

	DIN IEC 62153-4-1 (VDE 0819-153-4-1)	DIN
	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.	VDE
ICS 33.120.10		
Einsprüche bis 2010-03-31		
<div>Entwurf</div>		
Prüfverfahren für metallische Kommunikationskabel – Teil 4-1: Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Einführung in elektromagnetische (EMV) Messungen der Schirmwirkung (IEC 46/331/DTR:2009)		
Metallic communication cable test methods – Part 4-1: Electromagnetic compatibility (EMC) – Introduction to electromagnetic (EMC) screening measurements (IEC 46/331/DTR:2009)		
Anwendungswarnvermerk		
Dieser Norm-Entwurf mit Erscheinungsdatum 2010-01-18 wird der Öffentlichkeit zur Prüfung und Stellungnahme vorgelegt.		
Weil die beabsichtigte Norm von der vorliegenden Fassung abweichen kann, ist die Anwendung dieses Entwurfes besonders zu vereinbaren.		
Stellungnahmen werden erbeten		
<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.		
Die Empfänger dieses Norm-Entwurfs werden gebeten, mit ihren Kommentaren jegliche relevante Patentrechte, die sie kennen, mitzuteilen und unterstützende Dokumentationen zur Verfügung zu stellen.		
Gesamtumfang 132 Seiten		
DKE Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik im DIN und VDE		

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 $S\{I \cdot f\}$ 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 $\nu = Z_2/R_{2f}$ mit ϵ_{r1} = 2,3 (massiv PE), $\epsilon_{r2} = 1,0$; $n = 0,659$	35
Bild 17 – Simulation des Frequenzverhaltens für verschiedene Faktoren von $\nu = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 1,6$ (geschäumtes PE), $\epsilon_{r2} = 1,0$; $n = 0,791$	35
Bild 18 – Simulation des Frequenzverhaltens für verschiedene Faktoren von $\nu = Z_2/R_{2f}$ mit ϵ_{r1} = 1,3 (geschäumtes PE); $\epsilon_{r2} = 1,0$; $n = 0,877$	36
Bild 19 – Simulation des Frequenzverhaltens für verschiedene Faktoren von $\nu = Z_2/R_{2f}$ 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 $\nu = Z_2/R_{2f}$	37

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 $\nu = Z_2/R_{2f}$	37
Bild 22 – 3 dB Produkt aus Länge × Grenzfrequenz als Funktion der Dielektrizitätskonstanten des inneren Kreises (Kabel) bei unterschiedlichen Faktoren $\nu = Z_2/R_{2f}$	38
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	39
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	39
Bild 25 – Triaxiale Prüfeinrichtung (Messrohr), Verfahren mit doppeltem Kurzschluss	40
Bild 26 – Simulation der Frequenzantwort für unterschiedliche Faktoren von $\nu = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 2,3$ (massiv PE), $\epsilon_{r2} = 1,0$, $n = 0,659$	41
Bild 27 – Simulation der Frequenzantwort für unterschiedliche Faktoren von $\nu = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 1,6$ (Cell-PE), $\epsilon_{r2} = 1,0$, $n = 0,791$	41
Bild 28 – Simulation der Frequenzantwort für unterschiedliche Faktoren von $\nu = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 1,3$ (CELL-PE), $\epsilon_{r2} = 1,0$, $n = 0,877$	42
Bild 29 – Simulation der Frequenzantwort für unterschiedliche Faktoren von $\nu = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 5$ (PVC), $\epsilon_{r2} = 1,0$, $n = 0,447$	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 $\nu = Z_2/R_{2f}$	43
Bild 31 – 3 dB Produkt aus Länge × Grenzfrequenz als Funktion der Dielektrizitätskonstanten des inneren Kreises (Kabel) für unterschiedliche Faktoren $\nu = Z_2/R_{2f}$	44
Bild 32 – Simulation der Frequenzantwort für verschiedene Faktoren von $\nu = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 2,3$ (PE), $\epsilon_{r2} = 5$ (PVC), $n = 1,474$	45
Bild 33 – Interpolation der simulierten 3dB Grenzwellenlänge (L/λ_1) als Funktion des Faktors $n = \sqrt{\epsilon_{r2}}/\sqrt{\epsilon_{r1}}$ für $\nu = Z_2/R_{2f} \ll 1$	46
Bild 34 – 3 dB Produkt aus Länge × Grenzfrequenz als Funktion der Dielektrizitätskonstanten des inneren Kreises (Kabel) für unterschiedliche Faktoren $n = \sqrt{\epsilon_{r2}}/\sqrt{\epsilon_{r1}}$, $\nu = Z_2/R_{2f} \ll 1$	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 Messverfahrens	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

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, $\varepsilon_{r1} = 2,3$, $ \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, $\varepsilon_{r1} = 1,7$, $ \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 beigelegt. 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 Strahlungskammervorgang*

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*

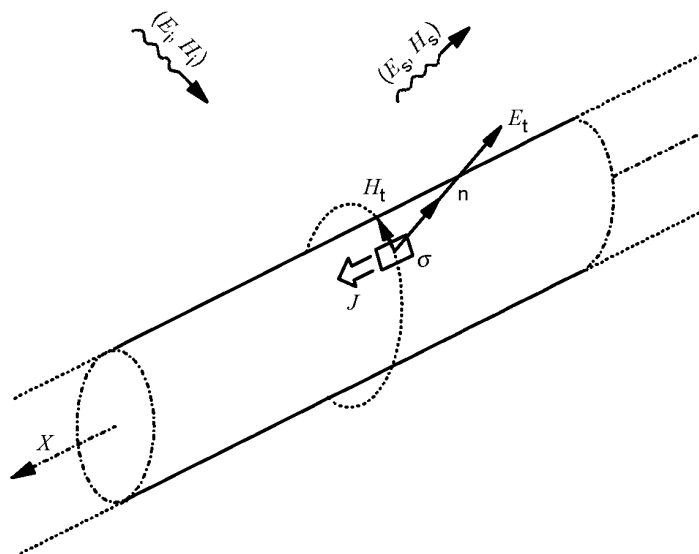
IEC 61196-1, *Coaxial communication cables – Part 1: Generic specification – General, definitions and requirements*

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.



