube)
- λ_{1,2} Wave length in the inner circuit (cable) respectively outer circuit (tube)
- L Coupling length
- Z_T Transfer impedance
- Y_T Capacitive coupling admittance
- R_{1,n} Load resistance at the near end of the inner circuit (cable). Equal to the output impedance of the generator respectively input impedance of the receiver including an eventually used feeding resistor
- R_{1,f} Load resistance at the far end of the inner circuit (cable). Depending on the used method either equal to the characteristic impedance of the cable or a short circuit.
- R_{2,f} Load resistance at the far end of the outer circuit (tube). Equal to the output impedance of the generator respectively input impedance of the receiver including an eventually used feeding resistor
- u_q EMK of the generator
- u_{2,f} Voltage at the far end of the outer circuit

The factors g and h describe the frequency response of the test set-up. At low frequencies when λ >> L the factors g and h are equal to 1. However with increasing frequency the factors g and h start to oscillate and thus also the measurement results. The maximum frequency to which the transfer impedance could be measured without oscillations, caused by the set-up, is defined as the 3 dB deviation from the linear interpolation of the measurement results. Or in other words if the factor g respectively h become >√2 respectively <1/√2.

8.3 Simulations

8.3.1 General

For the following investigations one has chosen simulations rather than a pure mathematical solution because they are more easy to grasp and clearly illustrate the differences in the set-ups. In general one can neglect the capacitive coupling compared to the magnetic coupling ($Z_F \ll Z_T$). I.e. the cut-off frequency is mainly determined by the frequency behaviour of the factor g . Thus the following simulations are limited to the factor g .

Due to the reciprocity of the materials one can interchange the generator and receiver without changing the results. Thus the standard EN 50289-1-6 method give the same results as IEC 61196-1 method 1: "feeding through a resistance" and the simplified EN 50289-1-6 method give the same results as IEC 61196-1 method 2: "direct feeding".

Table 4 – Parameters of the different set-ups

Method	$w=R_{1n}/Z_1$	$r=R_{1f}/Z_1$	$v=Z_2/R_{2f}$	$n=\sqrt{\epsilon_{r2}}/\sqrt{\epsilon_{r1}}$
EN 50289-1-6, IEC 62153-4-3 method A				
Standard	1	1	0.71	0.66 (0.45)...0.91
simplified	1	1	1...5 depending on the tube diameter	
IEC 61196-1				
Method 1: feeding through a resistance	1	1	0.71	0.66 (0.45)...0.91
Method 2: direct feeding	1	1	1...5 depending on the tube diameter	
IEC 62153-4-3 Double short circuit methods				
With tube	1*	0	1...5 depending on tube diameter	0.66 (0.45)...0.91
With milked on braid	1*	0	0.1...0.4 depending on screen and sheath diameter of the cable	1.02...2.0

*) only if the cable impedance is equal to the generator impedance. For other cable impedances the value may vary, e.g. 0.67 for cables with an impedance of 75 Ω .

In the tube methods the factor n is given by the dielectric permittivity of the cable (inner circuit) as the dielectric permittivity of the outer circuit is nearly independent on the sheath material and can be assumed to be 1. However in the "milked on braid method" the factor n is dependent on both the dielectric permittivity of the cable insulation and the sheath, as the "measuring braid" is directly put on the sheath of the sample. The values for the factor n are given for typical insulation materials (PE, foam PE, PTFE...). The values in brackets are given for an insulation material of PVC, which may be used in Multipair/conductor cables. For the "milked on braid" method one has only taken into account typical combinations of insulation and sheath materials (PE/PVC, PE/LSZH, PTFE/FEP...) resulting in a value $n > 1$.

8.3.2 Simulation of the standard and simplified methods according to EN 50289-1-6, IEC 61196-1 (method 1 and 2) and IEC 62153-4-3 (method A)

In EN 50289-1-6, IEC 61196-1 method 1: "feeding through a resistance" and IEC 62153-4-3 method A: "Matched-Short" the factor $v=Z_2/R_{2f}$ is specified to $1/\sqrt{2}$. The simulations below show, that this factor is a good compromise with respect to the maximum frequency to which the transfer impedance could be measured.

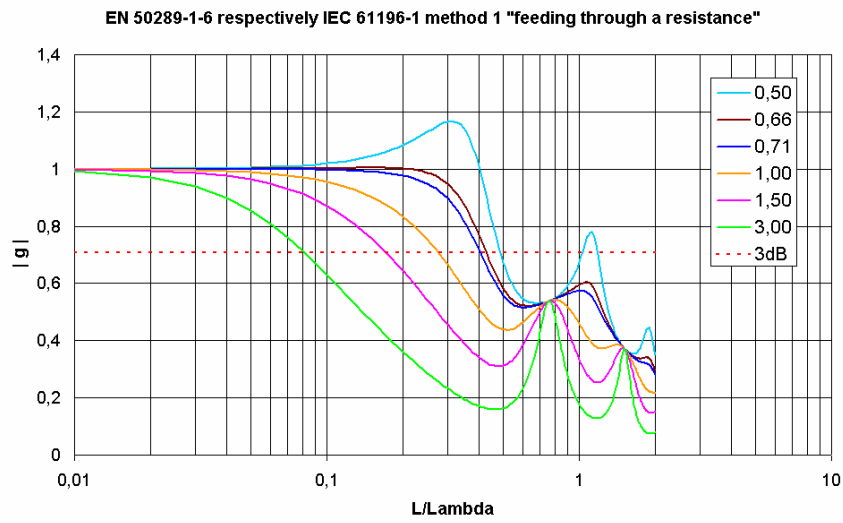


Figure 16 – Simulation of the frequency response for different factors of $v=Z_2/R_{2f}$ with $\epsilon_{r1}=2.3$ (solid PE), $\epsilon_{r2}=1.0$, $n=0.659$

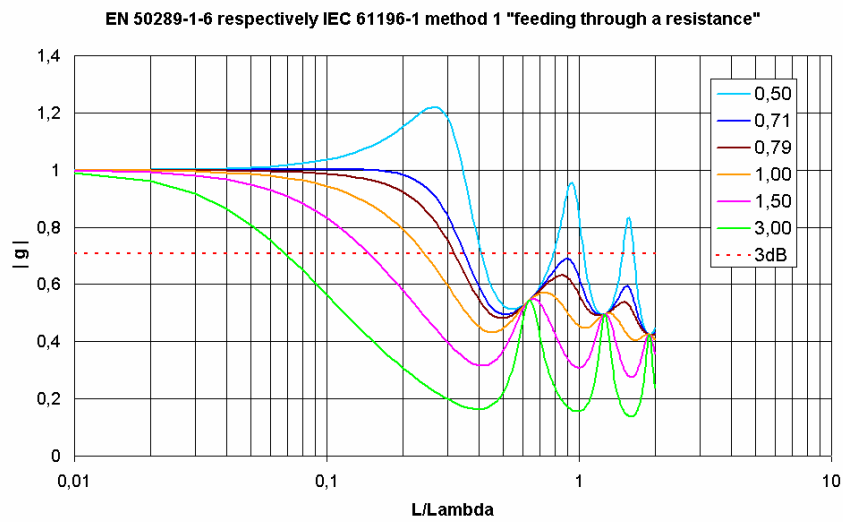


Figure 17 – Simulation of the frequency response for different factors of $v=Z_2/R_{2f}$ with $\epsilon_{r1}=1.6$ (foam PE), $\epsilon_{r2}=1.0$, $n=0.791$

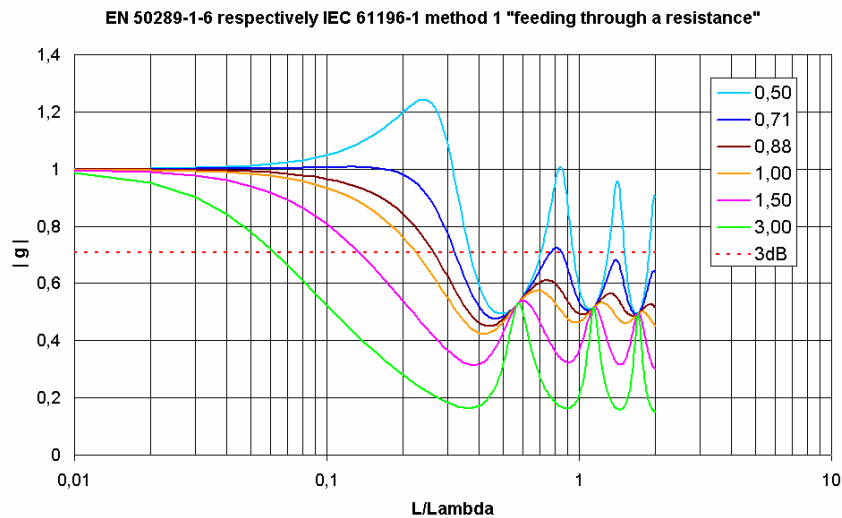


Figure 18 – Simulation of the frequency response for different factors of $v=Z_2/R_{2f}$ with $\epsilon_{r1}=1,3$ (foam PE), $\epsilon_{r2}=1.0$, $n=0,877$

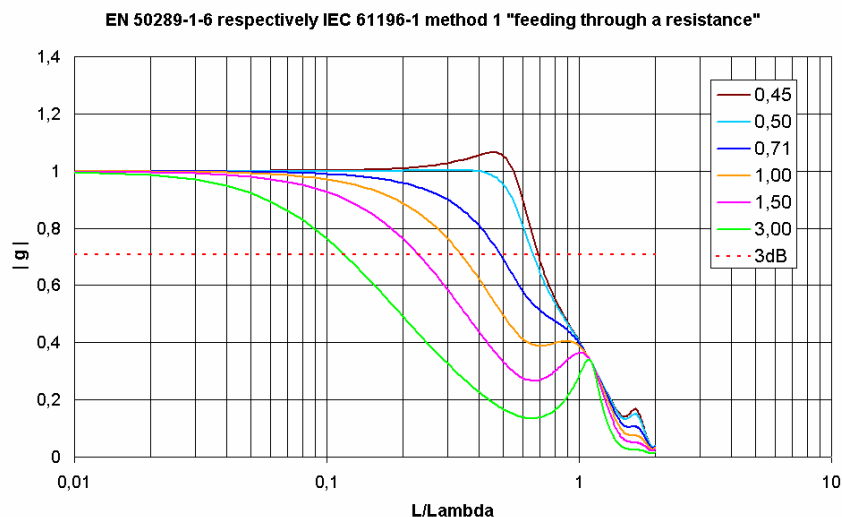


Figure 19 – Simulation of the frequency response for different factors of $v=Z_2/R_{2f}$ with $\epsilon_{r1}=5$ (PVC), $\epsilon_{r2}=1.0$, $n=0,447$

The highest frequencies (respectively shortest wavelengths) are obtained if the factor $v=1/\sqrt{2}$ respectively $v=n$ whichever is smaller. In Figure 16 and Figure 19 the highest frequency is obtained for $v=n$ ($=0.659$ respectively 0.447). But in Figure 17 and Figure 18 the highest frequency is obtained for $v=1/\sqrt{2}=0.71$. If one falls below that value, than the factor g is overshooting, i.e. becomes higher than one. If one oversteps that value, than the cut-off frequency is decreasing.

In Figure 20 one has calculated by iteration the 3 dB cut-off wavelength (L/λ_1) at which the factor $|g|$ becomes $1/\sqrt{2}$. The graph is given as a function of the factor $n=\sqrt{\epsilon_{r2}/\epsilon_{r1}}$ and for different factors $v=Z_2/R_{2f}$. The curves show a linear behaviour and could be interpolated by straight line.

This has been done in Figure 21 for $v=1/\sqrt{2}$, $v=1$, $v=1.8$ and $v=3.6$. The factor $v=1/\sqrt{2}$ corresponds to the set-up according to EN 50289-1-6, IEC 61196-1 method 1 "feeding through a resistance" and IEC 62153-4-3 method A "Matched-Short". The other values of the factor v

correspond to the simplified set-up, i.e. direct feeding. For common diameters of the measuring tube (around 40 mm) and common cable screen diameter (2 mm to 9 mm) one gets an impedance in the outer circuit of 90 Ω to 180 Ω. Thus for direct feeding resulting in $v=1.8\dots3.6$.

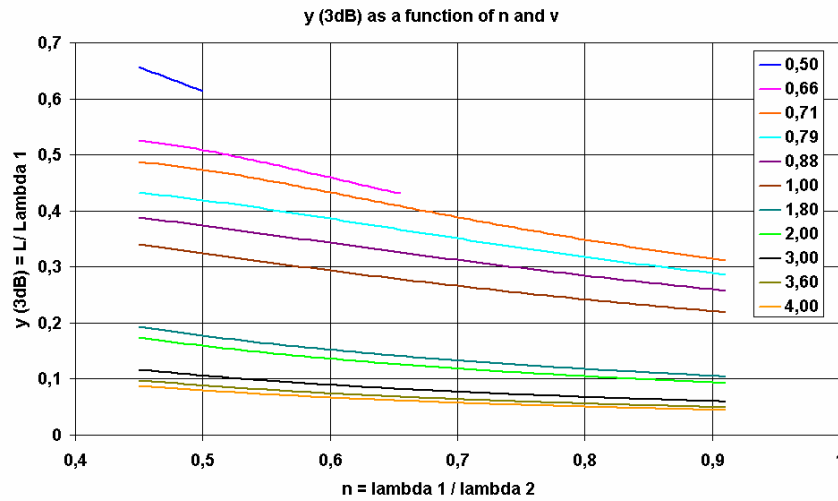


Figure 20 – Simulation of the 3dB cut off wavelength (L/λ_1) as a function of the factor $n=\sqrt{\epsilon_{r2}}/\sqrt{\epsilon_{r1}}$ given for different factors $v=Z_2/R_{2f}$

The graphs for $v=0.5$ and $v=0.66$ are only given for n up to 0.5 respectively 0.66 because otherwise the factor g overshoots as described above.

