

KABELSCHIRMUNG IM MHZ BIS GHZ FREQUENZBEREICH ERWEITERTE ANWENDUNG EINES EINFACHEN MEßVERFAHRENS

Otto Breitenbach
Alcatel Kabel

Thomas Hähner
Alcatel Kabel

Bernhard Mund
Bedea

Übersicht:

Obwohl Kabel passive Bauteile sind, die ihre Umgebung nicht stören können, ist ihr elektromagnetische Verhalten (EMV) genauso wichtig wie die EMV von aktiven Komponenten, die über Kabel miteinander verbunden sind.

Die wachsende Anwendung von Kabeln hin zu sehr hohen Frequenzen, vor allem im Bereich der Informationstechnologie und im CATV Bereich, erfordert neue Meßverfahren zur Bestimmung der Schirmungseigenschaften solcher Kabel. Diese Verfahren müssen kostengünstig, einfach handzuhaben, gut reproduzierbar und bis in den GHz Bereich anwendbar sein.

Die folgende Untersuchung zeigt, daß das altbekannte triaxiale Meßverfahren mit einseitigem Kurzschluß, welches normalerweise im unteren Frequenzbereich angewendet wird, seine Vorteile auch im GHz Bereich behält. Die Erweiterung dieses triaxialen Meßverfahrens wurde zuerst 1993 in Deutschland untersucht [1]. Nach Diskussionen und Verbesserungsanregungen in der internationalen Arbeitsgruppe IEC TC 46/WG5 ist dieses Verfahren heute ein Committee Draft for vote, IEC 46A/320/CDV, „shielded screening attenuation test method“ [2] [3]

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 . Er 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].

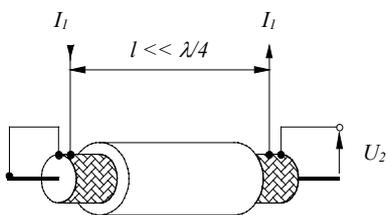


Bild 1: Definition des Kopplungswiderstandes

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

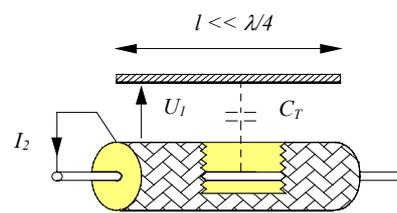


Bild 2: Definition des Durchgriffsleitwertes

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

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.

Zur Bestimmung des Kopplungswiderstandes sind zwei Meßverfahren genormt, das altbekannte triaxiale Meßverfahren nach IEC 61196-1 Abschnitt 12.2 und das Speisedrahtverfahren nach IEC 61196-1 Abschnitt 12.1. Das triaxiale Verfahren ist auf einen Frequenzbereich beschränkt in dem die Meßlänge kurz ist im Verhältnis zur Wellenlänge (höchstens etwa ein Sechstel der Wellenlänge). Bei einer Meßlänge von z.B. 1 m liegt die Anwendungsgrenze bei ca. 30 MHz. Das Speisedrahtverfahren ist bis zu einem Frequenzbereich von 3 GHz anwendbar [6]. Dies setzt jedoch voraus, daß der Wellenwiderstand und die Ausbreitungsgeschwindigkeit in der Speisedrahtschleife angepaßt sind. Dadurch wird die Anwendung bis in den GHz Bereich erheblich erschwert.

Die Meßverfahren für den Durchgriffsleitwert nach IEC61196-1 Abschnitt 12.3 haben ihre Grenze unter 1 MHz. Erfahrungsgemäß ist die Durchgriffskapazität C_T zumindest bis 1000 MHz unabhängig von der Frequenz [5], daher darf man das Meßergebnis des Durchgriffsleitwert Y_T proportional auf hohe Frequenzen umrechnen.

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 logarithmischem Maß als Schirmdämpfung angeben.

Häufig verwendet man bei der Bestimmung der Schirmdämpfung das altbekannte Absorberzangenverfahren nach IEC 61196-1 Abschnitt 12.4. 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.

