

HEINRICH-HERTZ-INSTITUT FÜR SCHWINGUNGSFORSCHUNG  
BERLIN-CHARLOTTENBURG

# Technischer Bericht Nr. 1

Die Messung des Kopplungswiderstandes  
von Kabelabschirmungen bei hohen Frequenzen

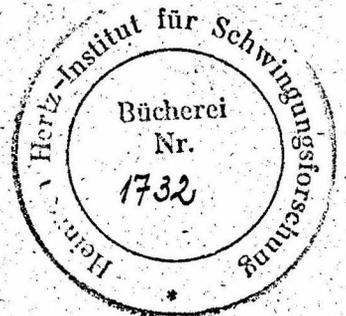
Dr.-Ing. HEINZ JUNGFER

1 9 5 6

Die Messung des Kopplungswiderstandes von Kabelabschirmungen bei hohen Frequenzen.

Zusammenfassung

Auf Grund allgemeiner Beziehungen werden einfache Messverfahren zur Bestimmung des Kopplungswiderstandes von Kabelabschirmungen bei hohen Frequenzen abgeleitet. Die verschiedenen Messverfahren werden im Frequenzbereich von 10 bis 1000 MHz miteinander verglichen und zeigen befriedigende Uebereinstimmung.



Heinrich-Hertz-Institut für Schwingungsforschung

Der Bearbeiter

gez: Jungfer  
(Dr.-Ing. H. Jungfer)

Abteilungsleiter

gez. Gundlach  
(Prof. Dr.-Ing. F.W. Gundlach)

Institutsdirektor

gez. Rothert  
(Prof. Dr.-Ing. G. Rothert)

Berlin-Charlottenburg, den 30.Mai 1956

# Die Messung des Kopplungswiderstandes von Kabelabschirmungen bei hohen Frequenzen

## Allgemeines

Die Wirksamkeit einer Kabelabschirmung kann vorteilhaft durch die Angabe ihres Kopplungswiderstandes beschrieben werden. Fließt auf der einen Seite der Abschirmung ein - beispielsweise von irgendeinem Störer herrührender - Strom, so ruft er durch die Abschirmung hindurch auch auf der anderen Seite der Abschirmung eine Spannung in Richtung der Stromlinien hervor. Je kleiner diese Spannung ist, desto besser ist die Abschirmung. Daher ist bei elektrisch kurzen Abschirmungen das Verhältnis dieser Spannung zu dem sie verursachenden Strom ein Maß für die Güte der Abschirmung; es wird, da es die Dimension Ohm hat, als Kopplungswiderstand (mutual impedance, surface transfer impedance) bezeichnet und bei Kabeln zweckmässig auf die Längeneinheit bezogen angegeben. In der Bezeichnungsweise der Vierpoltheorie stellt der Kopplungswiderstand einen Kernwiderstand dar.

## Rechnerische Grundlagen

Ueber Messungen des Kopplungswiderstandes ist schon mehrfach berichtet worden [1, 2, 3, 4]. Die grundsätzliche Messanordnung für Kabelabschirmungen ist in Abb. 1 wiedergegeben. Bei niedrigen Frequenzen ist die Leerlaufausgangsspannung  $V_{2l}$  des beeinflussten Systems 2 direkt proportional der Länge  $l$  des zu untersuchenden Kabelstückes, und der Kopplungswiderstand ergibt sich sehr einfach aus dem Verhältnis dieser Spannung zu dem Eingangsstrom  $I_{10}$  des kurzgeschlossenen Leitungssystems 1. Bei hohen Frequenzen, d.h. bei solchen, bei denen die Länge der zu untersuchenden Abschirmung nicht mehr sehr klein gegen die auf den Leitungssystemen 1 und 2 auftretenden Wellenlängen ist, hängt bei konstanter Erregung des Systems 1 die Ausgangsspannung des Systems 2 in ziemlich verwickelter Weise von der Frequenz ab. In Abb. 2 ist ein Beispiel einer derartigen Messung gezeigt. Es treten zahlreiche durch Resonanzen hervorgerufene Spannungs-

maxima auf, so dass der Kopplungswiderstand bei hohen Frequenzen nur sehr umständlich aus dem Verhältnis  $I_{2L}/I_{1c}$  berechnet werden kann. Daher ist vorgeschlagen worden [2], in diesem Frequenzgebiet den Kopplungswiderstand nur an den Resonanzstellen selbst zu bestimmen, weil sich hier einfachere Beziehungen ergeben. Die Berechnung in der genannten Arbeit geht jedoch von einer falschen Vorstellung aus; die durch den Kopplungswiderstand in jedem Leitungselement hervorgerufene Störspannung tritt nicht als Querspannung, sondern als Längsspannung auf. Man findet die richtigen, für beliebige Frequenzen gültigen Beziehungen aus folgender Betrachtung.