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

$$J = n \cdot H_t$$

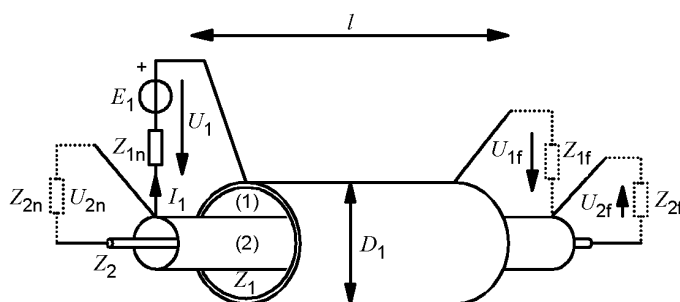
$$\sigma = n \cdot E_t \epsilon_0 \epsilon_r$$

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 Kopplungsadmittanz 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 Kopplungs impedanz 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 Kopplungs impedanz Z_F normalerweise zu vernachlässigen, mit Ausnahme von offenen Geflechten. Sie kann jedoch bedeutsam sein, wenn Z_{2n} und $Z_{2f} \gg Z_2$ (Audio-Kreise).

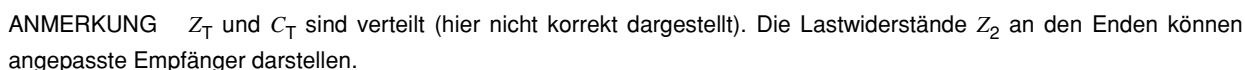


Bild 3c – Definition elektrischer Größen in einer Vorrichtung, die an allen Enden angepasst ist

Bild 3 – Definition und Messung von Schirmparametern – Ersatzschaltbilder

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 zweidrätig; 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 $U/\sqrt{Z} [\text{Watt}]$, anstelle der Spannungswellen, d. h., die *Kopplungsübertragungs-Funktion*, im Folgenden als „*Kopplungsfunktion*“ bezeichnet, ist definiert als:

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

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

$$\begin{aligned}\beta l \pm &= (\beta_2 \pm \beta_1) \cdot l = 2\pi l f \{1/\nu_2 \pm 1/\nu_1\} \\ &= 2\pi l f (\sqrt{\epsilon_{r2}} \pm \sqrt{\epsilon_{r1}}) / c\end{aligned}\tag{14a), (14b), (14c)}$$

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 :

$$T_{\text{f}} = (Z_{\text{F}} \pm Z_{\text{T}}) \cdot \frac{1}{\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}} \cdot \frac{1}{2} \cdot S_{\text{f}}\{l \cdot f, \epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}\}\tag{15}$$

Besonders zu beachten sind die folgenden Punkte:

- a) Es kann im gesamten Frequenzbereich ein Richtungseffekt auftreten ($T_{\text{n}} \neq T_{\text{f}}$ wenn Z_{F} nicht vernachlässigbar ist. (Z_{F} ist jedoch üblicherweise vernachlässigbar mit Ausnahme von Einfachgeflechten 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:

$$T_{\text{f}} = (Z_{\text{F}} \pm Z_{\text{T}}) \cdot \frac{1}{Z_{12}} \cdot \frac{l}{2} \text{ mit } Z_{12} = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}\tag{16a), (16b)}$$

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 $(l \cdot f)_{\text{C}}$:

$$(l \cdot f)_{\text{C}} = \frac{c}{\pi |\sqrt{\epsilon_{r1}} \pm \sqrt{\epsilon_{r2}}|}\tag{17}$$

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

$$\text{Env} \left| S_{\text{f}}\{l \cdot f\} \right| = \frac{1}{1 + \frac{(l \cdot f)^2}{(l \cdot f)_{\text{C}}^2}}\tag{18}$$

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

Tabelle 1 – Die Kopplungsübertragungsfunktion T (Kopplungsfunktion)¹⁾

Parameter der Prüfeinrichtung ²⁾	
$(Z_1), l, \epsilon_{r1}$	
$T_{\frac{1}{f}} = (Z_F \pm Z_T) \cdot \frac{1}{\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}} \cdot \frac{l}{2} \cdot S_{\frac{1}{f}}\{l \cdot f, \epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}\}$	
$\underbrace{\hspace{10em}}$	$\underbrace{\hspace{10em}}$
wesentliche (intrinsic) Schirmparameter	Kabelparameter ²⁾ Z_2, l, ϵ_{r2}
$\underbrace{\hspace{10em}}$	$\underbrace{\hspace{10em}}$
„Kopplung bei tiefen Frequenzen“, kurze Kabel ³⁾	„HF-Effekt“, Grenzfrequenz $(l \cdot f)_C$
$\underbrace{\hspace{10em}}$	
Längen- und Frequenzeffekt	
<p>1) T^2 ist die Leistungskopplung von Kreis (1) nach Kreis (2). Die übereinander stehenden Indexe $\frac{1}{f}$ 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:

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

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

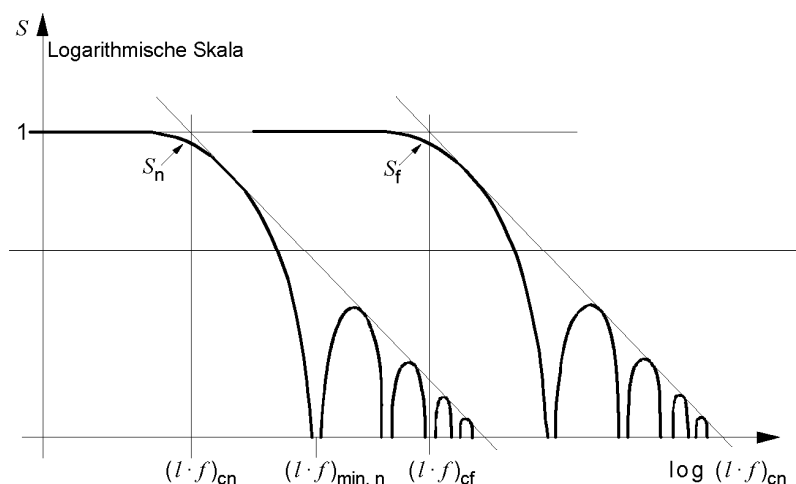
$$Env \left| S_{\frac{1}{f}}\{l \cdot f\} \right| \approx \frac{\left((l \cdot f)_{Cn} \right)}{(l \cdot f)} \quad (20)$$

- 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:

$$l_{C\frac{1}{f}} = \frac{\lambda_0}{\pi \sqrt{\epsilon_{r1} \pm \epsilon_{r2}}} \quad (21)$$

- 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.