3. Theorie des triaxialen Meßverfahrens

Aufgrund der bekannten Umkehrbarkeit von störendem und gestörtem Meßkreis entspricht die vorgesehene, in Bild 3 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 4 erleichtert das Verständnis für die formalen Zusammenhänge, ungeachtet der vereinfachten Darstellung längsgleichmäßiger Kopplungsbeläge durch konzentrierte Schaltelemente.

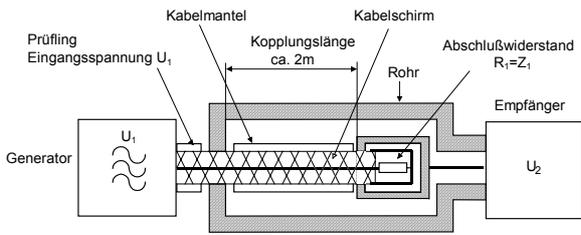


Bild. 3: triaxialer Meßaufbau für Schirmdämpfung

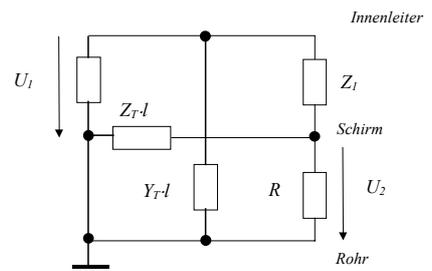


Bild. 4: Ersatzschaltbild der Stromkreise des triaxialen Meßverfahrens

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
- $\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2$ 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
- $Y_T = j 2\pi f C_T$ Kapazitiver Durchgriffsleitwertbelag
- $Z_F = Z_1 Z_2 Y_C$ Kapazitiver Kopplungsimpedanzbelag
- $Z_T = R_T + j 2\pi f M_T$ 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 4 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 frequenzproportionalen 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].

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

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 statt dessen 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

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

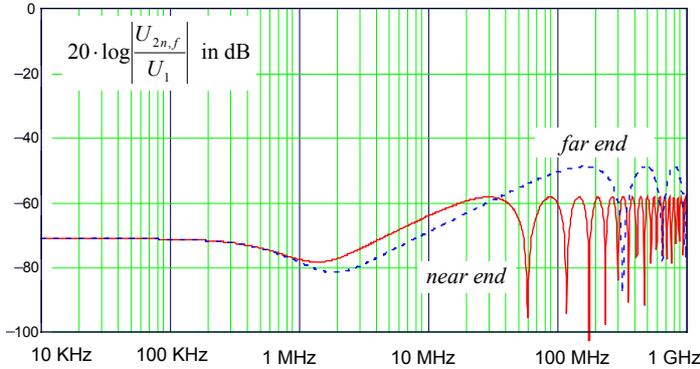


Bild 5.: Rechenbeispiel des Störspannungsverhältnisses für ein typisches Koaxialkabel mit Einfachgeflecht ausgegangen von:

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

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

$$R = 50 \ \Omega \quad l = 2 \text{ m}$$

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 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

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

Ein anderer Weg zur Berechnung der Störspannung ist in [10] beschrieben. Unter Anwendung der Funktionsgleichung (Bild 6)

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

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

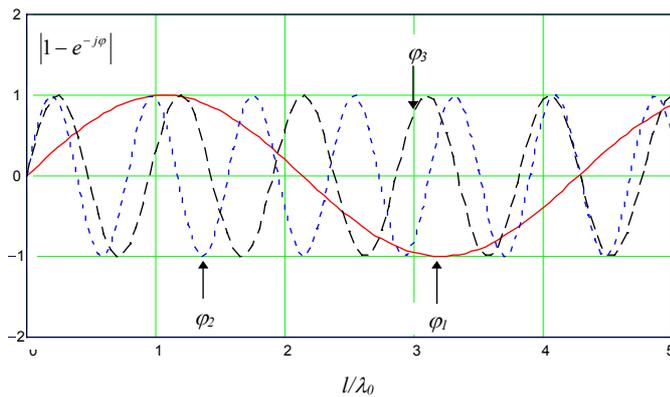


Bild 6.: gerechnete Perioden für $\epsilon_{r1} = 2,3$ und $\epsilon_{r2} = 1,1$

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

In Bild 7 ist der theoretische Kurvenverlauf des Spannungsverhältnisses dargestellt. Einmal mit logarithmischem Frequenzmaßstab zur Dehnung des unteren Bereichs und mit linearem Maßstab bis hin zu sehr hohen Frequenzen.