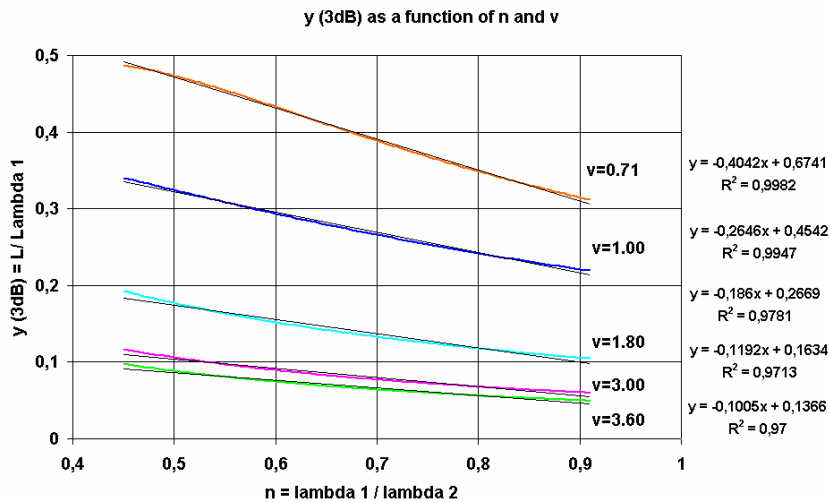


Figure 21 – Interpolation of the simulated 3dB cut off wavelength (L/λ_1) as a function of the factor $n=\sqrt{\epsilon_{r2}}/\sqrt{\epsilon_{r1}}$ given for different factors $v=Z_2/R_{2f}$

From the found linear interpolation one can derive an equation to calculate the cut-off frequency length product to which the transfer impedance could be measured in a given triaxial test set-up.

Table 5 – Cut-off frequency length product

EN 50289-1-6 IEC 61196-1 method 1 “feeding through a resistance” IEC 62153-4-3 method A “matched-short”	$v=1/\sqrt{2}$	$(f \cdot L)_{3dB} \approx \left[\frac{200}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} - \frac{120}{\epsilon_{r1}} \right] \cdot MHz \cdot m$	Eq. 7
Simplified EN 50289-1-6 IEC 61196-1 method 2 “direct feeding”	$v=1$	$(f \cdot L)_{3dB} \approx \left[\frac{135}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} - \frac{80}{\epsilon_{r1}} \right] \cdot MHz \cdot m$	Eq. 8
	$v=1.8$	$(f \cdot L)_{3dB} \approx \left[\frac{80}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} - \frac{55}{\epsilon_{r1}} \right] \cdot MHz \cdot m$	Eq. 9
	$v=3$	$(f \cdot L)_{3dB} \approx \left[\frac{50}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} - \frac{35}{\epsilon_{r1}} \right] \cdot MHz \cdot m$	Eq. 10
	$v=3.6$	$(f \cdot L)_{3dB} \approx \left[\frac{40}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} - \frac{30}{\epsilon_{r1}} \right] \cdot MHz \cdot m$	Eq. 11

The given equations are drawn in the graphs of Figure 22. For example if a cable with a PE insulation – dielectric permittivity of $\epsilon_{r1}=2.3$ – and a screen diameter of 3.5 mm is measured in a triaxial set-up according to EN 50289-1-6 or IEC 61196-1 method 1 “feeding through a resistance” with $v=0.71$, then the cut-off frequency length product is about 80 MHz·m. Therefore for a coupling length of 0.5 m the maximum frequency to which the transfer impedance could be measured is around 160 MHz. If the same cable is measured in a triaxial set-up according to IEC 61196-1 method 2 “direct feeding” or the simplified set-up according to EN 50289-1-6 where $v=3$, then the cut-off frequency length product is about 18 MHz·m. For a coupling length of 0.5 m the maximum frequency to which the transfer impedance could be measured is around 36 MHz.

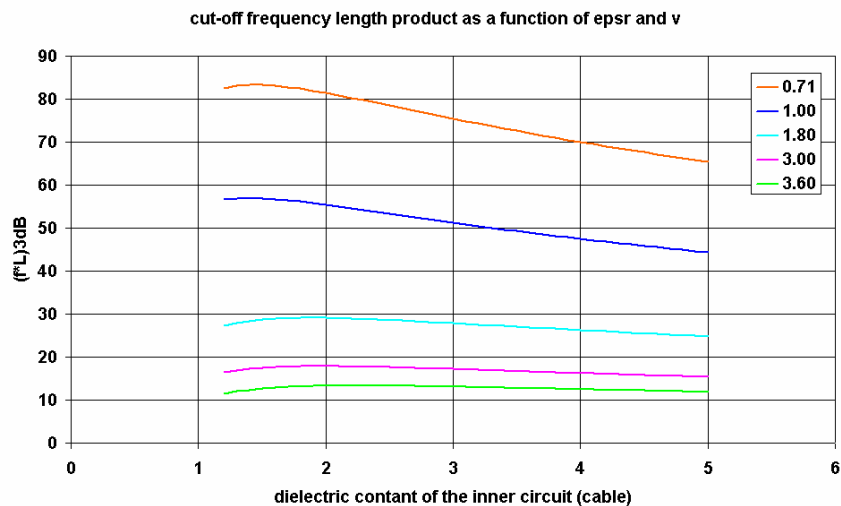


Figure 22 – 3dB cut-off frequency length product as a function of the dielectric permittivity of the inner circuit (cable) given for different factors $v=Z_2/R_{2f}$

Figure 23 and Figure 24 show the measurement results of the normalised voltage drop - i.e. the attenuation caused by the series resistor has been taken into account - in the triaxial set-up for different factors of v . Both figures show the results of the same screen design, however

once with a solid PE insulation ($\epsilon_{r1}=2.3$) the other with a foam PE insulation ($\epsilon_{r1}=1.6$). The measurement results confirm the simulations. From the equations given above one gets cut-off frequency length products for $v=3$ of about 18 MHz·m and for $v=1$ of about 55 MHz·m for both the solid PE and the foam PE. This is also found from the measurement results.

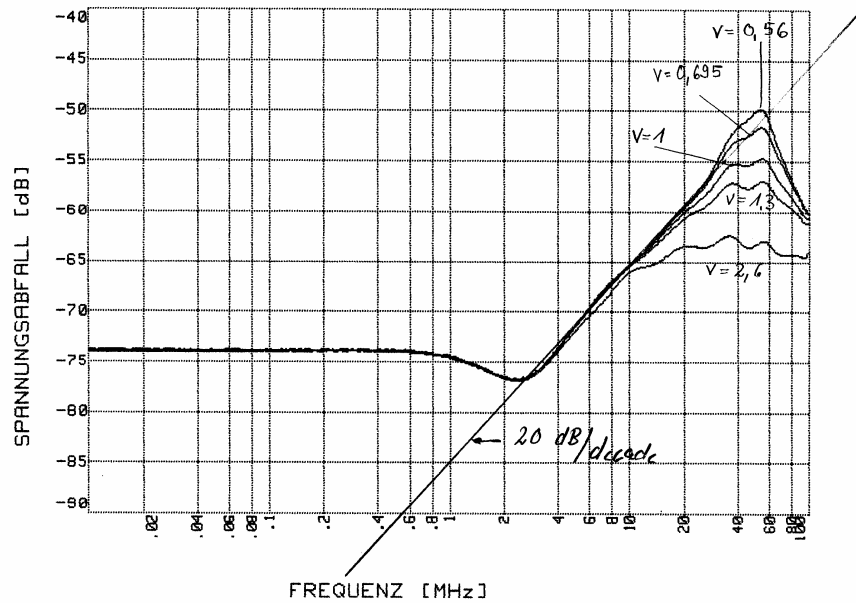


Figure 23 – Measurement result of the normalised voltage drop of a single braid screen in the triaxial set-up for different factors of $v=Z_2/R_{2f}$ with $\epsilon_{r1}=2.3$ (PE), $\epsilon_{r2}=1.0$, $n=0.659$, $Z_2=130 \Omega$, $L=1$ m

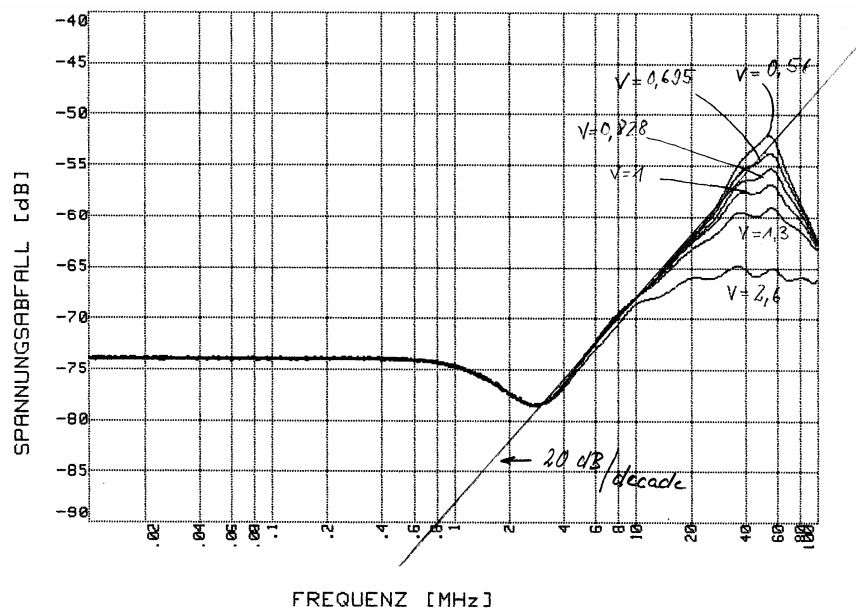


Figure 24 – Measurement result of the normalised voltage drop of a single braid screen in the triaxial set-up for different factors of $v=Z_2/R_{2f}$ with $\epsilon_{r1}=1.6$ (foam PE), $\epsilon_{r2}=1.0$, $n=0.791$, $Z_2=130 \Omega$, $L=1$ m

8.3.3 Simulation of the double short circuited methods

8.3.3.1 General

For the double short circuited methods one has either a measuring tube or a “milked on braid”. When using a measuring tube the dielectric permittivity of the outer circuit (tube) is nearly independent on the sheath material and could be assumed to be 1. However in the “milked on braid” method the dielectric permittivity is given by the sheath material. Thus the factor n is different for both methods. Also the impedance of the outer circuit is different for both methods. First due to the different dimensions second due to the different permittivities.

8.3.3.2 Simulation of the double short circuited method using a measuring tube

The double short circuited method using a measuring tube is shown in Figure 25. The outer circuit is fed over a fixed – i.e. the same value for all cable types – feeding resistor, the value of which is equal to the output impedance of the generator (e.g. 50 Ω). Thus the load impedance of the outer circuit at the far end is equal to 2 times the output impedance of the generator. The factor v is than only dependent on the diameters of the screen and of the measuring tube.

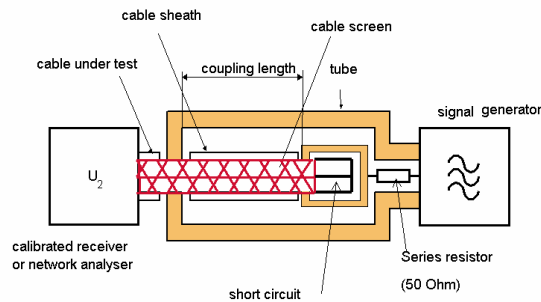


Figure 25 – Triaxial set-up (measuring tube), double short circuited method

Table 6 – Typical values for the factor v , for an inner tube diameter of 40 mm and a generator output impedance of 50 Ω

\varnothing screen [mm]	Z_2 [Ω]	$v = Z_2/R_{2f}$
9	89	0.89
8	97	0.97
5	125	1.25
3.5	146	1.46
2	180	1.80

Those values have been used in the following simulations. The graphs in Figure 26 to Figure 29 show the simulated frequency response for different dielectric permittivities of the cable and for the different factors of v given in the table above.

In Figure 30 one has calculated by iteration the 3 dB cut-off wavelength (L/λ_1) at which the factor $|g|$ becomes $1/\sqrt{2}$. The curves have than been interpolated by straight lines.