In Abb. 3 ist ein Querschnitt durch die beiden Leitungen und in Abb. 4 ein Längenelement der beeinflussten Leitung 2 gezeichnet. Die von der Leitung 1 herrührende Spannung ist durch  $\mathcal{U}_K \cdot \mathcal{J}_{1x}$  dargestellt. Die Differentialgleichung für die Leitung 2 lautet dann

$$-\frac{d\mathcal{U}_{2x}}{dx} = \mathcal{J}_{2x}(R_2 + j\omega L_2) - \mathcal{J}_{1x} \cdot \mathcal{R}_K \quad (1a)$$

$$-\frac{d\mathcal{J}_{2x}}{dx} = \mathcal{U}_{2x}(G_2 + j\omega C_2). \quad (1b)$$

Da die Rückwirkung des Systems 2 auf das System 1 praktisch vernachlässigbar klein ist, darf für  $\mathcal{J}_{1x}$  der für eine gewöhnliche unbeeinflusste Leitung geltende Wert

$$\mathcal{J}_{1x} = \mathcal{J}_{10} \cdot \frac{L_0}{L_1} \cdot \frac{\mathcal{U}_{10}}{\mathcal{U}_1} \cdot \frac{\mathcal{U}_{1x}}{\mathcal{U}_1} \quad (2)$$

eingesetzt werden. Führt man Gleichung (2) in Gleichung (1a) ein und vereinigt man (1a) mit (1b), so folgt mit

$$\gamma_2 = \sqrt{(R_2 + j\omega L_2)(G_2 + j\omega C_2)} \quad \text{und} \quad \beta_2 = \sqrt{(R_2 + j\omega L_2) / (G_2 + j\omega C_2)} \quad (1c)$$

$$\frac{d^2 \mathcal{U}_{2x}}{dx^2} - \gamma_2^2 \mathcal{U}_{2x} = \mathcal{R}_K \frac{d\mathcal{J}_{1x}}{dx}$$

Diese lineare inhomogene Differentialgleichung kann nach bekannten Verfahren - für  $\gamma_1 \neq \gamma_2$  z.B. durch den Ansatz

$$u_{2x} = A \cdot \cos \gamma_2 x + B \cdot \sin \gamma_2 x + C \cdot \cos \gamma_1 x + D \cdot \sin \gamma_1 x \quad (1d)$$

gelöst werden. Die Konstanten A, B, C und D findet man, wenn man mit dem Ansatz (1d) in die Differentialgleichung (1c) hineingeht, aus den Anfangsbedingungen.

Für einen Abschnitt der Länge  $l$ , dessen Leitung 1 bei  $x = 0$  gespeist wird, ergeben sich daraus die allgemein gültigen Beziehungen

$$u_{2l} = u_{20} \cdot \cos \gamma_2 l - \gamma_2 \cdot I_{20} \cdot \sin \gamma_2 l + \frac{1}{\gamma_1^2 - \gamma_2^2} \cdot \frac{R_K}{\gamma_1} \left[ u_{10} \gamma_1 (\cos \gamma_2 l - \cos \gamma_1 l) - I_{10} \gamma_1 (\gamma_2 \sin \gamma_2 l - \gamma_1 \sin \gamma_1 l) \right] \quad (3)$$

$$I_{2l} = -\frac{u_{20}}{\gamma_2} \cdot \sin \gamma_2 l + I_{20} \cos \gamma_2 l - \frac{1}{\gamma_1^2 - \gamma_2^2} \cdot \frac{R_K}{\gamma_1 \gamma_2} \left[ u_{10} (\gamma_2 \sin \gamma_1 l - \gamma_1 \sin \gamma_2 l) + I_{10} \gamma_1 \gamma_2 (\cos \gamma_2 l - \cos \gamma_1 l) \right] \quad (4)$$

Hierin ist

- $u_{2l}, I_{2l}$  Spannung und Strom am Ende der beeinflussten Leitung,
- $u_{20}, I_{20}$  " " " " Anfang der beeinflussten Leitung,
- $u_{10}, I_{10}$  " " " " " " " gespeisten Leitung,
- $\gamma_1, \gamma_2$  Wellenwiderstand der gespeisten u. der beeinflussten Leitung;
- $\gamma_1, \gamma_2$  Fortpflanzungskonstante der gespeisten u. der beeinflussten Leitung,
- $R_K$  Kopplungswiderstand.