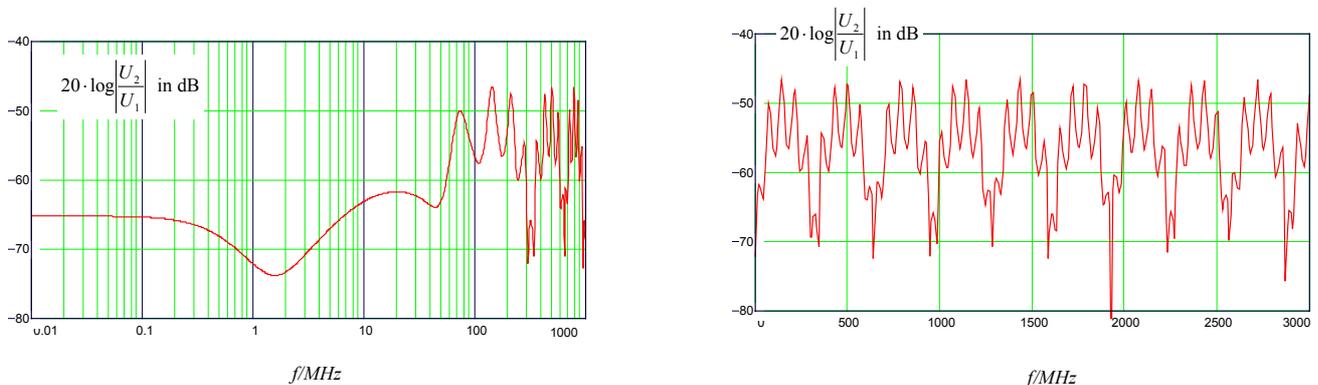


Bild 7.: gerechnetes Spannungsverhältnis, ausgegangen von:

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

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 Glg. (3-7) und (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 Glg. (3-2), (3-3)

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

C_T , Z_2 , \square_{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 $C_T Z_2$ 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 \square_{r2} vernachlässigbar, wenn der Meßrohraufbau die Forderung einer Wellenausbreitung angenähert wie im freien Raum berücksichtigt und $\square_{r2} \approx 1,0$ 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 6 und 7 erkennt man, daß der Anstieg der Einhüllenden mit dem ersten Maximum der großen Periode erreicht wird, also wenn:

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

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

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

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.

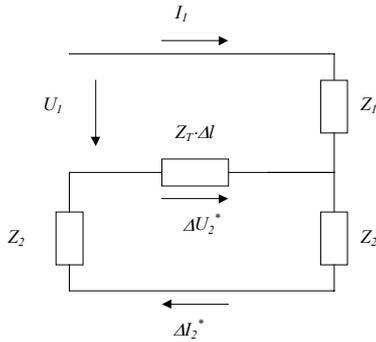


Bild. 8 Ersatzschaltbild für ein elektrisch kurzes Stück der Länge Δl und vernachlässigter kapazitiver Kopplung

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:

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

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

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

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:

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

5. Normalisierte Schirmdämpfung

Aus Glg. (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 Glg. (3-10), (4-8) und (5-1) und Vernachlässigung von Z_F ergibt sich die Differenz Δa zwischen der normalisierten und der gemessenen Schirmdämpfung zu:

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

wobei $\varepsilon_{r2,t} \approx 1,1$ 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
$\varepsilon_{r2,n}$	1,9	1,7	1,3	1,1
Δa in dB	-12	-11	-8	-2

6. Meßergebnisse

Meßkurven geläufiger Kabeltypen bestätigen die theoretischen Grundlagen und Folgerungen. Das Störspannungsverhältnis U_2/U_1 wurde mit einem Netzwerkanalysator mit 50Ω Systemwiderstand gemessen. Die gemessene Schirmdämpfung a_s der folgenden Kabeltypen ist in den Bildern 9 bis 13 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 7 erscheinen – treten beim einfachen Geflechtschirm besonders deutlich hervor (Bild 9). 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 9,10). 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.