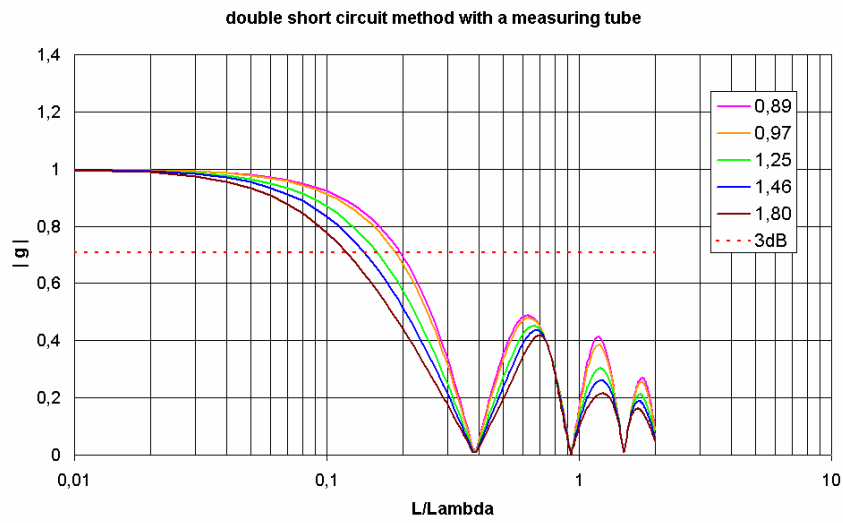


Figure 26 – Simulation of the frequency response for different factors of $v=Z_2/R_{2f}$ with $\epsilon_{r1}=2.3$ (solid PE), $\epsilon_{r2}=1.0$, $n=0.659$

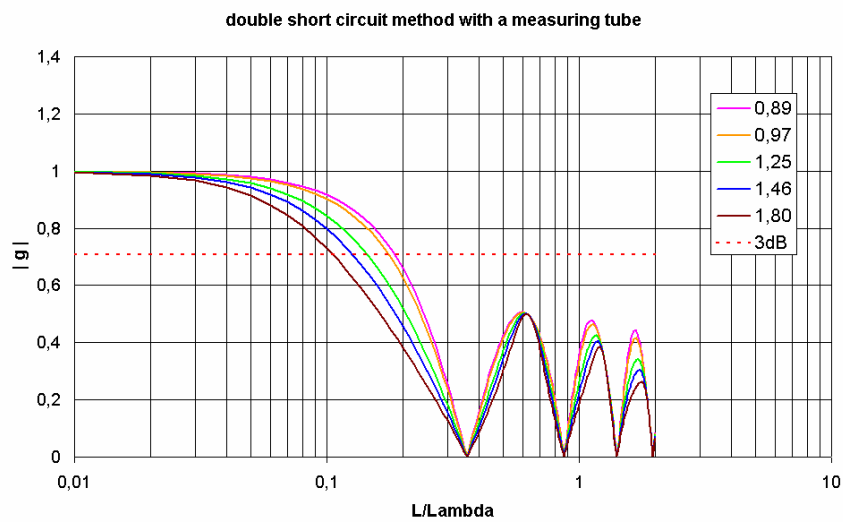


Figure 27 – Simulation of the frequency response for different factors of $v=Z_2/R_{2f}$ with $\epsilon_{r1}=1.6$ (foam PE), $\epsilon_{r2}=1.0$, $n=0.791$

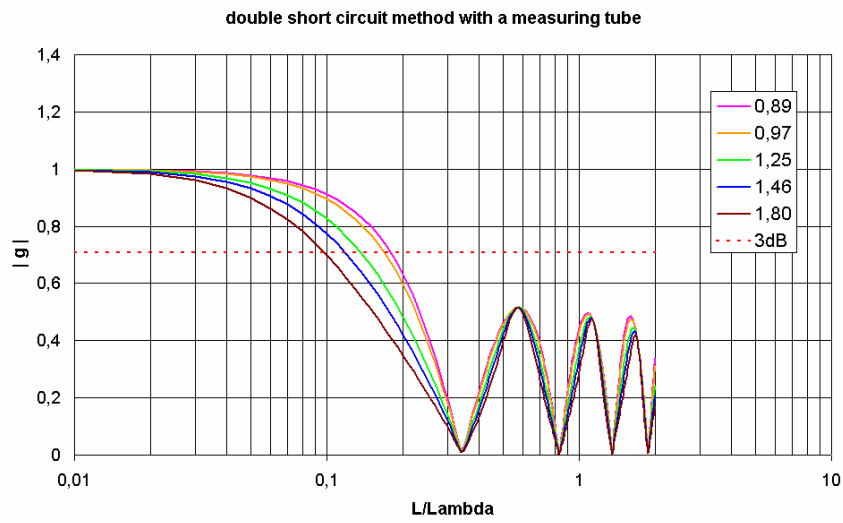


Figure 28 – Simulation of the frequency response for different factors of $v=Z_2/R_{2f}$ with $\epsilon_{r1}=1.3$ (foam PE), $\epsilon_{r2}=1.0$, $n=0.877$

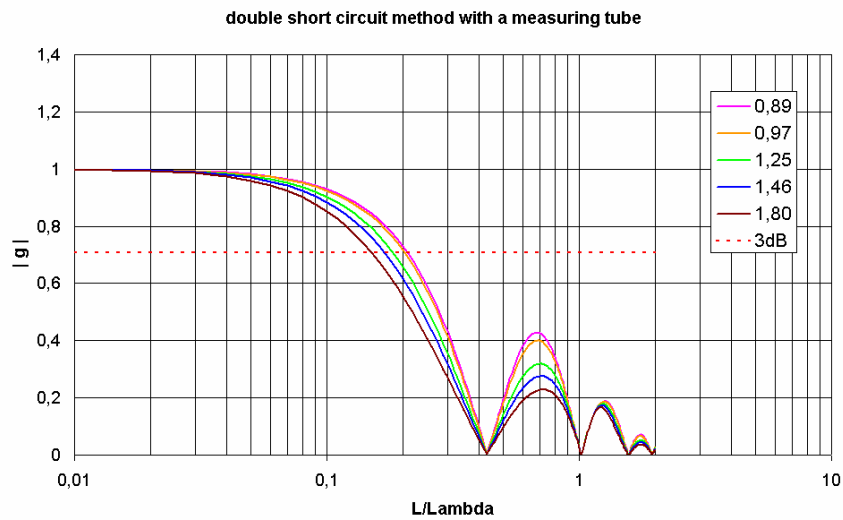


Figure 29 – Simulation of the frequency response for different factors of $v=Z_2/R_{2f}$ with $\epsilon_{r1}=5$ (PVC), $\epsilon_{r2}=1.0$, $n=0.447$

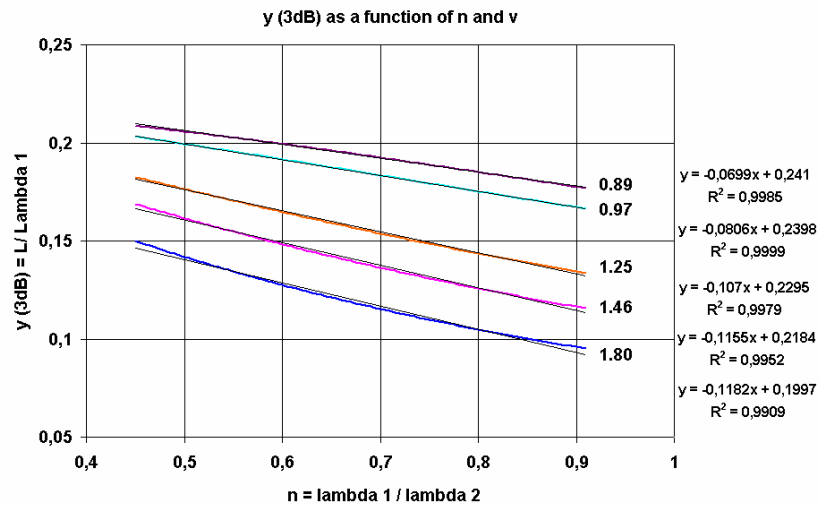


Figure 30 – Interpolation of the simulated 3 dB cut off wavelength (L/λ_1) as a function of the factor $n = \sqrt{\epsilon_{r2}}/\sqrt{\epsilon_{r1}}$ given for different factors $v = Z_2/R_{2f}$

From the found linear interpolation one can derive following equations to calculate the cut-off frequency length product, to which the transfer impedance could be measured in the “double short circuit” triaxial set-up using a measuring tube.

Table 7 – Cut-off frequency length product

$v=0.89$	$(f \cdot L)_{3dB} \approx \left[\frac{70}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} - \frac{20}{\epsilon_{r1}} \right] \cdot \text{MHz} \cdot \text{m}$	Eq. 12
$v=0.97$	$(f \cdot L)_{3dB} \approx \left[\frac{70}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} - \frac{25}{\epsilon_{r1}} \right] \cdot \text{MHz} \cdot \text{m}$	Eq. 13
$v=1.25$	$(f \cdot L)_{3dB} \approx \left[\frac{68}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} - \frac{32}{\epsilon_{r1}} \right] \cdot \text{MHz} \cdot \text{m}$	Eq. 14
$v=1.46$	$(f \cdot L)_{3dB} \approx \left[\frac{65}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} - \frac{35}{\epsilon_{r1}} \right] \cdot \text{MHz} \cdot \text{m}$	Eq. 15
$v=1.80$	$(f \cdot L)_{3dB} \approx \left[\frac{60}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} - \frac{35}{\epsilon_{r1}} \right] \cdot \text{MHz} \cdot \text{m}$	Eq. 16

The given equations are drawn out in the graphs of Figure 31. For example if a cable with a PE insulation – dielectric permittivity of $\epsilon_{r1}=2.3$ – is measured in a triaxial set-up with $v=1.46$ (\varnothing -screen=3.5 mm, \varnothing -tube=40 mm), than the cut-off frequency length product is about 27 MHz·m.: i.e. for a coupling length of 0.5 m the maximum frequency to which the transfer impedance could be measured is around 60 MHz. If the same cable is measured in a triaxial set-up according to IEC 61196-1 method 2 “direct feeding” or the simplified set-up according to EN 50289-1-6 where $v=3$, than the cut-off frequency length product is about 18 MHz·m.: i.e. for a coupling length of 0.5 m the maximum frequency to which the transfer impedance could be measured is around 36 MHz. That is to say, that the double short circuit method (using a measuring tube) facilitates the sample preparation, has a 6 dB higher dynamic range and also

allows to measure the transfer impedance up to higher frequencies, compared to the simplified EN 50289-1-6 or IEC 61196-1 method 2 “direct feeding”.

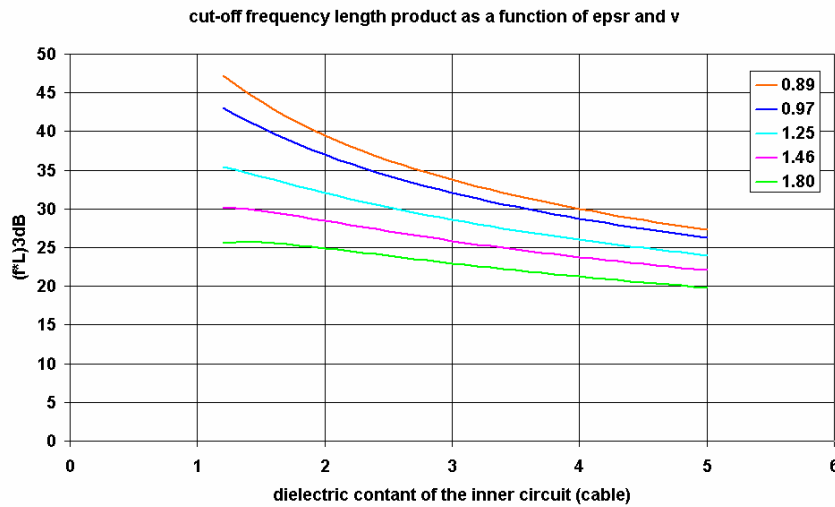


Figure 31 – 3 dB cut-off frequency length product as a function of the dielectric permittivity of the inner circuit (cable) given for different factors $v=Z_2/R_{2f}$

8.3.3.3 Simulation of the double short circuited method using a “milked on braid”

In the “milked on braid” method one is using a measuring braid instead of a measuring tube. That measuring braid is put directly on the sheath of the sample. Thus the dielectric permittivity of the outer circuit is given by the dielectric permittivity of the sheath ($\epsilon_{r2}=2...5$), and the impedance of the outer circuit is given by that dielectric constant and the diameter over the sheath of the sample.

In that method the inner circuit is fed over a 10 dB attenuation pad instead of a 50 Ω feeding resistor while using a measuring tube. However the fact using a 10 dB attenuation pad instead of a feeding resistor doesn't affect the cut-off frequency, as described below.

For cable screen diameters between 1 mm...10 mm, sheath thickness between 0.2 mm...1 mm and ϵ_{r2} between 2...5 one gets impedances in the outer circuit between 5 Ω...20 Ω, i.e. v between 0.1...0.4.

A closer look on the coupling equations (Eq. 1 to Eq. 6) shows, that for small values of the factor v and at low frequencies the frequency response of the test set-up (factor g) becomes nearly independent of it. The worst case with respect to the 3 dB cut-off is reached if $v=0$. This is drawn out in the equations below and in Figure 32. Thus in the following the simulations are done for $v=0$.

$$N = \left\{ \cos x + \frac{j \sin x}{r+w} [1+r \cdot w] \right\} \cdot \left\{ \cos nx + j \cdot v \cdot \sin nx \right\}$$

for small values of v , i.e. $v \ll 1$ and low frequencies, i.e. $x \ll 1$ one gets

$$N = \left\{ \cos x + \frac{j \sin x}{r+w} [1+r \cdot w] \right\} \cdot \left\{ e^{jnx} - j \cdot (1 - v \sin nx) \right\} \approx \left\{ \cos x + \frac{j \sin x}{r+w} [1+r \cdot w] \right\} \cdot \left\{ e^{jnx} - j \right\}$$

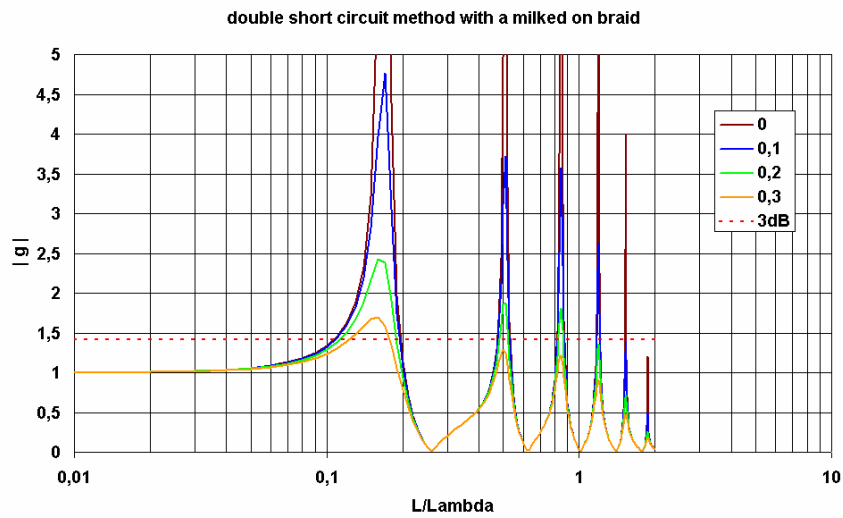


Figure 32 – Simulation of the frequency response for different factors of $v=Z_2/R_{2f}$ with $\epsilon_{r1}=2.3$ (PE) , $\epsilon_{r2}=5$ (PVC), $n=1,474$

Taking into account typical combinations of insulation and sheath materials (PE/PVC, PE/LSZH, PTFE/FEP...) one gets values for the factor n between 1.02...2. Those values have been used for the iteration of the 3 dB cut-off wavelength (L/λ_1) shown in Figure 33.