Die Beziehungen (3) und (4) enthalten zunächst die Leitungsgleichungen einer gewöhnlichen, unbeeinflussten Leitung. Zu ihnen tritt noch ein durch den Kopplungswiderstand  $R_K$  hervorgerufenes Glied hinzu. Dieses Glied enthält naturgemäss nicht mehr die Betriebsverhältnisse der Leitung 2, sondern nur die der Leitung 1; diese erscheinen allerdings multipliziert mit Funktionen der Fortpflanzungskonstanten  $\gamma_1$  und  $\gamma_2$  beider Leitungen. Es wird sich zeigen, dass bei hohen Frequenzen der Kopplungswiderstand aus Messungen, die mit der Anordnung der Abb. 1 durchgeführt werden, nur mit sehr grossem Zeitaufwand berechnet werden kann und dass sich viel einfachere Beziehungen herleiten lassen, wenn die Leitungen in bestimmter Weise abgeschlossen werden. Um dies leichter übersehen zu können, ist es

zweckmässig, die Beziehungen (3) und (4) etwas umzuformen und die Spannungen und Ströme am Anfang und Ende der Leitungen durch die entsprechenden Widerstände zu ersetzen. Da in der Praxis der Messungen statt Strommessungen fast ausschliesslich Spannungsmessungen verwendet werden, sollen die Beziehungen gleichzeitig so erweitert werden, dass sie nicht nur den Fall der Speisung mit einem bekannten Strom  $I_0$ , sondern auch den Fall der Speisung durch einen Generator mit der bekannten EMK  $\mathcal{U}_1$  und dem Innenwiderstand  $R_{10}$  erfassen. Dann erhält man die in Abb. 5 dargestellte allgemeinste Anordnung.

Die Spannung  $\mathcal{U}_2$ , aus der der Kopplungswiderstand berechnet werden soll, kann nun am sendernahen oder am senderfernen Ende gemessen werden. Daher ergeben sich zwei Hauptgruppen für die Messmöglichkeiten, die den in der Leitungstechnik verwendeten Begriffen des Nahnebensprechens und Fernnebensprechens entsprechen und die im folgenden als Fall a) und Fall b) bezeichnet werden. Mit den Bezeichnungen und Pfeilrichtungen der Abb. 5<sup>\*</sup>) findet man durch Einsetzen in Gleichung (3) und (4) folgende allgemeine Beziehungen:

Fall a) Messung am sendernahen Ende

$$\frac{\mathcal{U}_{2a}}{\mathcal{U}_1} = \frac{R_{21} \cdot I_0 \cdot \left[ \frac{R_{22}}{Z_2} - (I_{02} \cdot l + \frac{R_{22}}{Z_2} \cdot \text{Lo} \cdot l) \left( \frac{R_{21}}{Z_1} \cdot I_{01} \cdot l + \text{Lo} \cdot l \right) \right] - I_0 \cdot \left[ \frac{R_{22}}{Z_2} - (I_{02} \cdot l + \frac{R_{22}}{Z_2} \cdot \text{Lo} \cdot l) \right] \left( \frac{R_{21}}{Z_1} \cdot I_{01} \cdot l + \text{Lo} \cdot l \right)}{Z_1 \cdot I_0^2 \cdot \left[ \left( 1 + \frac{R_{10}}{Z_1} \cdot \frac{R_{21}}{Z_1} \right) I_{01} \cdot l + \frac{R_{10} + R_{21}}{Z_1} \cdot \text{Lo} \cdot l \right] \cdot \left[ \left( \frac{R_{22}}{Z_2} + \frac{R_{22}}{Z_2} \right) I_{02} \cdot l + \left( 1 + \frac{R_{22}}{R_{20}} \right) \cdot \text{Lo} \cdot l \right]} \quad (5)$$