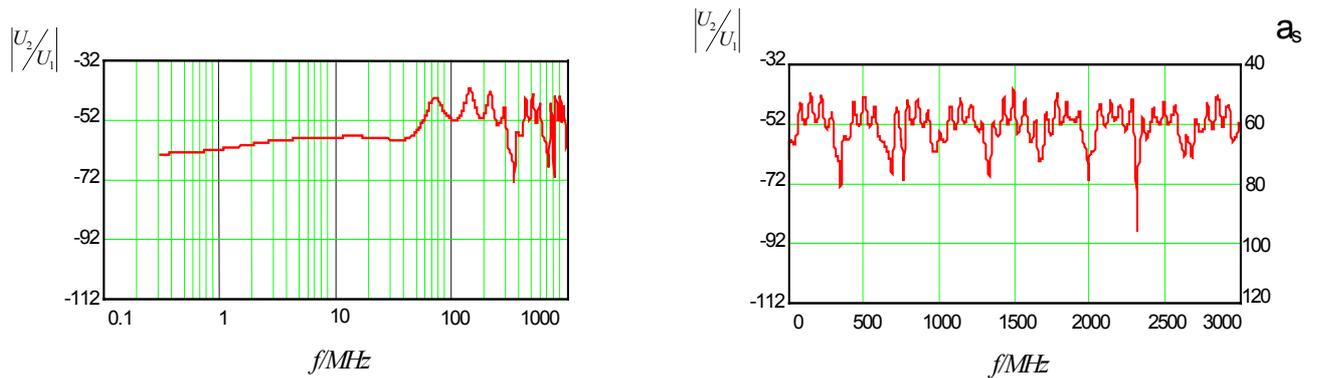


Bild. 9: Frequenzgang des logarithmischen Spannungsverhältnis $|U_2/U_1|$ in dB (linke Skala) und Schirmdämpfung a_s (rechte Skala) des Kabeltyp RG 58 mit Einfachgeflecht, Wirklänge $l = 2$ m

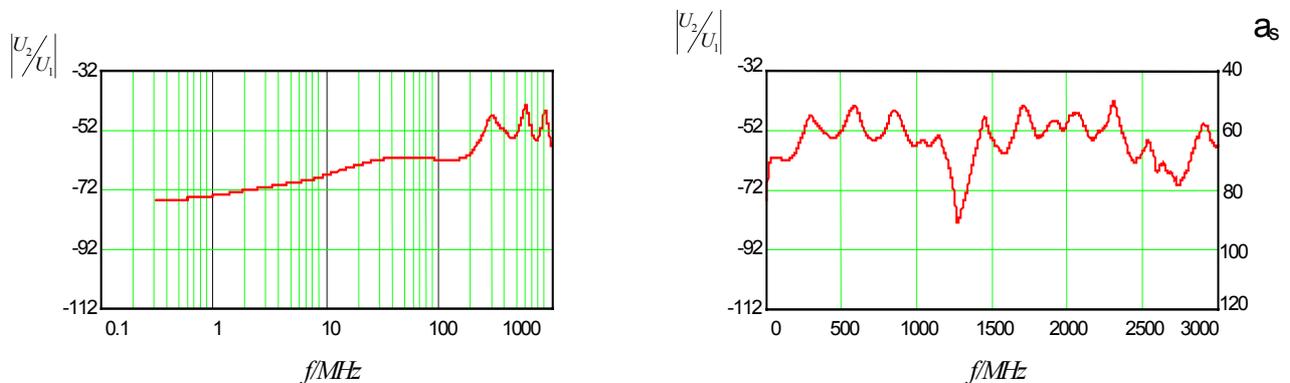


Bild. 10: Frequenzgang des logarithmischen Spannungsverhältnis $|U_2/U_1|$ in dB (linke Skala) und Schirmdämpfung a_s (rechte Skala) des Kabeltyp RG 58 mit Einfachgeflecht, Wirklänge $l = 0,5$ m