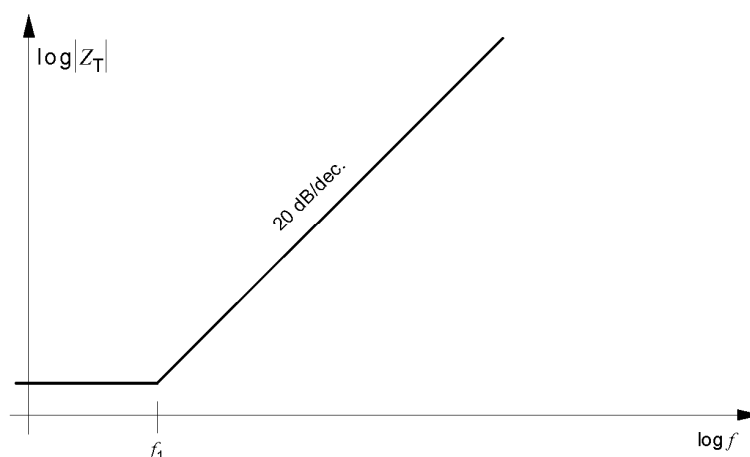
- l) Die Grenzfrequenz am fernen Ende wird durch die Dielektrizitätskonstante (ϵ_{r1}) des äußeren Systems erheblich beeinflusst. Durch Auswahl von $\epsilon_{r1} \rightarrow \epsilon_{r2}$ ergibt sich $(l \cdot f)_{cf} \rightarrow \infty$, d. h. keine Grenzfrequenz am fernen Ende. Wegen praktischer 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

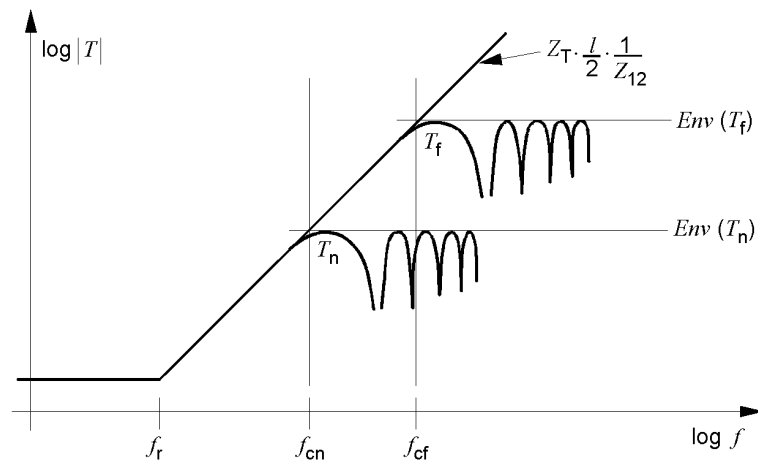


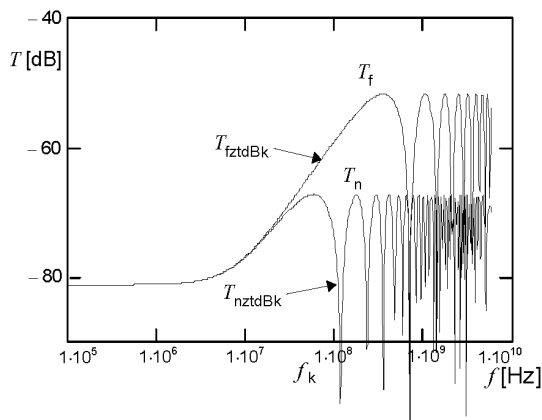
Bild 5b – Kopplungsübertragungsfunktion für das gleiche Kabel mit vernachlässigbarem Z_F ($Z_F \ll Z_T$): die Frequenzantworten der Bilder 4 und 5a sind auf logarithmischer Skala addiert

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

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

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

Bild 5 – Der Effekt der Summenfunktion

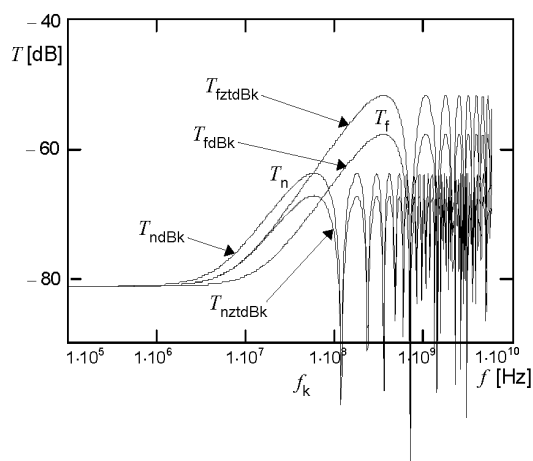


– Die Parameter der Berechnungen sind:

Z_T (d.c.) = $15 \text{ m}\Omega/\text{m}$ und Z_T (10 MHz) = $20 \text{ m}\Omega/\text{m}$

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 $Z_F = 0$

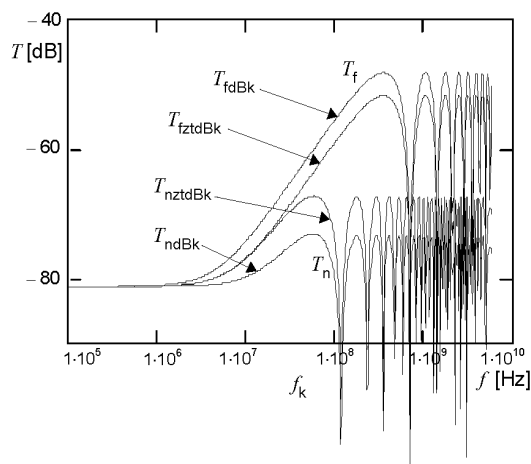


- T_n ist 3,5 dB höher und T_f 6 dB niedriger als Bild 6a weil:

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

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

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

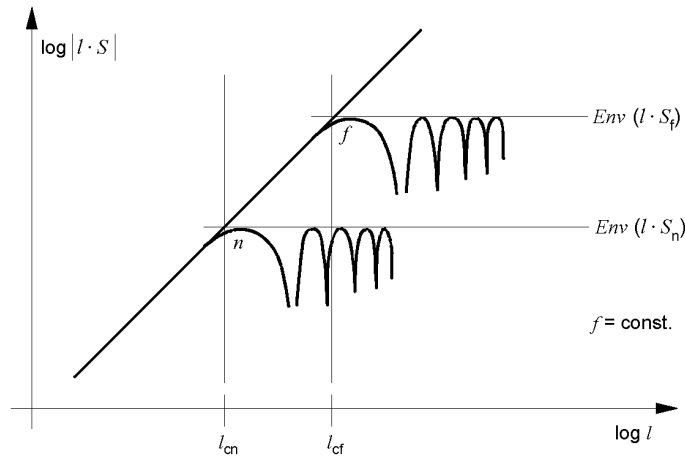
ANMERKUNG 1 T_n für nahes Ende, T_f für fernes Ende und dB bedeutet, dass $T_{n,f}$ in dB berechnet sind ($20 \lg |T_{n,f}|$).