Fall b) Messung am senderfernen Ende

$$\frac{\mathcal{U}_{2b}}{\mathcal{U}_1} = \frac{R_{21} \cdot I_0 \cdot \left[ I_{01} \cdot l + \frac{R_{21}}{Z_1} \cdot \text{Lo} \cdot l - \frac{R_{12}}{Z_1} \left( \frac{R_{20}}{Z_2} \cdot I_{02} \cdot l + \text{Lo} \cdot l \right) \right] - I_0 \cdot \left[ I_{02} \cdot l + \frac{R_{20}}{Z_2} \cdot \text{Lo} \cdot l - \frac{R_{20}}{Z_2} \left( \frac{R_{21}}{Z_1} \cdot I_{01} \cdot l + \text{Lo} \cdot l \right) \right]}{Z_1 \cdot I_0^2 \cdot \left[ \left( 1 + \frac{R_{10}}{Z_1} \cdot \frac{R_{21}}{Z_1} \right) I_{01} \cdot l + \frac{R_{10} + R_{21}}{Z_1} \cdot \text{Lo} \cdot l \right] \cdot \left[ \left( \frac{R_{22}}{Z_2} + \frac{R_{22}}{R_{22}} \right) I_{02} \cdot l + \left( 1 + \frac{R_{20}}{R_{22}} \right) \cdot \text{Lo} \cdot l \right]} \quad (6)$$

\* ) Man beachte, dass mit den in Abb. 5 angenommenen Pfeilrichtungen  $\mathcal{U}_{2e} = I_{2e} \cdot R_{22e}$ , aber  $\mathcal{U}_{2o} = -I_{2o} \cdot R_{22o}$  ist.

Ist statt der EMK  $\mathcal{U}_1$ , der Strom  $I_1$  bekannt, so ist in den Gleichungen (5) und (6)  $\mathcal{U}_1$  durch

$$\mathcal{U}_1 = I_1 \cdot Z_1 \cdot \frac{\left(1 + \frac{R_{10} + R_{12}}{Z_1}\right) \sin \gamma_1 l + \frac{R_{20} + R_{12}}{Z_1} \cdot \cos \gamma_1 l}{\frac{R_{12}}{Z_1} \cdot \sin \gamma_1 l + \cos \gamma_1 l} \quad (7)$$

zu ersetzen. Dabei fallen natürlich die  $R_{10}$  enthaltenden Glieder heraus.

In Sonderfällen ergeben sich ganz wesentliche Vereinfachungen. Es gilt nun, diejenigen Bedingungen zu finden, die einerseits einen möglichst einfachen Aufbau der Messapparatur ermöglichen und andererseits gleichzeitig eine möglichst einfache Auswertung der Messergebnisse gestatten.

Hinsichtlich der Einfachheit des Messaufbaues ist die bisher verwendete, in Abb. 1 gezeigte Anordnung nicht zu übertreffen. Die Auswertung der Messergebnisse dagegen ist, wie man schon aus dem in Abb. 2 wiedergegebenen Kurvenverlauf vermuten kann, ausserordentlich umständlich. Mit den oben angegebenen Bezeichnungen ist hier  $R_{10} = 0$ ,  $R_{12} = 0$ ,  $R_{20} = 0$  und  $R_{2l} = \infty$ .

Damit folgt aus Gleichung (6)

$$\frac{\mathcal{U}_{2l}}{\mathcal{U}_1} = \frac{R_K}{Z_1} \cdot \frac{1}{\delta_1^2 - \delta_2^2} \cdot \frac{\delta_1 \cdot \sin \gamma_1 l - \delta_2 \cdot \sin \gamma_2 l}{\sin \gamma_1 l \cdot \cos \gamma_2 l} \quad (8)$$

bzw. mit Gleichung (7)

$$\frac{\mathcal{U}_{2l}}{I_1} = R_K \cdot \frac{1}{\delta_1^2 - \delta_2^2} \cdot \frac{\delta_1 \cdot \sin \gamma_1 l - \delta_2 \cdot \sin \gamma_2 l}{\cos \gamma_1 l \cdot \cos \gamma_2 l} \quad (9)$$