Der Frequenzabstand der Scheitelwerte und die gemessene Schirmdämpfung sind von der Differenz der Ausbreitungsgeschwindigkeiten zwischen Primär- und Sekundärkreis abhängig (Glg. 3-7, 3-10). Dieser Zusammenhang wird besonders in Bild 11 und 12 deutlich. Die Kabelabmessungen und der Kabelschirm beider Kabel ist identisch, aber die relative Dielektrizitätskonstante und somit die Differenz der Ausbreitungsgeschwindigkeiten sind unterschiedlich. In Bild 11 hat man $\epsilon_{r1}=2,3$ und eine Differenz der Ausbreitungsgeschwindigkeiten von $|\Delta v/v_1| \approx 45\%$ wohingegen in Bild 12 $\epsilon_{r2}=1,7$ und $|\Delta v/v_1| \approx 24\%$ sind. Daher ergibt sich in Bild 12 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 (Bild 13) 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.

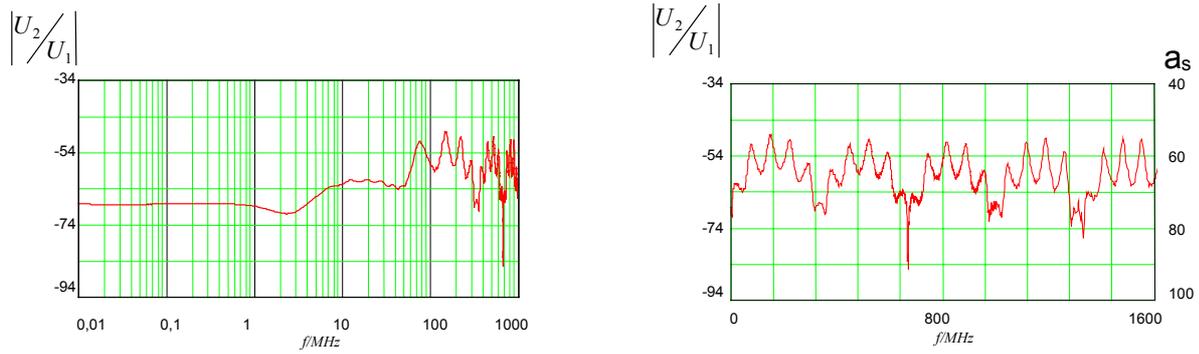


Bild 11: Frequenzgang des logarithmischen Spannungsverhältnis $|U_2/U_1|$ in dB (linke Skala) und Schirmdämpfung a_s (rechte Skala) des Kabeltyp HF 75 0,7/4,8 2YCY, $\square_{r1}=2,3$, $|\Delta v/v_1|=45\%$, Wirklänge $l = 2$ m

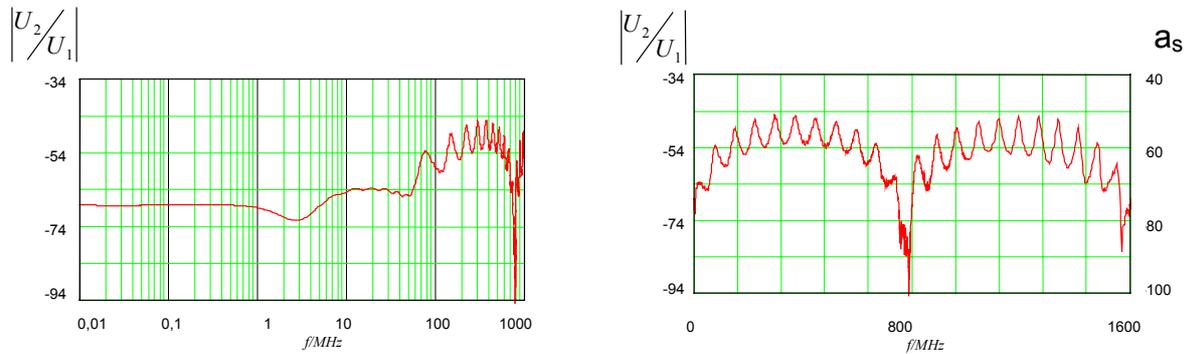


Bild 12: Frequenzgang des logarithmischen Spannungsverhältnis $|U_2/U_1|$ in dB (linke Skala) und Schirmdämpfung a_s (rechte Skala) des Kabeltyp HF 75 1,0/4,8 02YCY, $\square_{r1}=2,3$, $|\Delta v/v_1|=24\%$, Wirklänge $l = 2$ m