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



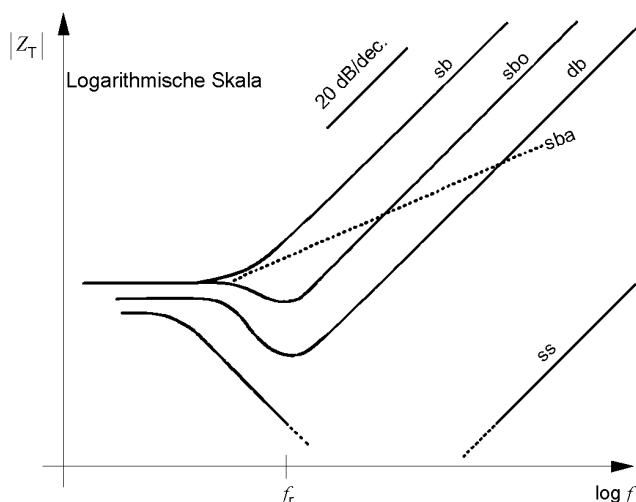
ANMERKUNG 1 Für $l > l_c$, ist der Maximalwert von T erreicht, d. h. die maximale Kopplung (oder die Schirmdämpfung) ist unabhängig von l .

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)
- sb_o 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.

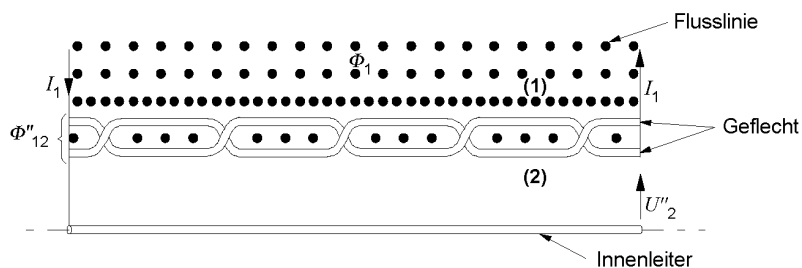


Bild 9a – Vollständiger Fluss

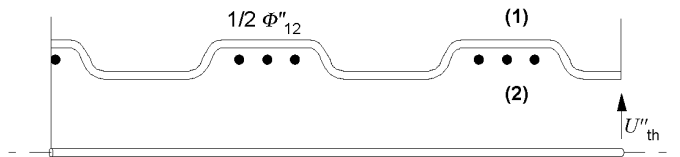


Bild 9b – Beitrag der „linken Hand“-Lage

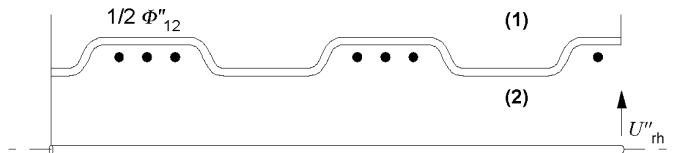


Bild 9c – Beitrag der „rechten Hand“-Lage

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 Geflechtsdrähte bringen dem inneren Kreis (2) eine gleiche Störspannung U''_2 , die durch $\Phi''_{12}/2$ induziert wird. Die Spannungen sind parallel:

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

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

Die zwei induzierten Störspannungen stehen in Opposition zueinander.

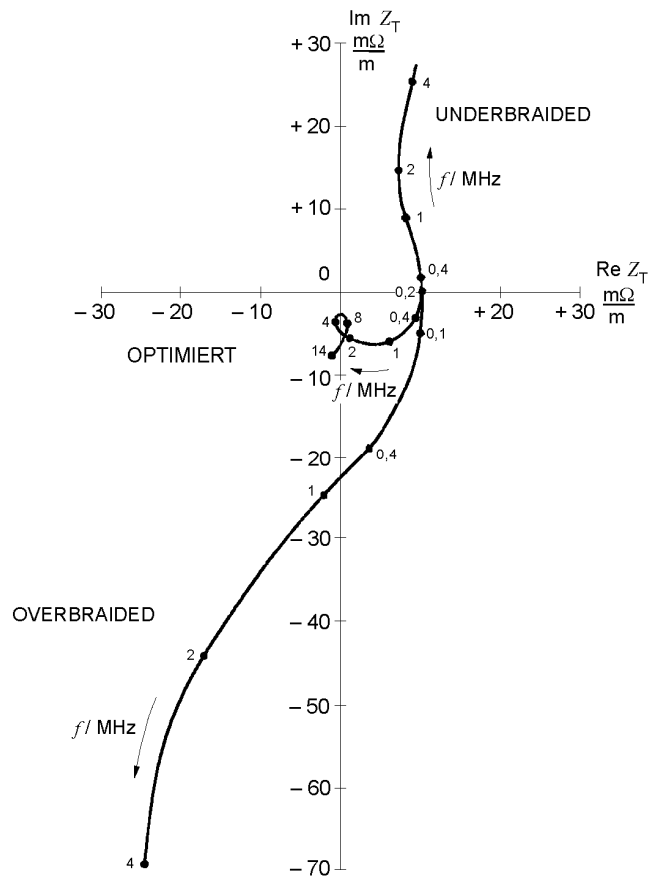


Bild 10a – Komplexe Ebene, $Z_T = \text{Re } Z_T + j \text{Im } Z_T$, Frequenz f als Parameter