Table 8 – Material combinations and the factor n

ϵ_{r1}	ϵ_{r2}	$n=\sqrt{\epsilon_{r2}}/\sqrt{\epsilon_{r1}}$
2.3 (PE)	5 (PVC)	1.47
	3 (LSZH)	1.14
1.6 (foam PE)	5 (PVC)	1.77
	3 (LSZH)	1.37
1.3 (foam PE)	5 (PVC)	1.96
	3 (LSZH)	1.52
2.0 (PTFE)	2.1 (FEP)	1.02
1.3 (expanded PTFE)	2.1 (FEP)	1.27

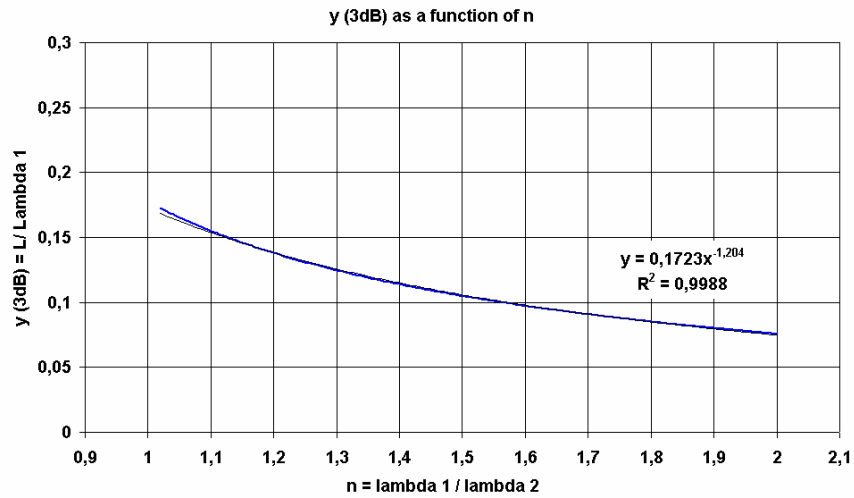


Figure 33 – Interpolation of the simulated 3 dB cut off wavelength (L/λ_1) as a function of the factor $n = \sqrt{\epsilon_{r2}}/\sqrt{\epsilon_{r1}}$ given for $v = Z_2/R_{2f} \ll 1$

From the interpolation one can derive following equation for the 3 dB cut-off frequency length product.

Table 9 – Cut-off frequency length product

$v \ll 1$	$(f \cdot L)_{3dB} \approx \left[\frac{50 \cdot n^{-1.204}}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} \right] \cdot MHz \cdot m$	Eq. 17
-----------	---	--------

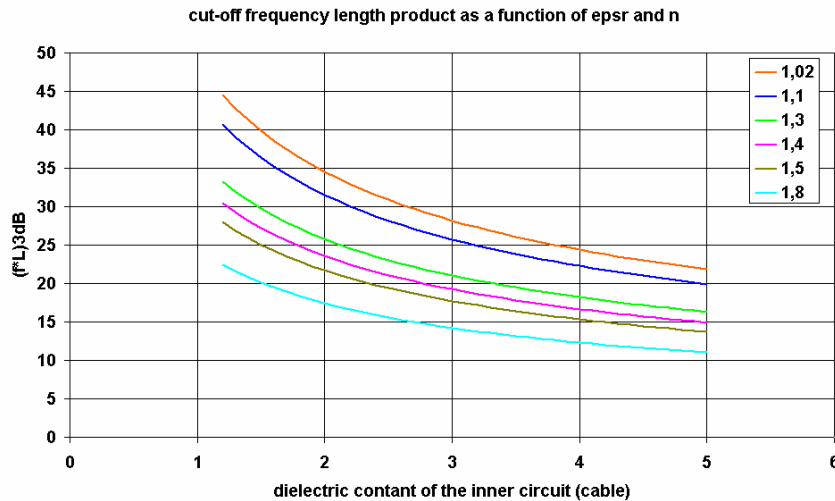


Figure 34 – 3 dB cut-off frequency length product as a function of the dielectric permittivity of the inner circuit (cable) given for different factors $n = \sqrt{\epsilon_{r2}}/\sqrt{\epsilon_{r1}}$, $v = Z_2/R_{2f} \ll 1$

For example a cable with PE insulation and PVC sheath ($n=1.47$) with the dimensions of a RG 58 (screen diameter around 3.5 mm) measured with the “milked on braid” method results in a cut-off frequency length product of 20 MHz·m. The same cable measured in the double short circuit method with a measuring tube results in a cut-off length product of 27 MHz·m. If measured in the simplified EN 50289-1-6 method respectively one gets a cut-off frequency

length product of 18 MHz·m. Thus the major advantage of the “milked on braid” method is, that the sample could be bended during the test.

8.4 Conclusion

The best compromise between a simple test set-up and the cut-off frequency is given for the “double short circuit” method using a measuring tube. It covers the usually required frequency range of 100 MHz (see table below) for the transfer impedance measurement (using a 30 cm tube) and has the highest dynamic range of all triaxial methods.

The “milked on braid” method has a limited frequency range requires a long sample preparation but allows to bend the sample under test.

The matched method according to EN 50289-1-6, IEC 62153-4-3 method A “matched-short” respectively IEC 61196-1 method 1 “direct feeding” has the highest cut-off frequency but also the lowest dynamic range. An additional error source in that method is the accuracy of the series resistor which might have an unknown frequency behaviour and thus an unknown attenuation.

Table 10 – Cut-off frequency length product for some typical cables in the different set-ups

Cable type	Sheath	EN 50289-1-6 IEC 61196-1 method 1 IEC 62153-4-3 method A	Double short circuit method using a tube	Double short method using a milked on braid
RG 58 ($\epsilon_{r1}=2.3$)	PVC	80 MHz·m ($v=0.71$)	28 MHz·m ($v=1.46$)	20 MHz·m ($n=1.47$)
	LSZH			28 MHz·m ($n=1.14$)
Thin Ethernet ($\epsilon_{r1}=1.6$)	PVC	83 MHz·m ($v=0.71$)	30 MHz·m ($v=1.46$)	20 MHz·m ($n=1.77$)
	LSZH			28 MHz·m ($n=1.37$)
RG 214 ($\epsilon_{r1}=2.3$)	PVC	80 MHz·m ($v=0.71$)	35 MHz·m ($v=0.97$)	20 MHz·m ($n=1.47$)
	LSZH			28 MHz·m ($n=1.14$)
RG 8 ($\epsilon_{r1}=1.3$)	PVC	83 MHz·m ($v=0.71$)	42 MHz·m ($v=0.97$)	20 MHz·m ($n=1.96$)
	LSZH			26 MHz·m ($n=1.52$)

8.5 References

- [1] H. Jungfer, “Die Messung des Kopplungswiderstandes von Kabelschirmungen bei hohen Frequenzen”, NTZ, 1956, Heft 12
- [2] T. Kley, “Optimierte Kabelschirme Theorie und Messung, Diss. ETH Nr. 9354, 1991

9 Background of the shielded screening attenuation test method (IEC 62153-4-4)

9.1 Introduction

In many cases, above all in the lower frequency range, the screening effectiveness of cables is described by the transfer impedance Z_T . It is, for an electrically short length of cable, defined (see Figure 35) as the quotient of the longitudinal voltage measured on the secondary side of the screen to the current in the screen, caused by a primary inducing circuit, related to unit length [4]. Although the transfer impedance Z_T covers only the galvanic and magnetic couplings it is common practice to use it also as a quantity which includes the effect of the coupling capacitance C_T through the cable screen [5]. In this case it is named equivalent transfer impedance Z_{TE} which includes the effects of galvanic, magnetic and capacitive coupling.

For the determination of the proper coupling capacitance there is, as standardised quantity, the capacitance coupling admittance Y_T . The coupling admittance, (see Figure 36) for an electrically short piece of cable, is defined as the quotient of the current in the screen caused by the capacitive coupling in the secondary circuit to the voltage in the primary circuit related to unit length [4].

With electrically short cables, where wave propagation can be neglected, the screening quantities related to unit length can directly be used to calculate an induced disturbing voltage. In the higher frequency range the implications get similar complicated as the transmission characteristics of a simple line, dependent on the impedance and admittance per unit length as well as on the terminating resistors.

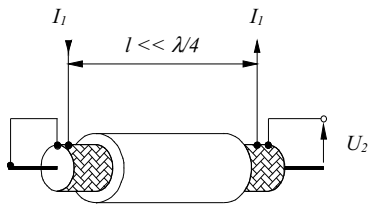


Figure 35: Definition of transfer impedance

$$Z_T = \frac{U_2}{I_1 \cdot l} \quad (1-1)$$

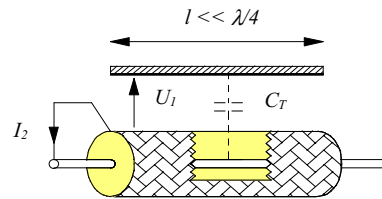


Figure 36: Definition of coupling admittance

$$Y_T = \frac{I_2}{U_1 \cdot l} = j\omega \cdot C_T \quad (1-2)$$

9.2 Objectives

It is desirable to measure and evaluate the screening efficiency of cable screens also in the wave propagation frequency range such that its characteristics can be directly applied. This requires a closer examination of the conditions of such applications.

In general, a system of electromagnetic induction consists of a transmission circuit in the cable, which is assumed to be fully defined, and of a surrounding transmission system, which is assumed to be universal with respect to the definition of cable screening. The screening effectiveness may be universally described by the maximum power output into the surroundings of the cable related to the power propagating in the cable. The power ratio is best expressed logarithmically as screening attenuation.

An often used procedure to determine the screening attenuation is the well known “absorbing clamp method” according IEC 62153-4-5. The drawback of this method is, that its set-up requires relatively much space, does not exclude environmental effects - unless the measuring area is enclosed in a shielded cabin -, and that the available absorbing clamp transformers considerably limit the measurement sensitivity.

It suggests itself to limit the free space such that the said problems don't occur but wave propagation near the cable surface is not significantly changed. A triaxial measuring set-up is the solution. It has a one-sided short circuit between the metal tube and the cable screen. Power is fed into the terminated inner circuit of the cable and the disturbing power is measured at the opposite end of the outer circuit.

9.3 Theory of the triaxial measuring method

On the basis of the known reversibility of primary and secondary measuring circuits, the proposed measuring set-up, presented in Figure 37, is similar to the triaxial set-up for measuring the transfer impedance. The benefits of feeding the inner system, which is terminated by its characteristic impedance, are the matching of the generator and reflection free wave propagation over the cable length.

The characteristic impedance of the outer circuit depends on the diameter of the measuring tube and the cable design. The effect of the mismatch in the outer circuit is discussed later on.

The equivalent circuit using concentrated elements (shown in Figure 38) facilitates the understanding of the theoretical relationships.

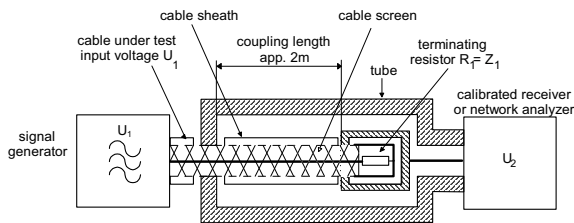


Figure 37: Triaxial measuring set-up for screening attenuation

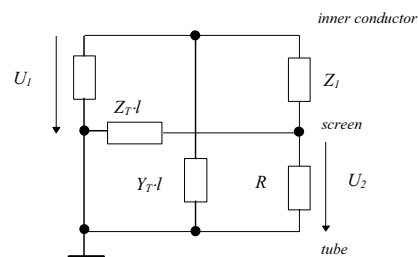


Figure 38: Equivalent circuit of the triaxial measuring set-up

The following symbols are used:

a_s	screening attenuation
a_{sn}	normalised screening attenuation ($Z_s=150\Omega$ and $ \Delta v/v_1 =10\%$ or $\epsilon_{r1}/\epsilon_{r2n}=1,21$)
α_1, α_2	attenuation constants of primary and secondary circuit
β_1, β_2	phase constants of primary and secondary circuit
$c_0 = 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s}$	propagation velocity in free space
C_T	through capacitance per unit length
D_a	outer diameter of cable screen
D_m	inner diameter of measuring tube
$\epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}$	rel. dielectric permittivities of primary and secondary circuit
$\epsilon_{r2,n}$	normalised value of the rel. dielectric permittivity of the environment of the cable
f	measuring frequency
l	effective coupling length
$\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2$	wave length in free space, primary and secondary circuit
M_T	effective mutual inductance per unit length for braided screens $M_T = M'_{12} - M''_{12}$ where M'_{12} relates to the direct leakage of the magnetic flux and M''_{12} relates to the magnetic flux in the braid [5]

P_1	feeding power of the primary circuit (cable under test)
P_2	measured power received on the input resistance R of the receiver in the secondary circuit
P_r	radiated power in the environment of the cable, which is comparable to $P_{2,n}+P_{2,f}$ of the absorbing clamp method of IEC 61196-1, 12.4
P_s	radiated power in the normalised environment of the cable under test ($Z_s=150\Omega$ and $ \Delta v/v_1 =10\%$ or $\epsilon_{r1}/\epsilon_{r2n}=1,21$)
R	load resistance of secondary circuit (input resistance of receiver)
R_T	screen resistance per unit length
U_1, U_2	input and output voltage of the primary and secondary circuit
v_1, v_2	propagation velocity in primary and secondary circuit
ω	radian frequency
$Y_T = j 2\pi f C_T$	capacitance coupling admittance per unit length
$Z_F = Z_1 Z_2 Y_C$	capacitive coupling impedance per unit length
$Z_T = R_T + j 2\pi f M_T$	transfer impedance per unit length
Z_1, Z_2	characteristic impedance of primary and secondary circuit
$Z_s = 150 \Omega$	normalised value of the characteristic impedance of the environment of the cable under test

Based on the conditions of the objects to be measured it is assumed that the transfer impedance Z_T is low and the reciprocal quantity of the coupling admittance Y_T is high in comparison with the characteristic impedances Z_1 and Z_2 and the load resistance R . Therefore the feedback of the secondary circuit on primary circuit can be neglected.