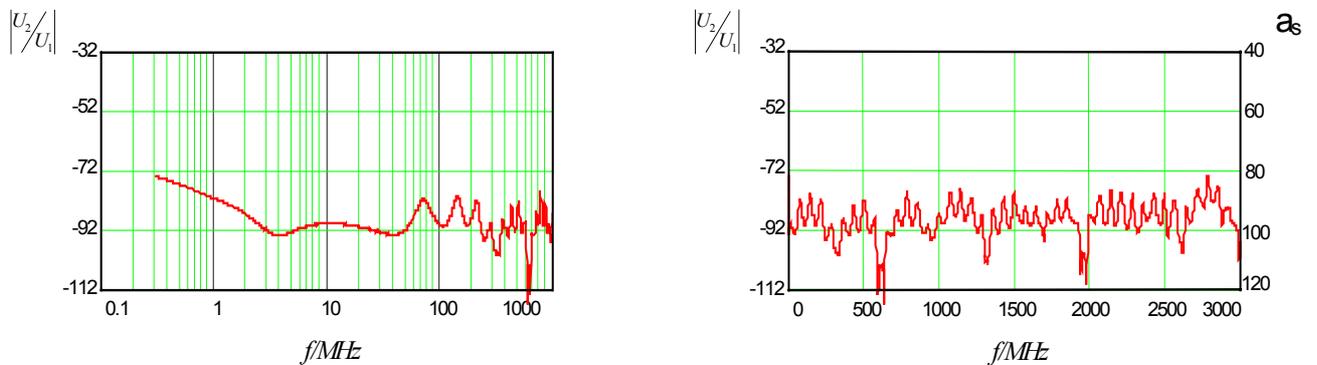


Bild 13: Frequenzgang des logarithmischen Spannungsverhältnis $|U_2/U_1|$ in dB (linke Skala) und Schirmdämpfung a_s (rechte Skala) des Kabeltyp RG 223 mit Doppelgeflecht, Wirklänge $l = 2$ m

7. Vergleich mit dem Absorberzangen-Meßverfahren

Im Absorberzangenverfahren nach IEC 61196-1 Abschnitt 12.4 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	Absorberzangenver- fahren	Triaxiales Verfahren
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

8. Praktische Ausführung des Meßaufbaus

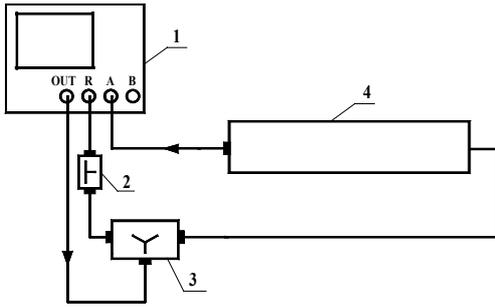
Der Meßaufbau zur Bestimmung des Schirmdämpfung entspricht im Prinzip dem Aufbau bei der Messung der Dämpfung von HF Komponenten. Das zu prüfende Kabel wird an den HF-Generator und der Ausgang des Meßrohres an den Meßempfänger angeschlossen. Üblicherweise verwendet man Netzwerkanalysatoren, die Generator und Empfänger in einem Gerät kombinieren. (Siehe Bild 3 und 14).

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 15).

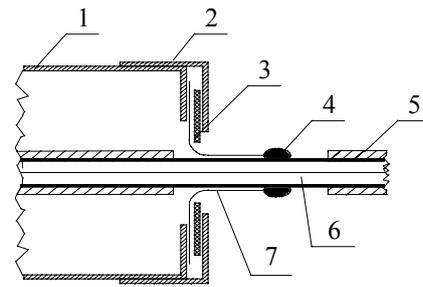
Das Kontaktgeflecht einmal vorbereitet kann mehrmals benutzt werden. Eine Lötverbindung zwischen Kabelschirm und Meßrohr – wie im klassischen Triaxialverfahren – ist somit nicht mehr nötig. Dadurch vereinfacht und verkürzt sich die Vorbereitung des Prüflings.