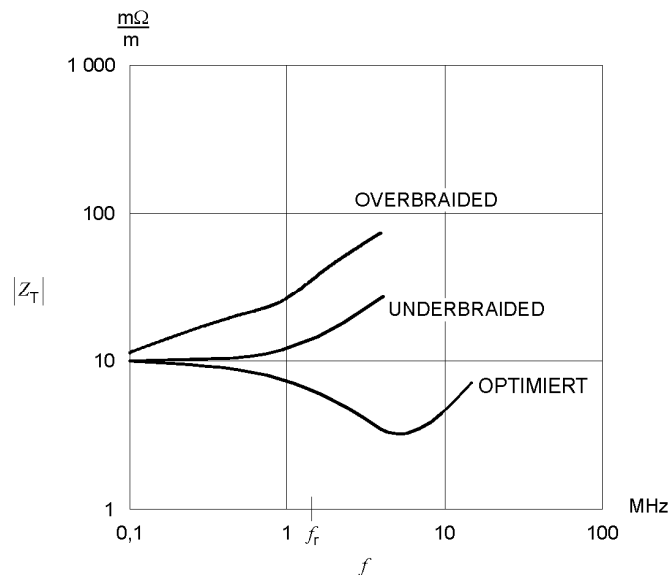


Bild 10b – Höhe (Amplitude), $|Z_T(f)|$

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

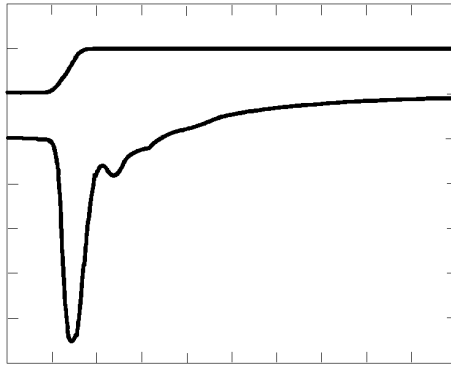


Bild 11a – Overbraided Kabel

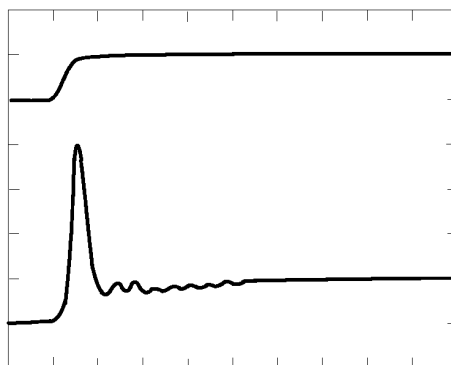


Bild 11b – Underbraided Kabel

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) = $-4,7 \times 12,5 \text{ mΩ/m} = -59 \text{ mΩ/m}$

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

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 (Lekagen)
- (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.

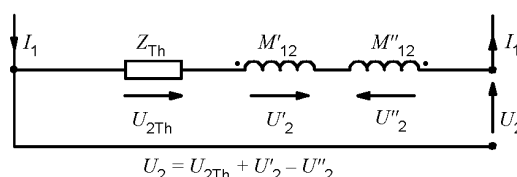


Bild 12a – Beiträge zum Kopplungswiderstand

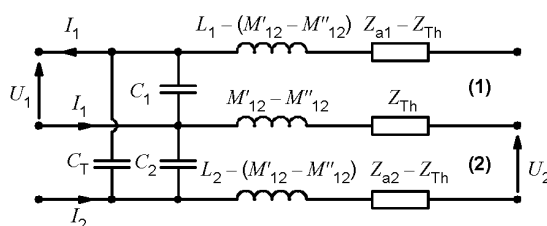


Bild 12b – Bedeutsame Elemente der Kreise (1) und (2)

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.

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 Geflechts. 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 Leakage 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 Geflechtskabeln 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 coaxialer 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 konfettierte 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 Speisedrähten (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.

Konfettierte 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.

Mehrpole 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 konfettierte Kabel anwendbar sein sollte, obwohl sie unterschiedliche Gesamtlängen aufweisen.

7.4 Berechneter maximaler Schirmpegel

Es ist wichtig, die genauen theoretischen Grenzen der Prüfeinrichtung zu kennen. Durch Kenntnis der Grenzen ist es möglich, die maximal messbare Schirmdämpfung zu berechnen. Diese Berechnung sollte durchgeführt werden, um die Stärken und Schwächen der Prüfeinrichtung zu kennen und um die Prüfeinrichtung zu optimieren.

Die folgenden Spezifikationen der Prüfeinrichtung sind für die Berechnung erforderlich:

- maximaler Eingang (Grunddrauschen);
- minimaler Eingang;
- Verstärkung/Dämpfung;
- maximaler Ausgang.

Bild 13 gibt eine Visualisierung der verschiedenen Signalpegel in einer allgemeinen Prüfeinrichtung. Die maximale Schirmung ist die Differenz zwischen dem maximal erreichbaren Eingangssignal in den Prüfling hinein und das maximal wahrnehmbare Signal aus dem Prüfling heraus, in diesem Fall 131 dB. Das Grundrauschen (NL , noise level) des Messsystems muss niedrig genug sein, um die Messung zu ermöglichen. In diesem Fall niedriger als 122 dBm. Messungen am Grundrauschen ergeben einen maximalen Fehler von 3 dB. Wenn 6 dB über dem Grundrauschen gemessen wird, beträgt der Fehler nur 1 dB.

Die Spalte des triaxialen Rohres ist zweigeteilt, um den Verlust im Rohr und die genaue maximale Schirmung zu zeigen.