When the frequency is low one may consider the primary circuit shown in Figure 38 as a voltage divider and read the disturbing voltage ratio directly. The one-sided short circuit in the measuring circuit prevents the efficiency of the capacitance coupling admittance Y_T .

$$\frac{U_2}{U_1} \approx \frac{Z_T \cdot l}{Z_1} \quad (3-1)$$

In the high frequency range, where wave propagation has to be considered, one may expect the transfer impedance to be proportional to the frequency in most cases. Therefore it is expedient to use the following equation:

$$Z_T = R_T + j\omega M_T \approx j\omega M_T \quad (3-2)$$

and consider the effective mutual inductance per unit length M_T at high frequencies as an approximated constant quantity as it is usually done with the through capacitance C_T .

It is common practice to describe the capacitive coupling in the form of the capacitive coupling impedance Z_F , which is nearly invariant with respect to the geometry of the outer circuit (tube). [5, 9]

$$Z_F = Z_1 Z_2 Y_T = Z_1 Z_2 j\omega C_T \quad (3-3)$$

Furthermore, the attenuation constants α_1 and α_2 of the circuits may generally be neglected as, for example, the value of nearly 1 dB/m of the common cable type RG 58 at 3 GHz is relatively small compared to the usual measuring uncertainty.

In the relevant literature it is common practice to describe wave propagation in the form of phase constant [5, 7]. If the ratio between effective length and wave length is used instead of the phase constant, the periodic phenomena become clearer. With wave length λ_0 in free space or λ_1, λ_2 in the circuits 1 and 2, the following relation exists:

$$\beta_{1,2} \cdot l = 2\pi \cdot \sqrt{\epsilon_{r1,2}} \cdot \frac{l}{\lambda_0} = 2\pi \frac{l}{\lambda_{1,2}} \quad (3-4)$$

According to the theory of wave propagation [7] and line crosstalk [8], a wave propagates in the matched inner circuit towards the matched end. In the outer circuit a part of the induced wave propagates forwards to the measuring receiver and the other part is moving backwards to the short circuit. The total reflection at the short circuit reverses this backward wave and superposes it to the original forward wave, i.e. the sum can be obtained as measured value.

If the second circuit is matched at both ends the backward wave would be measured at the generator end (near end) and the forward wave at the opposite end (far end) separately.

Hence for the near end derives from [5]

$$\frac{U_{2n}}{U_1} = \frac{Z_T + Z_F}{2Z_1} \frac{c_0}{j\omega(\sqrt{\epsilon_{r1}} + \sqrt{\epsilon_{r2}})} \left\{ 1 - e^{-j2\pi(\sqrt{\epsilon_{r1}} + \sqrt{\epsilon_{r2}}) \frac{l}{\lambda_0}} \right\} \quad (3-5)$$

and for the far end

$$\frac{U_{2f}}{U_1} = \frac{Z_F - Z_T}{2Z_1} \frac{c_0}{j\omega(\sqrt{\epsilon_{r1}} - \sqrt{\epsilon_{r2}})} \cdot \left\{ 1 - e^{-j2\pi(\sqrt{\epsilon_{r1}} - \sqrt{\epsilon_{r2}}) \frac{l}{\lambda_0}} \right\} \cdot e^{-j2\pi \frac{l}{\lambda_2}} \quad (3-6)$$

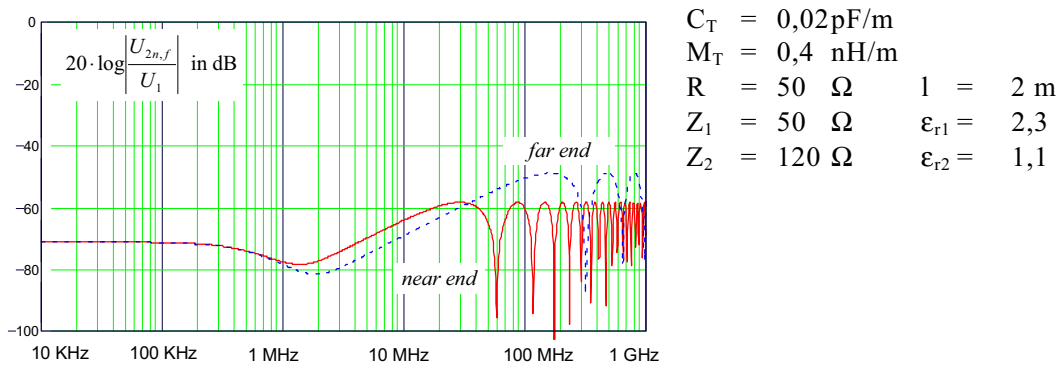


Figure 39 - Calculated voltage ratio for a typical braided cable screen, quantities used:

With a short circuit and an unmatched measuring receiver these original voltage waves cause additional voltage portions. The sum of all voltage portions is zero at the shorted end (near end) and U_2 at the receiver end (far end). By use of the wave parameter and reflection factors or terminating resistors it is possible to calculate all voltage portions and the voltage U_2 from the primary induced voltage waves, Equations (3-5) and (3-6) as follows:

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right| \approx \left| \frac{Z_T - Z_F}{\sqrt{\epsilon_{r1}} - \sqrt{\epsilon_{r2}}} \cdot [1 - e^{-j\varphi_1}] + \frac{Z_T + Z_F}{\sqrt{\epsilon_{r1}} + \sqrt{\epsilon_{r2}}} \cdot [1 - e^{-j\varphi_2}] \right| \cdot \left| \frac{1}{\omega Z_1} \right| \cdot \left| \frac{c_0}{2 + (Z_2 / R - 1) \cdot (1 - e^{-j\varphi_3})} \right| \quad (3-7)$$

or in consideration of Equations (3-2), (3-3)

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right| \approx \left| \frac{M_T / Z_1 - C_T Z_2}{\sqrt{\epsilon_{r1}} - \sqrt{\epsilon_{r2}}} [1 - e^{-j\varphi_1}] + \frac{M_T / Z_1 + C_T Z_2}{\sqrt{\epsilon_{r1}} + \sqrt{\epsilon_{r2}}} [1 - e^{-j\varphi_2}] \right| \cdot \left| \frac{c_0}{2 + (Z_2 / R - 1) \cdot (1 - e^{-j\varphi_3})} \right| \quad (3-8)$$

where

$$\varphi_1 = 2\pi(\sqrt{\epsilon_{r1}} - \sqrt{\epsilon_{r2}}) \frac{l}{\lambda_0} \quad \varphi_2 = 2\pi(\sqrt{\epsilon_{r1}} + \sqrt{\epsilon_{r2}}) \frac{l}{\lambda_0} \quad \varphi_3 = \varphi_2 - \varphi_1 = 4\pi\sqrt{\epsilon_{r2}} \frac{l}{\lambda_0}$$

Another way to obtain the related induced voltage shows [10].

The functional equation (Figure 40)

$$|1 - e^{-j\varphi}| = \left| 2 \sin \frac{\varphi}{2} \right| \quad \text{with } \varphi = \varphi_1, \varphi_2, \varphi_3 \quad (3-9)$$

shows, that the equation of the voltage ratio contains three periodic partial functions of the ratio effective length l to wave length λ_0 :

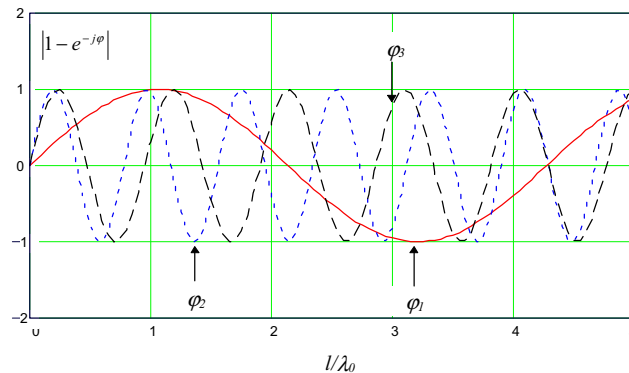


Figure 40 - Calculated periodic functions for $\epsilon_{r1} = 2,3$ and $\epsilon_{r2} = 1,1$

For low frequencies, when $l \ll \lambda_0$ and, consequently, $\sin \varphi \approx \varphi$, Equation (3-7) changes into Equation (3-1), the result of the common measuring method for the transfer impedance.

An example of the theoretical curve of the voltage ratio is shown in Figure 41 in two diagrams. The left one with a logarithmic scale to extend the lower frequency range and the right one with a linear scale up to very high frequencies.

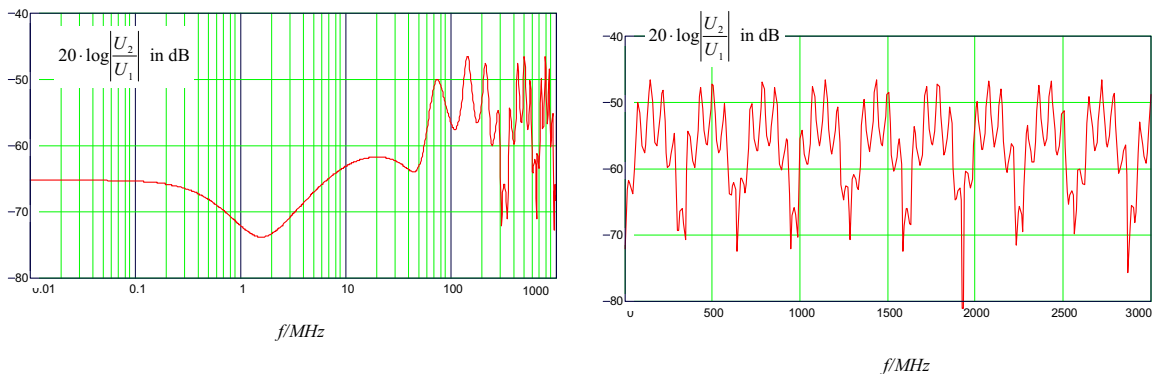


Figure 41 - Calculated voltage ratio, quantities used:

$$\begin{aligned} C_T &= 0,02 \text{ pF/m} & M_T &= 0,4 \text{ nH/m} \\ R &= 50 \text{ } \Omega & l &= 2 \text{ m} \\ Z_1 &= 50 \text{ } \Omega & \epsilon_{r1} &= 2,3 \\ Z_2 &= 120 \text{ } \Omega & \epsilon_{r2} &= 1,1 \end{aligned}$$

It is not expedient to value the induced power for an exact length of cable at a single frequency, anywhere between a minimum and maximum of the function. Only the periodic maximum voltage is important for the evaluation of the screening effectiveness. In the outer circuit the wave propagation shall be nearly the same as in free space. Therefore the characteristic impedance Z_2 is higher than the common input resistance R of the measuring receiver, i.e. $50 \text{ } \Omega$ or sometimes $75 \text{ } \Omega$.

Consequently periodic maximum values of the voltage ratio are obtained from Equations (3-7), (3-8) which are independent of the input resistance of the receiver R and of effective cable length l:

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right|_{\max} \approx \frac{c_0}{\omega Z_1} \cdot \left| \frac{Z_T - Z_F}{\sqrt{\epsilon_{r1}} - \sqrt{\epsilon_{r2}}} + \frac{Z_T + Z_F}{\sqrt{\epsilon_{r1}} + \sqrt{\epsilon_{r2}}} \right| \quad (3-10)$$

or in consideration of Equations (3-2), (3-3)

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right|_{\max} \approx \left| \frac{M_T/Z_1 - C_T Z_2}{\sqrt{\epsilon_{r1}} - \sqrt{\epsilon_{r2}}} + \frac{M_T/Z_1 + C_T Z_2}{\sqrt{\epsilon_{r1}} + \sqrt{\epsilon_{r2}}} \right| \cdot c_0 \quad (3-11)$$

At first sight C_T , Z_2 , ϵ_{r2} and Z_F appear as random quantities, which depend on freely chosen dimensions of the measuring tube. In reality, however, the voltage ratio is independent of the characteristic impedance of the outer circuit since $C_T \cdot Z_2$ and Z_F are practically invariant with respect to the dimensions of the measuring tube [5,9]. Furthermore, the influence of the cable sheath on the resulting relative permittivity ϵ_{r2} is negligible if the design of the measuring tube takes into account the requirement for a wave propagation which is approximately the same as in the free space, in consequence $\epsilon_{r2} \approx 1,0$.

The periodic maximum value is independent of the effective length l and frequency f or wave length λ . A measured frequency response would hint at a frequency related quantity rather than the pure mutual inductance M_T .