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 3).



1 Netzwerkanalysator
2 Dämpfungsglied 20 dB
3 Leistungsteiler
4 Meßrohr

Bild. 14: schematische Zusammenstellung des Meßaufbaus zur Bestimmung der Schirmdämpfung a_s



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

Bild. 15: 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. 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:

$$\frac{|R_{\text{termination}} - Z_1|}{Z_1} \cdot 100\% \leq 10\% \quad (9-1)$$

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 Schirmkappe und dem Meßrohr gebildet wird, ergibt sich zu:

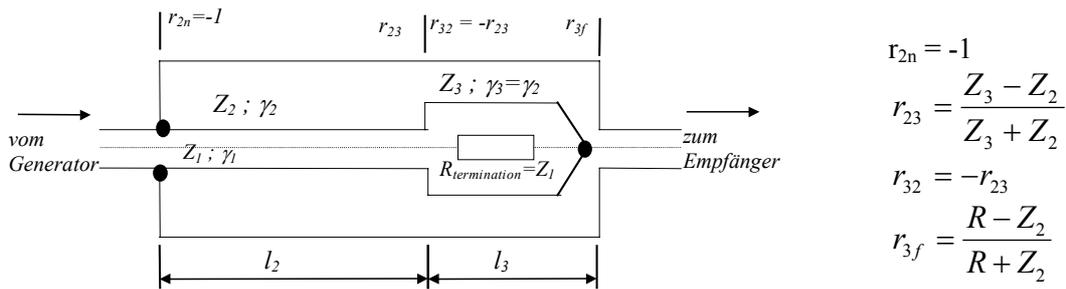
$$Z_2 \approx \frac{60\Omega}{\sqrt{\epsilon_{r2}}} \cdot \ln\left(\frac{D_m}{D_a}\right) \quad Z_3 \approx \frac{60\Omega}{\sqrt{\epsilon_{r2}}} \cdot \ln\left(\frac{D_m}{D_{\text{case}}}\right) \quad (9-2)$$

wobei

- D_a Außendurchmesser des Kabelschirms
- D_{case} Außendurchmesser der Schirmkappe
- D_m Innendurchmesser des Meßrohrs

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

Bild 16 veranschaulicht die theoretischen Zusammenhänge.



$$\begin{aligned} r_{2n} &= -1 \\ r_{23} &= \frac{Z_3 - Z_2}{Z_3 + Z_2} \\ r_{32} &= -r_{23} \\ r_{3f} &= \frac{R - Z_2}{R + Z_2} \end{aligned}$$

Bild 16: 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 Glg. (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:

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

In Bild 17 und 18 ist das gerechnete Störspannungsverhältnis, für einen Kabelschirm wie in Bild 7, für verschiedene Dimensionen der Schirmkappe dargestellt.

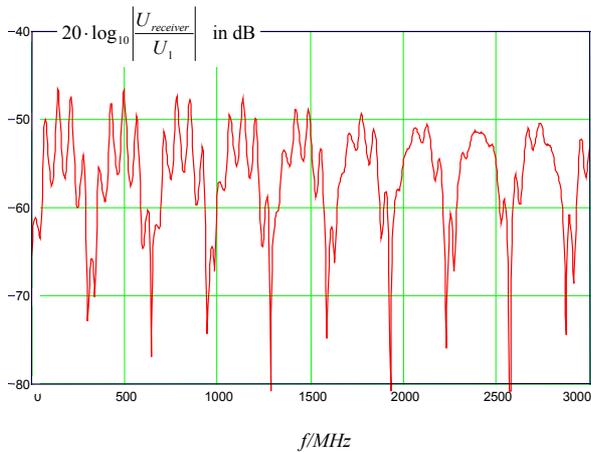


Bild 17: berechnetes Störspannungsverhältnis unter Berücksichtigung von Mehrfachreflexionen, verursacht durch die Schirmkappe. Verwendete Größen:

$$\begin{aligned}
 C_T &= 0,02 \\
 M_T &= 0,4 \text{ nH/m} \\
 R &= 50 \ \Omega & Z_1 &= 50 \ \Omega & \varepsilon_{r1} &= 2,3 \\
 Z_2 &= 120 \ \Omega & \varepsilon_{r2} &= 1,1 & l_2 &= 2 \text{ m} \\
 Z_3 &= 90 \ \Omega & \varepsilon_{r2} &= 1,1 & l_3 &= 0,03
 \end{aligned}$$