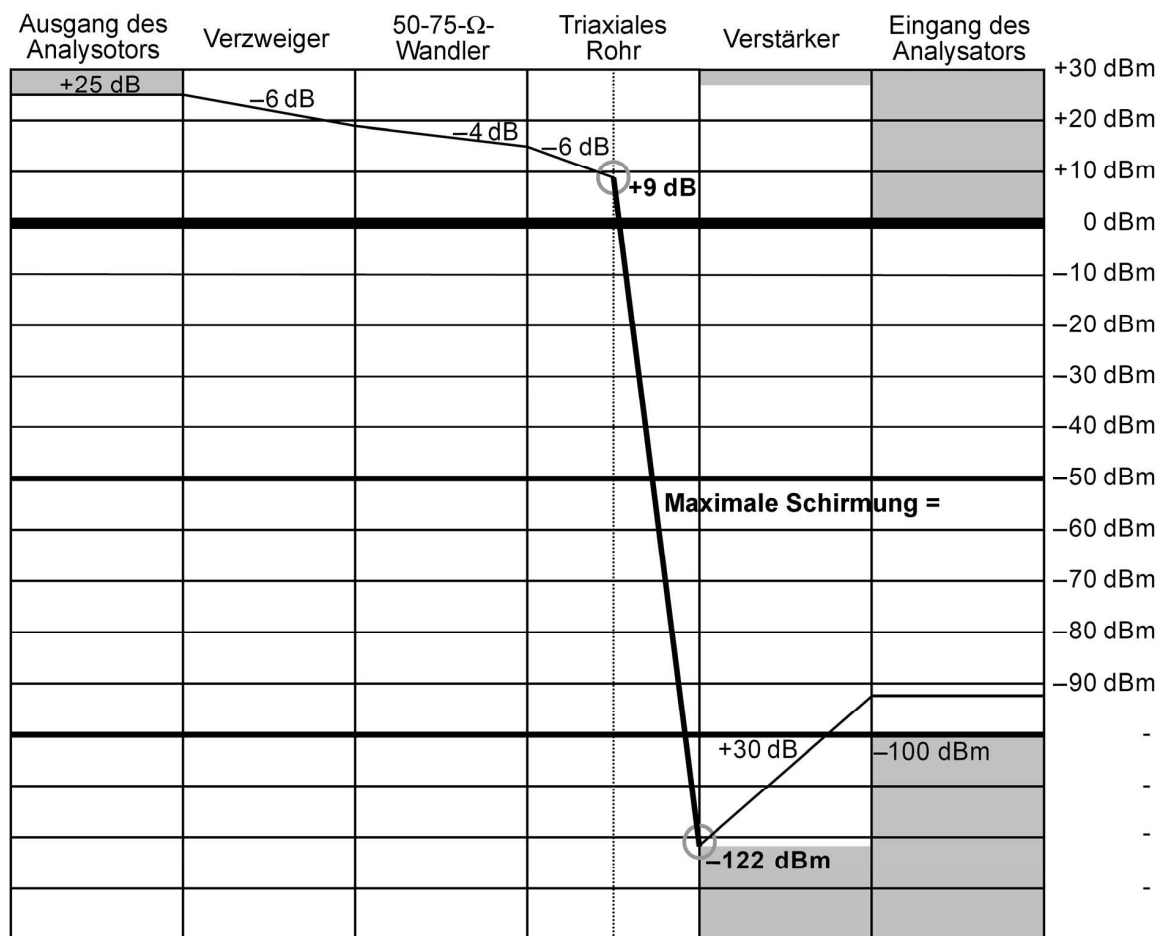


Bild 13 – Beispiel der Visualisierung des maximal messbaren Signalpegels

Unter Beachtung eines Rauschpegels der Bandbreite von 1 Hz von 173 dBm bei Raumtemperatur, (Anstieg $10 \times \log(\text{Bandbreite})$ 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 Schir- mung 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 Messver- stärker.
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.

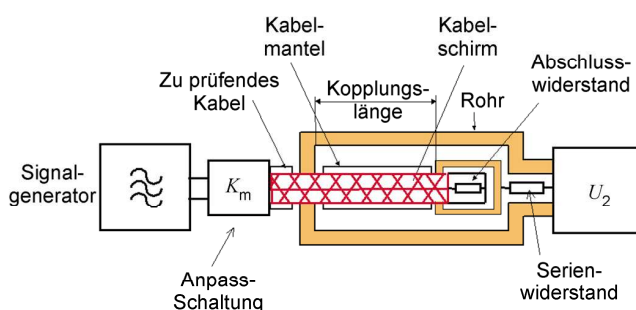


Bild 14 – Triaxiale Prüfeinrichtung zur Messung des Kopplungswiderstands Z_T

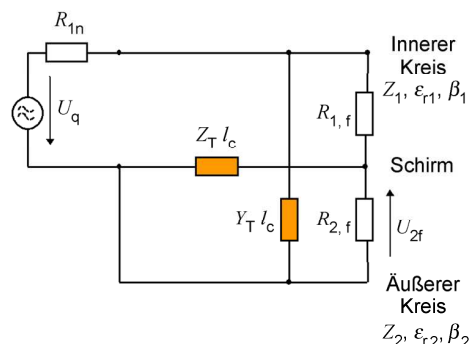


Bild 15 – Ersatzschaltbild des Triaxialverfahrens

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:

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

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

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

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

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

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

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	$w = R_{1n}/Z_1$	$r = R_{1n}/Z_1$	$v = R_{1f}/Z_1$	$n = \frac{\sqrt{\epsilon_{r2}}}{\sqrt{\epsilon_{r1}}}$
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“

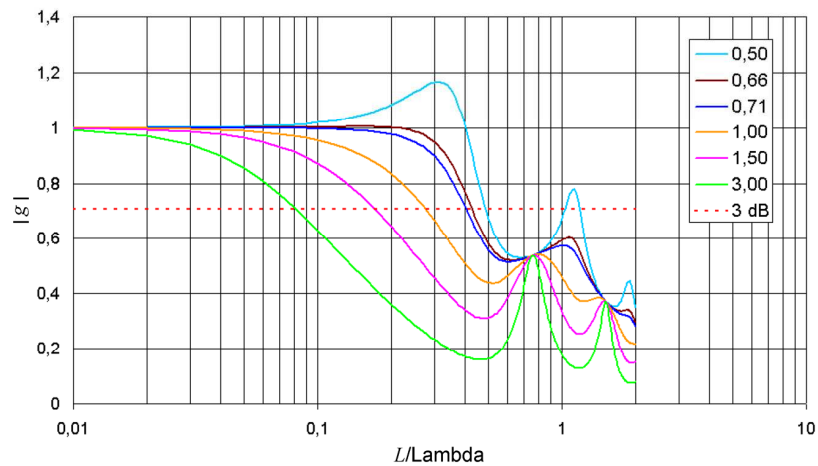


Bild 16 – Simulation des Frequenzverhaltens für verschiedene Faktoren von $\nu = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 2,3$ (massiv PE), $\epsilon_{r2} = 1,0$; $n = 0,659$

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

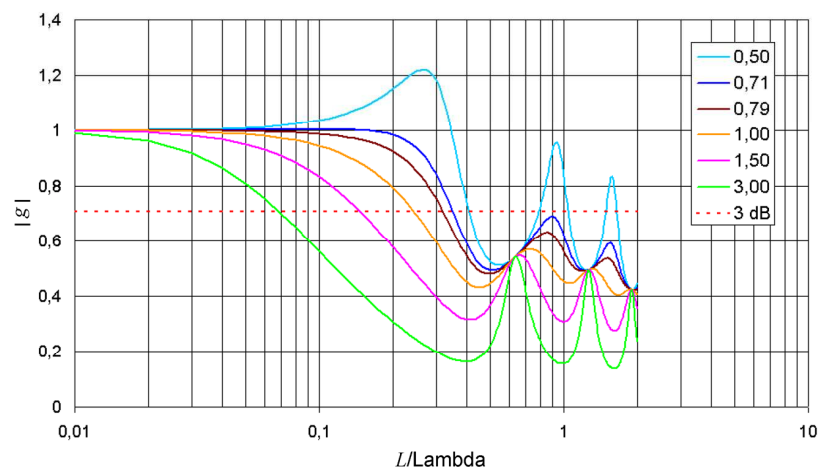


Bild 17 – Simulation des Frequenzverhaltens für verschiedene Faktoren von $\nu = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 1,6$ (geschäumtes PE), $\epsilon_{r2} = 1,0$; $n = 0,791$

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

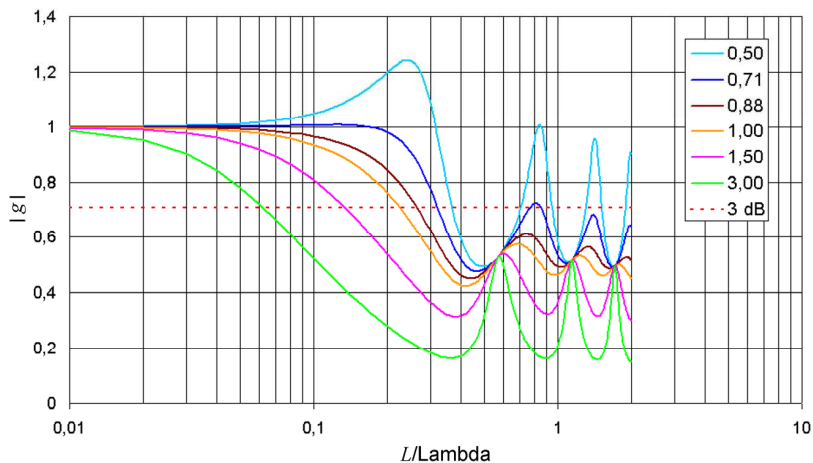


Bild 18 – Simulation des Frequenzverhaltens für verschiedene Faktoren von $\nu = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 1,3$ (geschäumtes PE); $\epsilon_{r2} = 1,0$; $n = 0,877$