As it is seen from Figures 41 and 42 the envelope rise is reached with the first maximum of the wide period at:

$$\lambda_0/l \leq 2 \cdot \left| \sqrt{\epsilon_{r1}} - \sqrt{\epsilon_{r2}} \right| \quad \text{or} \quad f > \frac{c_0}{2 \cdot l \cdot \left| \sqrt{\epsilon_{r1}} - \sqrt{\epsilon_{r2}} \right|} \quad (3-12)$$

In this frequency range Z_T can be calculated if Z_F is negligible:

$$\left| Z_T \right| \approx \frac{\omega \cdot Z_1 \cdot \left| \epsilon_{r1} - \epsilon_{r2} \right|}{2 \cdot c_0 \cdot \sqrt{\epsilon_{r1}}} \cdot \left| \frac{U_2}{U_1} \right|_{\max} \quad (3-13)$$

9.4 Screening Attenuation

The screening attenuation is defined as the logarithmical ratio of the maximum power in the secondary (outer) circuit to the power propagating in the primary (inner) circuit.

$$a_s = -10 \cdot \log_{10} \left(\text{Env} \left| \frac{P_{r,\max}}{P_1} \right| \right) \quad (4-1)$$

The power coupled into the outer circuit depends on Z_2 although the peak voltage is independent of it. Thus a normalised value of the characteristic impedance of the outer circuit Z_s has to be defined. It is common practice to define $Z_s = 150 \Omega$ [5].

In the standardised „absorbing clamp method“ (see 12.4 of IEC 61196-1) the outer circuit is matched with Z_2 , and the radiated power is the sum of the near end and far end crosstalk. From the comparison of that measuring circuit with the measuring circuit of the triaxial method result the relation of the measured power to the radiated power.

The equivalent circuit for an electrical short part of the length Δl and for a negligible capacitive coupling illustrates the circumstances.

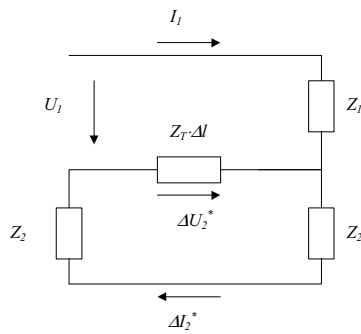


Figure 43 - Equivalent circuit for an electrical short part of the length Δl and negligible capacitive coupling

The power in the primary circuit is:

$$P_1 = U_1 \cdot I_1 = \frac{U_1^2}{Z_1} = I_1^2 \cdot Z_1 \quad (4-2)$$

The power in the secondary circuit, which is coupled by the transfer impedance Z_T is

$$P_2^* = \Delta U_2^* \cdot \Delta I_2^* \quad \Delta U_2^* = I_1 \cdot Z_T \cdot \Delta l \quad \Delta I_2^* = \frac{\Delta U_2^*}{2 \cdot Z_2} \quad (4-3)$$

thus

$$\frac{P_2^*}{P_1} = \frac{(\Delta U_2^*)^2}{2 \cdot Z_2} \cdot \frac{1}{I_1^2 \cdot Z_1} = \frac{(Z_T \cdot \Delta l)^2}{2 \cdot Z_1 \cdot Z_2} \quad (4-4)$$

If the secondary circuit is short circuited at one end and terminated by R at the other end the power measured at R is

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{(Z_T \cdot \Delta l)^2}{Z_1 \cdot R} \quad (4-5)$$

thus

$$\frac{P_2^*}{P_2} = \frac{R}{2Z_2} \quad (4-6)$$

or in the case of radiation due to the normalised characteristic impedance of the environment

$$\frac{P_r}{P_2} = \frac{P_{r,\max}}{P_{2,\max}} = \frac{R}{2Z_s} \quad (4-7)$$

Thus the screening attenuation has to be calculated by:

$$\begin{aligned}
 a_s &= 10 \cdot \log_{10} \left| \frac{P_1}{P_{r,\max}} \right| = 10 \cdot \log_{10} \left| \frac{P_1}{P_{2,\max}} \cdot \frac{2 \cdot Z_s}{R} \right| \\
 &= 10 \cdot \log_{10} \left| \left(\frac{U_1}{U_{2,\max}} \right)^2 \cdot \frac{2 \cdot Z_s}{Z_1} \right| \quad (4-8) \\
 &= 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{U_1}{U_{2,\max}} \right| + 10 \cdot \log_{10} \left| \frac{300\Omega}{Z_1} \right|
 \end{aligned}$$

9.5 Normalised screening attenuation

From Equation (3-10) one may recognise, that the maximum voltage ratio and therefore the screening attenuation is depending on the velocity difference between the primary and secondary circuit. Therefore the test results may also be presented in normalised conditions where $Z_s = 150 \Omega$ and the velocity difference $|\Delta v/v_1| = 10 \%$ or $\epsilon_{r1}/\epsilon_{r2,n} = 1,21$.

The normalised screening attenuation is calculated by:

$$a_{s,n} = 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{\omega \cdot \sqrt{Z_1 \cdot Z_s} \cdot \left| \sqrt{\epsilon_{r1}} - \sqrt{\epsilon_{r2,n}} \right|}{Z_T \cdot c_0} \right| \quad (5-1)$$

With respect to Equations (3-10), (4-8) and (5-1) and with neglect of Z_F , the difference Δa of the normalised and the measured screening attenuation is given by:

$$\Delta a = a_{sn} - a_s = 20 \cdot \log_{10} \left(\sqrt{2} \cdot \frac{\left| 1 - \sqrt{\frac{\epsilon_{r2,n}}{\epsilon_{r1}}} \right|}{\left| 1 - \frac{\epsilon_{r2,t}}{\epsilon_{r1}} \right|} \right) \quad (5-2)$$

where $\epsilon_{r2,t} \approx 1,1$ is the relative dielectric permittivity of the outer circuit (tube) during measurement.

The following table shows the difference Δa for typical cable dielectric:

ϵ_{r1}	2,3	2,1	1,6	1,3
$\epsilon_{r2,n}$	1,9	1,7	1,3	1,1
Δa in dB	-12	-11	-8	-2

9.6 Measuring results

The measuring curves of common type of cables prove the validity of the theoretical basis. The voltage ratio U_2 / U_1 is measured by means of a network analyser having an internal resistance of 50Ω . The screening attenuation a_s is presented in Figures 44 to 48 for three types of cables as a function of frequency.

- RG 58 according to MIL-C-17 with single copper braid
- HF 75 0,7/4,8 2YCY with a dielectric of solid PE and a single copper braid
- HF 75 1,0/4,8 02YCY with a dielectric of foamed PE and a single copper braid
- RG 223 according to MIL-C-17 with double copper braid

The theoretical relations of the transitions from low to medium and high frequencies - appearing in the calculated curve in Figure 39 - become most evident with the single copper braid (see Figure 44). Here the voltage ratio is independent of the frequency up to approx. 0,4 MHz but proportional to the effective length of the measuring tube like the transfer impedance. At high frequencies, higher than approx. 100 MHz, superpositioned periodic functions occur showing maximum values of approximately equal magnitude independent of frequency and effective length. The frequency, at which the superposition appears is reciprocal to the effective length just as the frequency spacing of the peak values (see Figure 44 and 45). In contrast to the effective length of 2 m, the effective length of 0,5 m does not allow to plot the screening envelope curve with sufficient accuracy any more, due to the wide spacing of the long period maximum values.

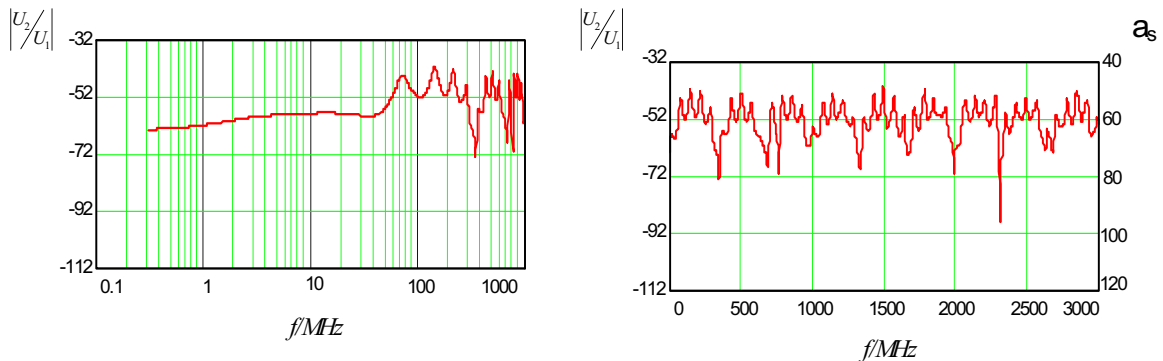


Figure 44 - Frequency response of logarithmic voltage ratio $|U_2/U_1|$ in dB (left hand scale) and screening attenuation a_s (right hand scale) of single braid screen, Cable Type RG 58, coupling length $l = 2$ m

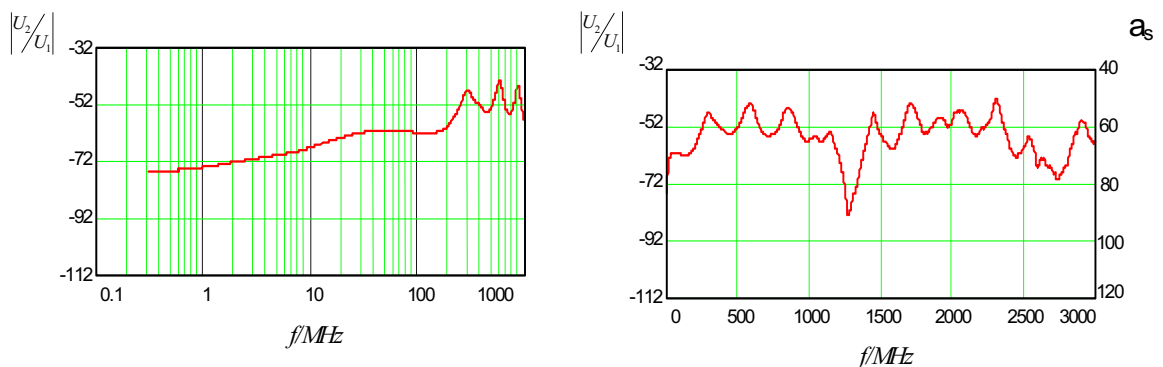


Figure 45: Frequency response of logarithmic voltage ratio $|U_2/U_1|$ in dB (left hand scale) and screening attenuation a_s (right hand scale) of single braid screen, Cable Type RG 58, coupling length $l = 0,5$ m

The periodic frequency spacing in the measured curve and the screening attenuation are dependent on the velocity difference between primary and secondary circuit (Equations 3-7, 3-10). This theoretical relation becomes most evident in Figure 46 and 47. Where the cable screen of both cables are equal, but the relative permittivities of the cable dielectric ϵ_{r1} and thus the velocity difference in the test set-up differ. In Figure 11 we have $\epsilon_{r1}=2,3$ and a velocity difference $|\Delta v/v_1| \approx 45\%$ whereas in Figure 47 $\epsilon_{r2}=1,7$ and $|\Delta v/v_1| \approx 24\%$. Thus in Figure 47 we have a larger frequency spacing of the wide period and also a lower screening attenuation. But the normalised screening attenuation of both cable screens is equal, $a_s \approx 43$ dB.

For the cable with double copper braid (Figure 48) the theoretical relations become apparent only if the measurement is very accurate and the receiver is sensitive enough for low induced voltage. Apart from its level and distinct function of frequency, the screening attenuation of the double copper braid is obviously similar to that of the single copper braid.

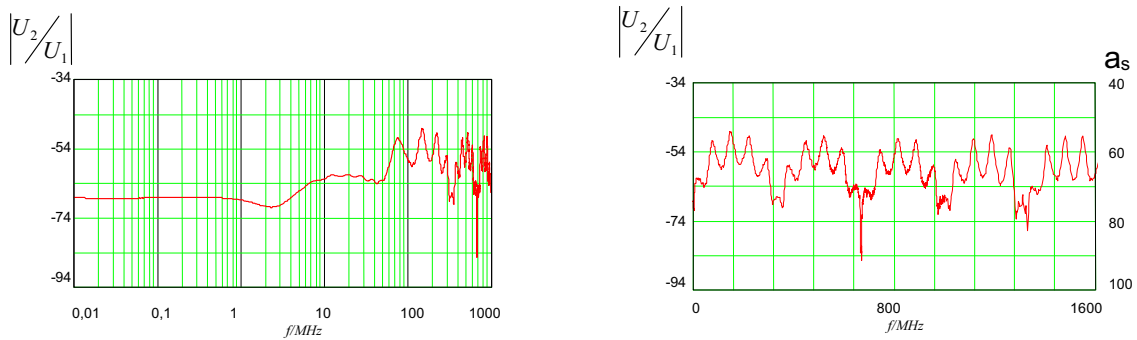


Figure 46 - Frequency response of logarithmic voltage ratio $|U_2/U_1|$ in dB (left hand scale) and screening attenuation a_s (right hand scale) of Cable Type HF 75 0,7/4,8 2YCY, $\epsilon_{r1}=2,3$, $|\Delta v/v_1|=45\%$, coupling length $l = 2$ m