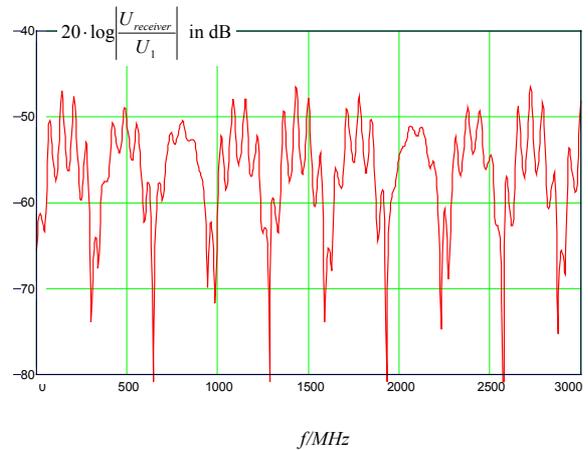


Bild 18: berechnetes Störspannungsverhältnis unter Berücksichtigung von Mehrfachreflexionen, verursacht durch die Schirmkappe. Verwendete Größen:

$$\begin{aligned}
 C_T &= 0,02 \\
 M_T &= 0,4 \text{ nH/m} \\
 R &= 50 \ \Omega & Z_1 &= 50 \ \Omega & \varepsilon_{r1} &= 2,3 \\
 Z_2 &= 120 \ \Omega & \varepsilon_{r2} &= 1,1 & l_2 &= 2 \text{ m} \\
 Z_3 &= 90 \ \Omega & \varepsilon_{r2} &= 1,1 & l_3 &= 0,1 \text{ m}
 \end{aligned}$$

Um unerwünschte Reflexionen an der Schirmkappe zu verhindern, muß man den Reflexionsfaktor r_{23} oder (und) r_{3f} minimieren. In der Praxis hat es sich bewährt die Schirmkappe 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 Glg. (3-9) entspricht.

10. Ausblick

Der Frequenzbereich, in dem symmetrische Kabel betrieben werden, hat mittlerweile – zumindest im Laboreinsatz – die GHz-Marke überschritten. In der Datentechnik werden beispielsweise im Etagenbereich zum Anschluß der Endgeräte fast ausschließlich symmetrische paarverseilte Kabel eingesetzt. Daher muß auch das EMV Verhalten dieser Kabel bestimmt werden.

Ihr Verhalten gegen elektromagnetische Beeinflussungen hängt von beiden, der Unsymmetriedämpfung a_u des Paares und der Schirmdämpfung a_s des Schirms ab. EMV. Die Summe aus Unsymmetriedämpfung und Schirmdämpfung bezeichnet man als Kopplungsdämpfung a_c .

Mit dem oben beschriebenen triaxialen Meßverfahren läßt sich auch die Kopplungsdämpfung a_c bestimmen, wenn das Paar symmetrisch betrieben wird (differential mode), siehe Bild 19. Diese Möglichkeit wird zur Zeit näher untersucht. Erste Ergebnisse sind vielversprechend.

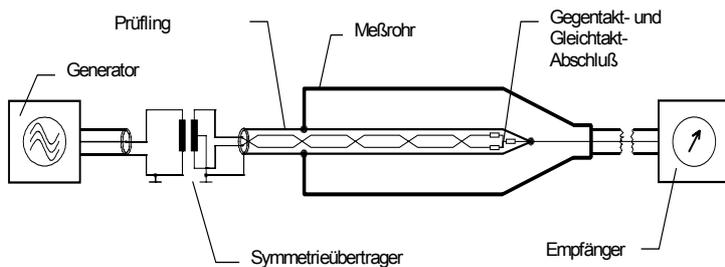


Bild. 19: Meßaufbau für die Bestimmung der Kopplungsdämpfung von symmetrischen Leitungen.

Literaturverzeichnis

- [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