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

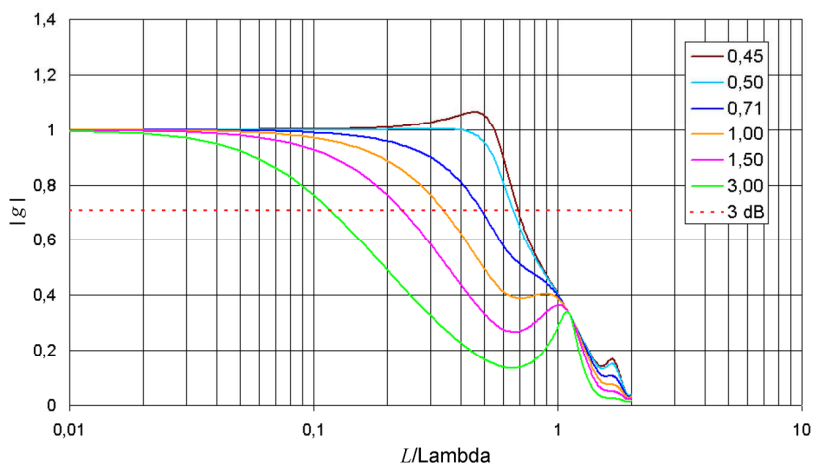


Bild 19 – Simulation des Frequenzverhaltens für verschiedene Faktoren von $\nu = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 5$ (PVC); $\epsilon_{r2} = 1,0$; $n = 0,447$

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

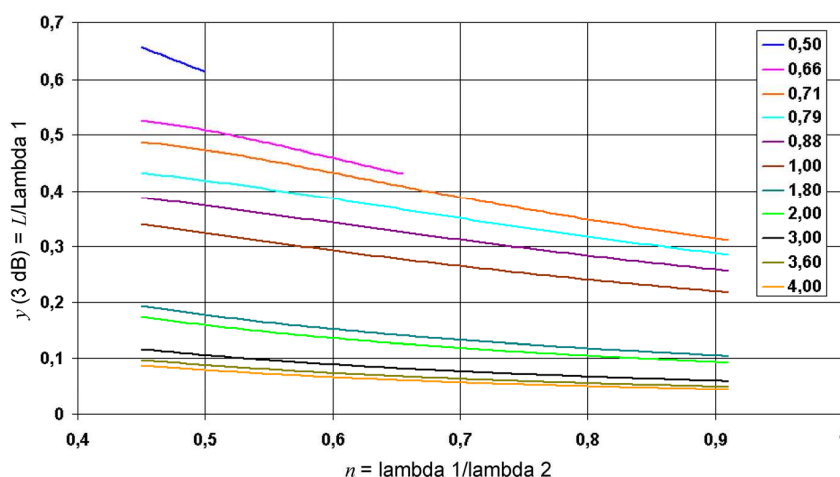


Bild 20 – Simulation der 3 dB Grenzwellenlänge (L/λ_1) als Funktion des Faktors $n = \sqrt{\epsilon_{r2}}/\sqrt{\epsilon_{r1}}$ bei unterschiedlichen Faktoren $\nu = Z_2/R_{2f}$

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

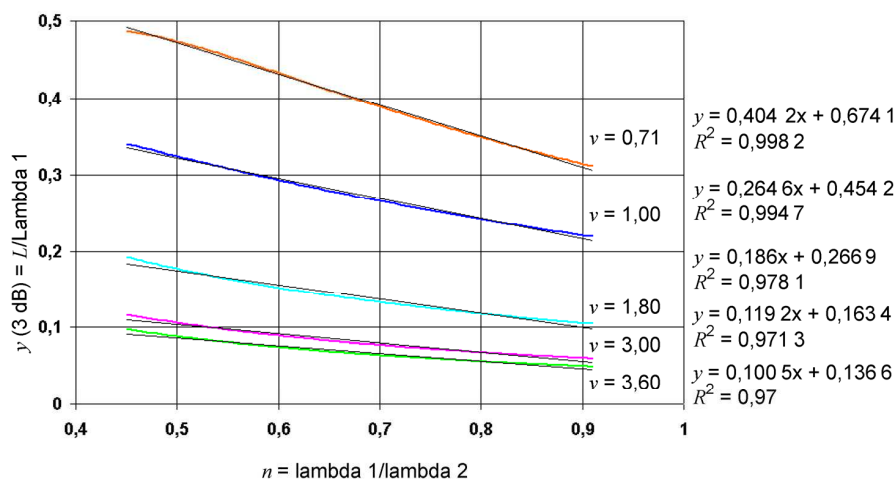


Bild 21 – Interpolation der simulierten 3 dB Grenzwellenlänge (L/λ_1) als Funktion des Faktors $n = \sqrt{\epsilon_{r2}}/\sqrt{\epsilon_{r1}}$ für unterschiedliche Faktoren $\nu = Z_2/R_{2f}$

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“	$\nu = 1/\sqrt{2}$	$(f \cdot L)_{3\text{ dB}} \approx \left[\frac{200}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} - \frac{120}{\epsilon_{r1}} \right] \cdot \text{MHz} \cdot \text{m}$	(7)
Vereinfachtes Verfahren nach EN 50289-1-6 IEC 61196-1, Verfahren 2 „direkte Speisung“	$\nu = 1$	$(f \cdot L)_{3\text{ dB}} \approx \left[\frac{135}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} - \frac{80}{\epsilon_{r1}} \right] \cdot \text{MHz} \cdot \text{m}$	(8)
	$\nu = 1,8$	$(f \cdot L)_{3\text{ dB}} \approx \left[\frac{80}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} - \frac{55}{\epsilon_{r1}} \right] \cdot \text{MHz} \cdot \text{m}$	(9)
	$\nu = 3$	$(f \cdot L)_{3\text{ dB}} \approx \left[\frac{50}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} - \frac{35}{\epsilon_{r1}} \right] \cdot \text{MHz} \cdot \text{m}$	(10)
	$\nu = 3,6$	$(f \cdot L)_{3\text{ dB}} \approx \left[\frac{40}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} - \frac{30}{\epsilon_{r1}} \right] \cdot \text{MHz} \cdot \text{m}$	(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 $\nu = 0,71$, 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 $\nu = 3$ 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.