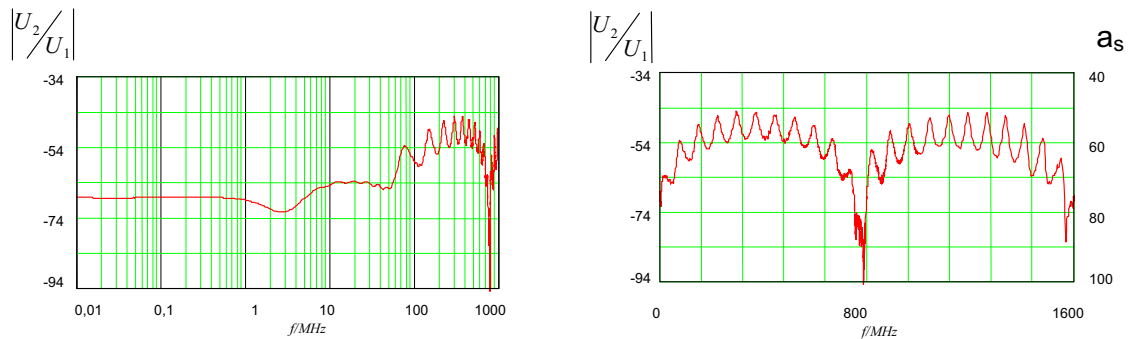


Figure 47 - Frequency response of logarithmic voltage ratio $|U_2/U_1|$ in dB (left hand scale) and screening attenuation a_s (right hand scale) of Cable Type HF 75 1,0/4,8 02YCY, $\epsilon_{r1}=1,7$, $|\Delta v/v_1|=24\%$, coupling length $l = 2$ m

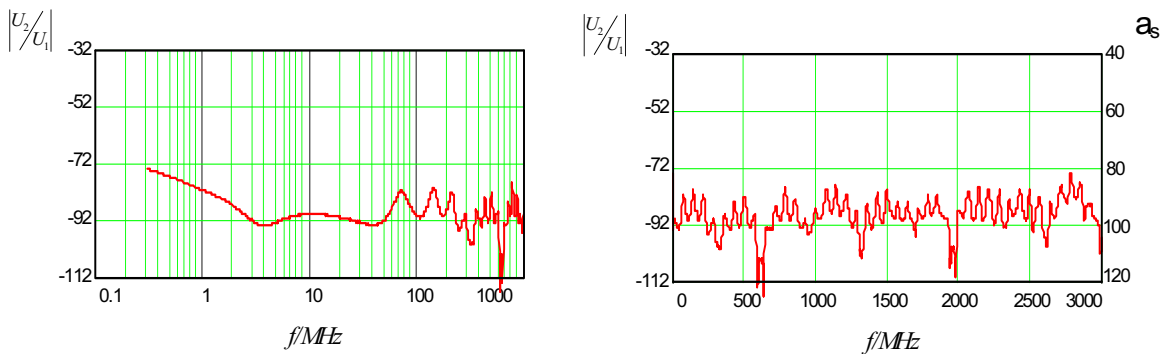


Figure 48 - Frequency response of logarithmic voltage ratio $|U_2/U_1|$ in dB (left hand scale) and screening attenuation a_s (right hand scale) of double braid screen, Cable RG 223, coupling length $l = 2$ m

9.7 Comparison with absorbing clamp method

In the absorbing clamp method according to IEC 62153-4-5, in principle, the current on the outside of the cable under test is measured. The matched outer circuit is directly induced by the inner circuit. The power in the outer circuit is related to the current by calibration.

Comparison results are available of some coaxial cables of different screen designs. They show a maximum difference of 3 dB.

cable type, screen	screening attenuation a_s in dB		
	frequency GHz	absorbing clamp method	triaxial method
RG 58, single braid	0,2	51	48
	0,8	52	50
	3,0	-	50
RG 214, single braided	0,2	51	50
	0,8	54	51
	3,0	-	53
RG 214, double braid	0,2	79	79
	0,8	82	81
	3,0	-	83
RG 223, double braid	0,2	86	88
	0,8	90	90
	3,0	-	83

9.8 Practical design of the test set-up

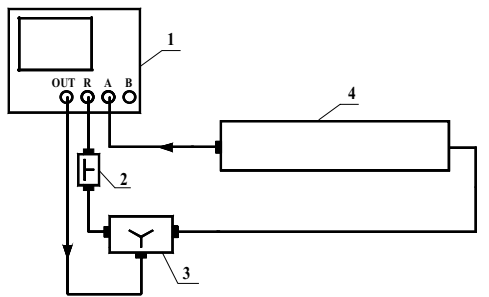
The set-up to measure the screening attenuation a_s is in principle the set-up to measure the attenuation of RF devices, where the voltage ratio U_2/U_1 is measured. The cable under test is connected to the output of a RF-generator, the output of the coupling tube is connected to the measuring input of a RF-receiver. Generator and receiver may be included in a sensitive network analyser (see Figure 37 and 49).

The measuring tube shall be of a material, which is not ferromagnetic and good conductive (for example brass), with an inner diameter of about 40 mm to 50 mm and a length of 2 m to 4 m or more, where the total length of 2 m or more may be achieved by screwing together single parts of tubes (RF-tight).

One way to realise the short circuit at the near end of the CUT is to solder a braid of silvered copper wires to a punched disk of copper. This "contacting braid" is fixed on the outer conductor of the cable sample where the sheath is removed, e.g. with cable clamps. The electrical contact between this contacting braid and the measuring tube may then be achieved by a jam-disk, which is fixed by the clasp cap, which is screwed to the tube (see Figure 50).

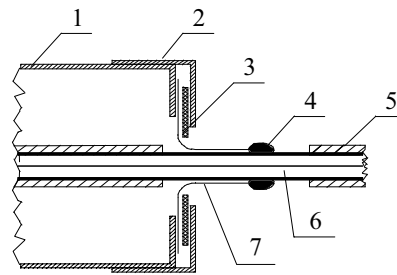
The contacting braid, which is prepared once may be used several times. Soldering of the screen of the cable sample to the tube - as usual at the classic triaxial - set-up is no longer required and the time to prepare the CUT is minimised.

The termination at the far end of the CUT is achieved by a resistor of the same value as the characteristic impedance of the CUT. Experience has shown, that best results are obtained with SMD resistors respectively so called "Mini-Melf-Resistors" with low mechanical dimensions and good RF-characteristics, which are soldered directly between the inner and the outer conductor of the CUT. To avoid radiation and to contact the outer conductor of the CUT, this termination is shielded by a case, which is well conductive (see Figure 37).



1 Network Analyser
2 Attenuator 20 dB
3 Power Divider
4 Measuring tube

Figure 49 - schematically arrangement for the measurement of the screening attenuation a_s



1 tube of brass
2 clasp cap
3 jam disk
4 contact to the cable screen of CUT
5 sheath of cable sample
6 cable under test (CUT)
7 contacting braid

Figure 50 - Short circuit between tube and cable screen of the CUT

Important for clear and reproducible results is the centring of the sample in the measuring tube. A slacked hanging cable under test in the measuring tube will led to deviations of the characteristic impedance Z_2 of the outer system over the coupling length and thus to additional reflections. Centring may be achieved by punched polyethylene disks which are placed in the measuring tube, or better by stretching the sample under test, e.g. with a desk vice. Also a vertical mounting of the measuring tube is useful.

9.9 Influence of mismatches

There may be mismatches in the inner or outer circuit of the test set-up which influence the results significant. Theoretical and practical investigations [11] show that a mismatch of the terminating resistor in the inner circuit is of low influence as long as:

$$\frac{|R_{termination} - Z_1|}{Z_1} \cdot 100\% \leq 10\% .$$

Additional mismatches in the outer circuit however result in significant errors. With the screening case of the terminating resistor a mismatch is inserted into the outer circuit, which affect the results significantly depending on the mechanical dimensions [11]. The mean characteristic impedance of the outer circuit, formed by the cable screen and the measuring tube, respectively in the outer circuit at the screening case is given by:

$$Z_2 \approx \frac{60\Omega}{\sqrt{\epsilon_{r2}}} \cdot \ln\left(\frac{D_m}{D_a}\right) \quad (9-1)$$

$$Z_3 \approx \frac{60\Omega}{\sqrt{\epsilon_{r2}}} \cdot \ln\left(\frac{D_m}{D_{case}}\right) \quad (9-2)$$

where

- D_a outer diameter of cable screen
- D_{case} outer diameter of screening case
- D_m inner diameter of measuring tube

A deviation between D_{case} and D_a thus results in different impedance's and therefore in additional reflections in the outer circuit. For example a screening case with a outer diameter of $D_{case} = 1,2 \cdot D_a$ results in a impedance Z_3 which is 11 Ω less than Z_2 ($\epsilon_{r2}=1,0$).

Figure 51 facilitates the understanding of the theoretical relationships.

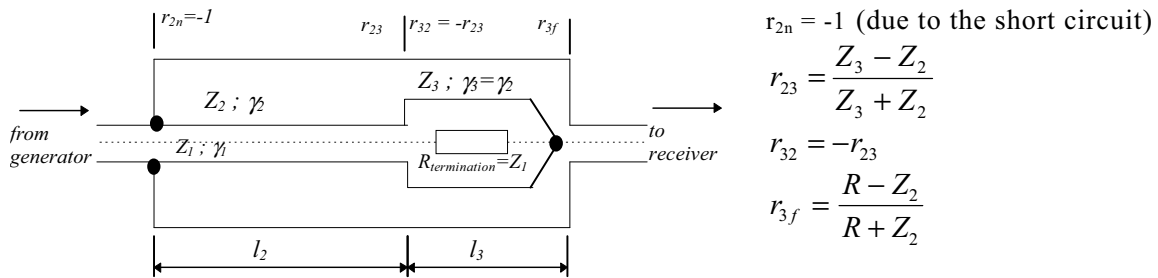


Figure 51 - Real triaxial set-up

The outer circuit thus consist of two lines with different characteristic impedance's. To calculate the voltage at the receiver some additional variables have to be defined.

U_h is the voltage, which is coupled from the cable under test into the outer circuit (Z_2, γ_2, l_2), propagation to the far end, including the total reflection at the near end.

$$\frac{U_h}{U_1} = \frac{U_{2f}}{U_1} + \frac{U_{2n}}{U_1} \cdot r_{2n} \cdot e^{-\gamma_2 \cdot l_2} \quad (9-3)$$

Where U_{2f}, U_{2n} are the voltages in a matched outer circuit according Equations (3-5) and (3-7).

Multiple reflections of this wave between the short circuit at the near end of the outer circuit and the transition from Z_2 to Z_3 are described by T_{2f} .

$$T_{2f} = \frac{1 + r_{23}}{1 - r_{2n} \cdot r_{23} \cdot e^{-2 \cdot \gamma_2 \cdot l_2}} \quad (9-4)$$

The superposition of the wave which is propagating from the line Z_2, γ_2, l_2 to the far end (receiver) of the line Z_3, γ_3, l_3 - including the multiple reflections between the transitions from Z_3 to Z_2 and Z_3 to R (receiver input) - is described by T_{3f} .

$$T_{3f} = \frac{1 + r_{3f}}{1 - r_{32} \cdot r_{3f} \cdot e^{-2 \cdot \gamma_3 \cdot l_3}} \cdot e^{-\gamma_3 \cdot l_3} \quad (9-5)$$

The superposition of the wave which is propagating from line Z_3, γ_3, l_3 to line Z_2, γ_2, l_2 is described by T_{32} .

$$T_{32} = \frac{1 + r_{32}}{1 - r_{32} \cdot r_{3f} \cdot e^{-2 \cdot \gamma_3 \cdot l_3}} \cdot r_{3f} \cdot e^{-2 \cdot \gamma_3 \cdot l_3} \quad (9-6)$$

The superposition of the wave which is propagating from line Z_2, γ_2, l_2 to line Z_3, γ_3, l_3 is described by T_{23} .

$$T_{23} = \frac{1 + r_{23}}{1 - r_{2n} \cdot r_{23} \cdot e^{-2 \cdot \gamma_2 \cdot l_2}} \cdot r_{2n} \cdot e^{-2 \cdot \gamma_2 \cdot l_2} \quad (9-7)$$

In consideration of all these reflections the voltage at the receiver is calculated by:

$$\frac{U_{receiver}}{U_1} = \frac{U_h}{U_1} \cdot \frac{T_{2f} \cdot T_{3f}}{1 - T_{32} \cdot T_{23}} \quad (9-8)$$

Figures 52 and 53 show the calculated voltage ratio for a cable screen with the same characteristics as in Figure 41 with different dimensions of the screening case.

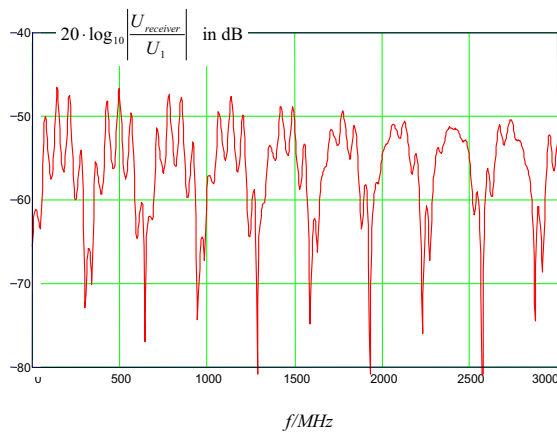


Figure 52 - calculated voltage ratio including multiple reflections caused by the screening case

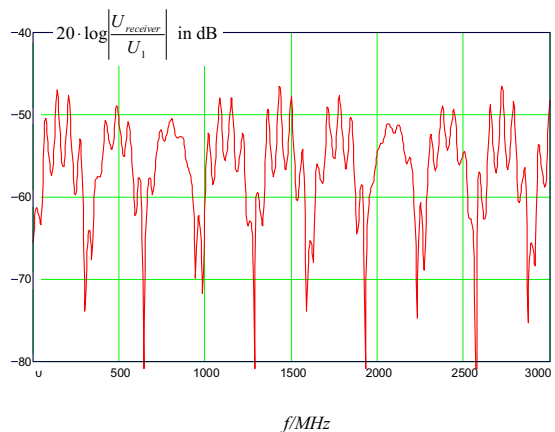


Figure 53 - calculated voltage ratio including multiple reflections caused by the screening case

quantities used:

$$C_T = 0,02 \text{ pF/m}$$

$$M_T = 0,4 \text{ nH/m}$$

$$R = 50 \text{ } \Omega \quad Z_1 = 50 \text{ } \Omega \quad \epsilon_{r1} = 2,3$$

$$Z_2 = 120 \text{ } \Omega \quad \epsilon_{r2} = 1,1 \quad l_2 = 2 \text{ m}$$

$$Z_3 = 90 \text{ } \Omega \quad \epsilon_{r2} = 1,1 \quad l_3 = 0,03 \text{ m}$$

quantities used:

$$C_T = 0,02 \text{ pF/m}$$

$$M_T = 0,4 \text{ nH/m}$$

$$R = 50 \text{ } \Omega \quad Z_1 = 50 \text{ } \Omega \quad \epsilon_{r1} = 2,3$$

$$Z_2 = 120 \text{ } \Omega \quad \epsilon_{r2} = 1,1 \quad l_2 = 2 \text{ m}$$

$$Z_3 = 90 \text{ } \Omega \quad \epsilon_{r2} = 1,1 \quad l_3 = 0,1 \text{ m}$$

To avoid the disturbing reflections at the screening case one have to minimise the reflection factor r_{23} or (and) r_{3f} . A worthwhile solution in praxis is to design the screening case in a way that the characteristic impedance Z_3 is approximately of the same value as the input resistance of the receiver. In this case the reflection factor $r_{3f} \approx 0$ and thus $T_{3f}=1$, $T_{32}=0$. That results in a voltage ratio which is equal to the ideal frequency response of Equation (3-9).

9.10 Literature

- [1] Breitenbach O., Hähner T.
„Kabelschirmung im Übergang von MHz- zu GHz-Frequenzen“
NTZ Bd. 46 Heft 8 1993
- [2] IEC 46A(Ger)62
- [3] IEC 46A/320/CDV
- [4] IEC-Standard 61196-1 (1995-05), 12. Screening effectiveness
- [5] Halme, L., Szentkuti, B.
„The background for electromagnetic screening measurements of cylindrical screens“
Techn. Mitteilung PTT Nr. 3, 1988
- [6] Eicher, B., Staeger, C., Szentkuti, B., Fahrni, H.
„Simple and accurate screening measurements on RF-cables up to 3 GHz“
Techn. Mitteilung PTT Nr. 4, 1988
- [7] Meinke, H.
„Einführung in die Elektrotechnik höherer Frequenzen“
Springer Verlag 1961
- [8] Klein, W.
„Die Theorie des Nebensprechens auf Leitungen“
Springer Verlag 1965
- [9] Kaden, H.
„Die elektromagnetische Schirmung in der Fernmelde- und HF-Technik.“
Springer Verlag 1950
- [10] Jungfer, H.
„Die Messung des Kopplungswiderstandes von Kabelabschirmungen bei hohen Frequenzen“

- NTZ 1956 Heft 12
- [11] Merz, C.
„Untersuchung des Einflusses verschiedener Störfaktoren bei der Messung der Schirmdämpfung mit Hilfe des Triaxialen Meßverfahren“
Praktikumsbericht WS 95/96
FH Gießen-Friedberg
- [12] Hähner T., Mund B.
EMV-Verhalten symmetrischer Kabel
emc journal 4/97

Annex A
(normative)
List of symbols

<i>Symbol</i>	<i>Interpretation</i>
a_s	screening attenuation
a_{sn}	normalized screening attenuation with phase velocity difference not greater than 10 % and 150 Ω characteristic impedance of the injection line
c	velocity of light
C_T	through capacitance of the braided cable
CUT	cable or component under test
E	e.m.f.
f	frequency
f	far end
f_c	cut-off frequency
f_{cf}	far end cut-off frequency
f_{cn}	near end cut-off frequency
Φ_1	the total flux of the magnetic field induced by the disturbing current I_1
Φ'_{12}	the direct leaking magnetic flux
Φ''_{12}	complete magnetic flux in the braid
I_1, U_1	current and voltage in the primary circuit (feeding system)
I_F	current coupled by the feed through capacitance to the secondary system (measuring system)
ϵ_{r1}	relative permittivity of the injection line (feeding system)
ϵ_{r2}	relative permittivity of the cable (measuring system)
l	cable length
L_1	(external) inductance of the outer circuit
L_2	(external) inductance of the inner circuit
M'_{12}	mutual inductance related to direct leakage of the magnetic flux Φ'_{12}
M''_{12}	mutual inductance related to the magnetic flux Φ''_{12} (or $\frac{1}{2} \Phi''_{12}$) in the braid

$$M'_{12} = \frac{\Phi'_{12}}{j\omega I_1} \quad \text{and} \quad M''_{12} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Phi''_{12}}{j\omega I_1}$$

n	near end
P_1	sending power
P_{2f}	far end measured power
P_{2n}	near end measured power
T	coupling transfer function
T_f	far end transfer function

T_n	near end transfer function
$T_{n,f} = T_n$ f	
U'_2	the disturbing voltage induced by Φ'_{12}
U''_{rh}	the disturbing voltage induced by $\frac{1}{2} \Phi''_{12}$ of the right hand lay contribution
U''_{lh}	the disturbing voltage induced by $\frac{1}{2} \Phi''_{12}$ of the left hand lay contribution
U''_2	is equal to U''_{rh} and U''_{lh} (= the disturbing voltage induced by $\frac{1}{2} \Phi''_{12}$)
v	phase velocity
v_1	phase velocity of the "primary" system (feeding system)
v_2	phase velocity of the "secondary" system (measuring system)
v_{r1}	relative phase velocity of the "primary" system (feeding system)
v_{r2}	relative phase velocity of the "secondary" system (measuring system)
Z_1	characteristic impedance of the "primary" system (feeding system or line (1))
Z_2	characteristic impedance of the cable under test (CUT) (measuring system or line (2))
Z_{1f}	terminating impedance of the line (1) in the far end
Z_{2n}	terminating impedance of the line (2) in the near end
Z_{2f}	terminating impedance of the line (2) in the far end (in a matched set-up $Z_{1f} = Z_1$ and $Z_{2n} = Z_{2f} = Z_2$)
$Z_{12} = \sqrt{Z_1 Z_2}$	
Z_a	surface impedance of the braided cable
Z_F	capacitive coupling impedance per unit length
Z_f	capacitive coupling impedance
Z_T	surface transfer impedance per unit length
Z_{Th}	transfer impedance of a tubular homogeneous screen per unit length
Z_t	surface transfer impedance
Z_{TE_n}	effective transfer impedance (= $ Z_F + Z_T $) per unit length in the near end
Z_{TE_f}	effective transfer impedance (= $ Z_F - Z_T $) per unit length in the far end
$Z_{TE_n,f}$	effective transfer impedance (= $ Z_F \pm Z_T $) per unit length in the near end or in the far end
Z_{TE}	effective transfer impedance (= $\max Z_{TE_n}, Z_{TE_f} $) per unit length
Z_{te}	effective transfer impedance (= $\max Z_f \pm Z_t $)
Z_{ten}	normalized effective transfer impedance of a cable ($Z_1 = 150 \Omega$ and $ v_1 - v_2 $ $/ v_2 \leq 10 \%$ velocity difference in relation to velocity of CUT)

Bibliography

- [1] Fowler, E.P.: Superscreened cables, *Radio and Electronic Engineer*, Vol. 49, No. 1, pp. 28-44, Jan. 1979, IERE, UK
- [2] Kaden, H.: *Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik*, Springer-Verlag, Heidelberg 1959, 354 p. (in German)
- [3] Tyni, M.: The transfer impedance of coaxial cables with braided outer conductor, *3rd Wroclaw Symposium on EMC*, 1976, pp. 410-418
- [4] Eicher, B., Staeger, Ch., Szentkuti, B., Fahrni, H.: Simple and accurate screening measurements of RF cables up to 3 GHz, *PTT, Technische Mitteilungen* No 4, 1988, Swiss PTT, Bern
- [5] Schelkunoff, S.A.: The electromagnetic theory of coaxial transmission lines and cylindrical shields, *Bell System Technical Journal*. Vol. 13, pp. 552-579, Oct. 1934
- [6] Fowler, E.P.: Test rigs for Z_T Measurements at high frequency, SC 46A/WG 1(Fowler)2, 1973
- [7] Madle, P.J.: Cable and connector attenuation and transfer impedance measurements using quadraxial and quintaxial test methods, *IEEE 1975 EMC Symposium Record*, paper 75CH 1002-5 EMC pp. 4B 16.1.5
- [8] Staeger, C., Bolinger, W.: Screening effectiveness of coaxial connectors and measuring methods at high frequency and microwave, *PTT, Technische Mitteilungen* No 9, 1988, pp. 374-379, Swiss PTT, Bern
- [9] IEC 46D(Central Office)109: Draft revision of subclause 14.8, Screening effectiveness, of IEC 60169-1: *Radio frequency connectors – Part 1: general requirements and measuring methods* (to be issued as IEC 60169-1-3)
- [10] Smithers, B.W.: The Screening characteristics of coaxial cables and connectors, *ERA Report* No 83-0030 (Part 1), 1982, 320 p.
- [11] Fowler, E.P.: Screening measurements in the time domain and their conversion into the frequency domain, *Journal IERE*, Vol. 55, No 4, pp. 127-132, Apr. 1985
- [12] Eicher, B.: Cable screening measurements in the frequency range 1-20 GHz: line injection method versus mode stirred chamber, *Record of the Zürich EMC Symposium* 1991, pp. 159-162
- [13] Eicher, B., Boillot L.: Very low frequency to 40 GHz screening measurement on cables and connectors: Line injection method and mode stirred chamber, *IEEE EMC Symposium* 1992, pp. 302-307
- [14] Vance E.F.: *Coupling to shielded cables*, J. Wiley and Sons, Inc., New York, London 1978, pages 183
- [15] Ikrath K.: *Leakage of electromagnetic energy from coaxial cable structures*, US Army and Signalling Engineering Laboratories, Fort Monmouth, New Jersey, Dec. 1957
- [16] Breitenbach, O., Hähner, T.: *Kabelschirmung im Übergang von MHz- zu GHz-Frequenzen, Erweiterte Anwendung eines einfachen Messverfahrens*, NTZ Bd.46, 1993, Heft 8, pp. 602-608
- [17] TC 46/WG 5(Nürnberg/Sec)8, Oct. 1995: Revision of the "IEC triaxial method" ($L = 0,5$ to 2 m) "Shielded screening attenuation, test method for measuring of the screening attenuation a_s up to and above 3 GHz", N8

[Earlier doc: 46A(Ischia/Sec)16, May 1995, "Screening attenuation, triaxial method, measuring of the screening attenuation a_s up to and above 3 GHz", is based on the

document: 46A(Germany)62, Jan. 1994, "Screening attenuation, triaxial method, measuring of screening attenuation a_s up to and above 3 GHz" (H5)]

[18] TC 46/WG 5(Fowler)9, 22 Oct. 1995: "Transfer impedance (Z_T) test method for multi-pin (D-type) connectors", (N23)

[19] TC 46/WG 5(London/ Dunwoody/A1)5, March 1995: "Connector transfer impedance", L5, N7.

[Improvement of document: H15. "Connector transfer impedance test specification", Oct. 15, 1992, Steven Dunwoody, AMP Inc.]

[20] Halme, L., Szentkuti, B.: The Background for electromagnetic screening measurements of cylindrical screens, *Teletiedotuksia 1987* of the Finnish PTT, Helsinki (Special English Edition), pp. 29-37, or *PTT, Technische Mitteilungen* No 3, 1988, pp. 105 -115, Swiss PTT, Bern

Bibliography - additional reading

Fowler, E.P.: Test methods for cable screening effectiveness – A review, *Proc. IERE conf. on EMC*, York 1988, *IERE* Publication No 81, pp. 259-267

Simons, K.A.: *The Terminated Triaxial Test Fixture*, IEC SC 46A/WG 1(Simons)2, 1973

Crawford, M.L., Riddle, B.F.: A proposed TEM-driven mode-stirred chamber for large system radiated EMC/V testing, 10 kHz – 40 GHz, *Record of the Zürich EMC Symposium 1991*, pp. 431-437

Fowler, E.P., Halme, L.K.: State of art in cable screening measurements, *Record of the Zürich EMC Symposium 1991*, pp. 151-158

IEC: SC 46A(Helsinki/SWG 1)7, June 1990.: "Introduction to measuring methods for screening effectiveness", based on IEC doc. 46A(CO)127, 46A(Secr)127, 46A(Secr)145, includes [4]

Szentkuti, B.T.: Shielding quality of cables and connectors: Some basics for better understanding of test methods, *Record of IEEE International EMC Symposium*, Anaheim, California, August 17-21, 1992, pp. 294-301.

Halme, L.K.: Development of IEC cable shielding effectiveness standards, *IEEE EMC Symposium 1992*, pp. 321-328.

Fowler, E.P.: Cables and connectors – Their contribution to electromagnetic compatibility, *IEEE EMC Symposium 1992*, pp. 329-333.

Fowler, E.P.: "Guide on EMC screening optimisation of a braided coaxial cable's outer conductors or screens.", TR3, [46/WG 5(Fowler)8, 31 Aug. 1995] (N22)

IEC SC 46A(Secretariat)201, March 1993 , Recommendation surface transfer impedance Z_T a screening attenuation a_s limits of coaxial r.f. cables. (*Background, TR3*)

IEC SC 46A/255/CD, Dec. 1995, Amendments to IEC 61196-1, 1996, clauses 12.1.8, 12.4 and 14.1) Amend. to clause 12.1.8: *Line injection method*, 2) Amend. to clause 12.4: *Absorbing clamp method*, 3) Amend. to clause 14: *Guidance for surface transfer impedance and screening attenuation limits for flexible r.f. cables*)