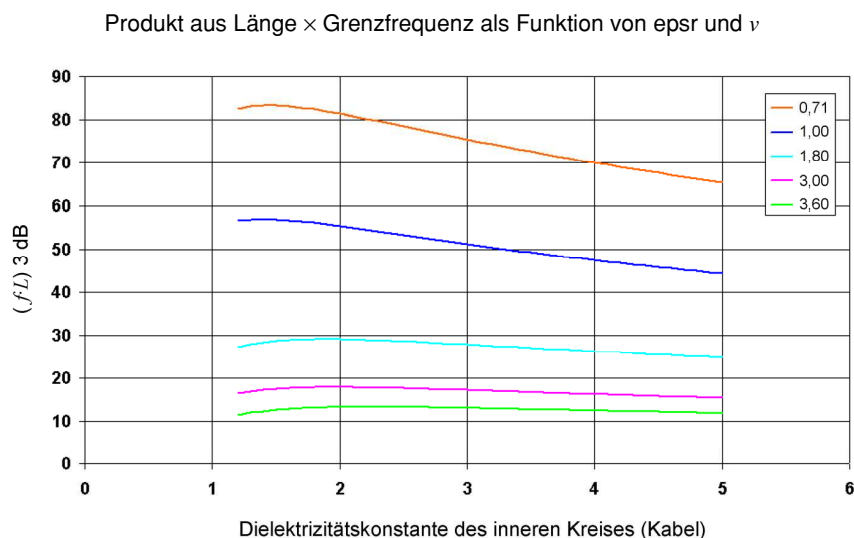


Bild 22 – 3 dB Produkt aus Länge × Grenzfrequenz als Funktion der Dielektrizitätskonstanten des inneren Kreises (Kabel) bei unterschiedlichen Faktoren $\nu = Z_2/R_{2f}$

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 ($\epsilon_{r1} = 2,3$), dass 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.

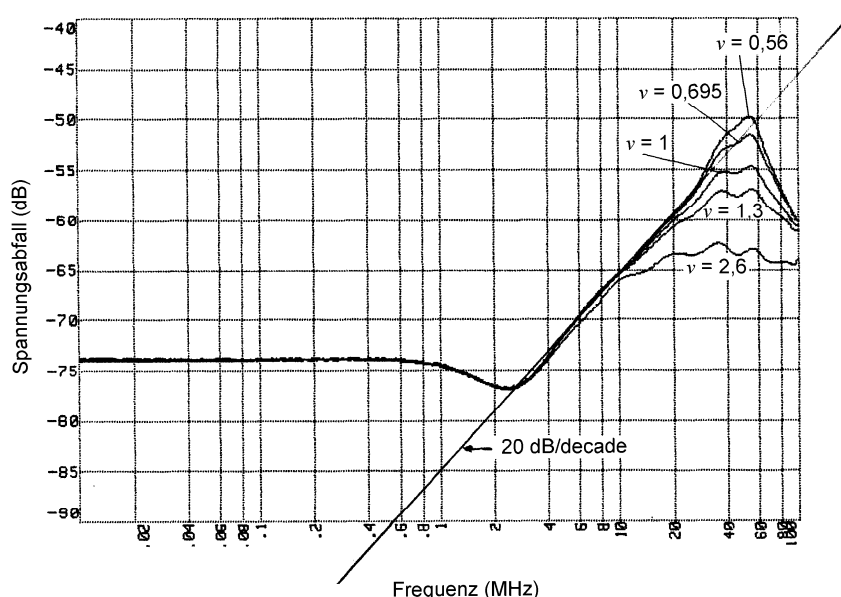


Bild 23 – Messergebnis des normalisierten Spannungsabfalls eines Schirms mit einfachem Geflecht in der triaxialen Prüfeinrichtung für unterschiedliche Faktoren von $\nu = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 2,3$ (PE), $\epsilon_{r2} = 1,0$; $n = 0,659$, $Z_2 = 130 \Omega$, $L = 1$ m

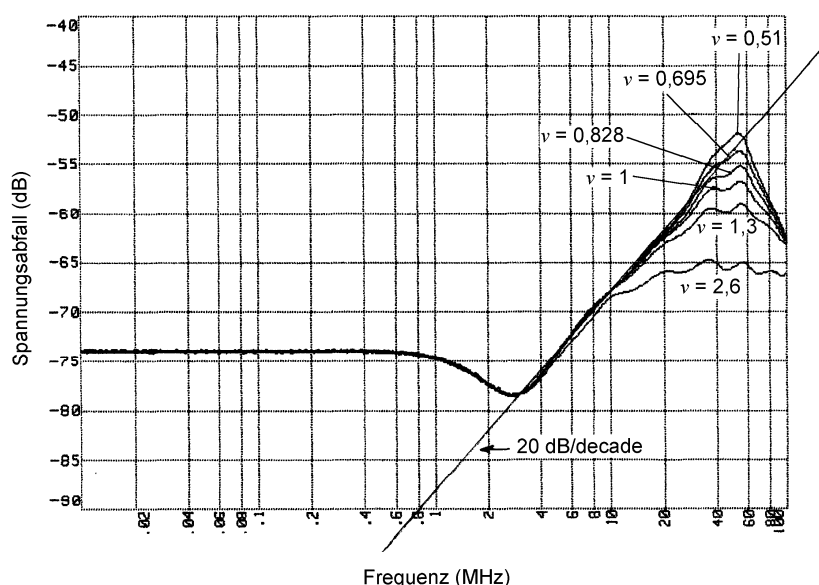


Bild 24 – Messergebnis des normalisierten Spannungsabfalls eines Schirms mit einfachem Geflecht in der triaxialen Prüfeinrichtung für unterschiedliche Faktoren von $\nu = Z_2/R_{2f}$ mit $\epsilon_{r1} = 1,6$ (CELL-PE), $\epsilon_{r2} = 1,0$; $n = 0,791$, $Z_2 = 130 \Omega$, $L = 1$ m

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.

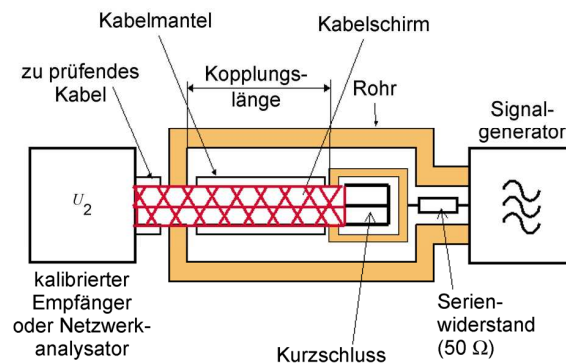


Bild 25 – Triaxiale Prüfeinrichtung (Messrohr), Verfahren mit doppeltem Kurzschluss

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.