Die im Nenner stehenden  $\sin =$  und  $\cos =$  Funktionen ergeben immer dann, wenn  $\beta_1 l = \pi, 2\pi, \dots$  und  $\beta_2 l = \frac{\pi}{2}, \frac{3}{2}\pi, \dots$  bzw.  $\beta_1 l = \frac{\pi}{2}, \frac{3}{2}\pi, \dots$  und  $\beta_2 l = \pi, 2\pi, \dots$  ist, Maxima für die Ausgangsspannung. Es ist zwar grundsätzlich möglich, den Kopplungswiderstand aus den Gleichungen (8) bzw. (9) zu bestimmen. Für die Berechnung muss jedoch das Phasenmass  $\beta_1$  und  $\beta_2$  und das Dämpfungsmass  $\alpha_1$  und  $\alpha_2$  jeder der beiden Leitungen bekannt sein. Da in der Regel die Fortpflanzungsgeschwindigkeit und die Dämpfung der beiden Leitungen verschieden sind und sich ausserdem die Dämpfungen mit der Frequenz ändern, sind weitere Vereinfachungen nicht

möglich. Nur für den Fall, dass  $\beta_1 l \ll 1$  und  $\beta_2 l \ll 1$  ist, ergeben sich aus (8) und (9) die bekannten einfachen Beziehungen

$$\frac{U_{2l}}{U_1} = \frac{R_K}{Z_1 \gamma_1} \quad (10)$$

$$\frac{U_{2l}}{Z_1} = R_K \cdot l \quad (11)$$

Bei hohen Frequenzen aber ist diese Messanordnung nicht brauchbar.

Die Ueberhöhungen der Ausgangsspannung, die durch die  $\sin =$  und  $\cos =$  Funktionen im Nenner der Gleichung (8) ihren Ausdruck finden, können unterdrückt werden, wenn jede der Leitungen auf einer Seite mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen wird. Dabei ist es an sich gleichgültig, an welcher Seite der Abschluss angebracht wird. Die Beziehungen (5) und (6) vereinfachen sich aber nur dann wesentlich, wenn der Abschlusswiderstand auf der dem Generator bzw. der Messtelle gegenüberliegenden Seite der Leitung angeordnet wird. Die entsprechenden grundsätzlichen Messanordnungen sind in Abb. 6a und 6b dargestellt. Für die beiden Messmöglichkeiten ergibt sich nach kurzer Umrechnung

Fall a) Messung am sendernahen Ende

$$(R_{10} = 0, R_{1l} = Z_1, R_{20} = \infty, R_{2l} = Z_2) \quad (12)$$

$$\frac{U_{20}}{U_1} = \frac{R_K}{Z_1} \cdot \frac{1}{\gamma_1 + \gamma_2} \left( e^{-(\gamma_1 + \gamma_2)l} - 1 \right)$$

Fall b) Messung am senderfernen Ende

$$(R_{10} = 0, R_{1l} = Z_1, R_{20} = Z_2, R_{2l} = \infty) \quad (13)$$

$$\frac{U_{2l}}{U_1} = \frac{R_K}{Z_1} \cdot \frac{1}{\gamma_1 - \gamma_2} \left( e^{-(\gamma_1 - \gamma_2)l} - 1 \right) e^{-\gamma_2 l}$$

In beiden Fällen sind noch weitere Vereinfachungen möglich. Da die Leitungen mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen sind, Resonanzüberhöhungen also nicht mehr auftreten, darf die Leitungsdämpfung - bei nicht extrem grossen Kabellängen - unbedenklich vernachlässigt werden. Setzt man also

$$\gamma_1 = j\beta_1 \quad \text{und} \quad \gamma_2 = j\beta_2$$

und bildet noch den Betrag des Spannungsverhältnisses, so ergibt sich für den Fall a)

$$\frac{U_{20}}{U_1} = \frac{R_K}{Z_1} \cdot \frac{2}{\beta_1 + \beta_2} \cdot \sin \frac{\beta_1 + \beta_2}{2} l \quad (14)$$

und für den Fall b)

$$\frac{U_{2l}}{U_1} = \frac{R_K}{Z_1} \cdot \frac{2}{\beta_1 - \beta_2} \cdot \sin \frac{\beta_1 - \beta_2}{2} l \quad (15)$$

In beiden Fällen ergibt sich also eine formal ganz ähnliche Beziehung für das Verhältnis  $U_{20}/U_1$  und  $U_{2l}/U_1$ . Es ist

$$\frac{U_{20,l}}{U_1} = \frac{R_K \cdot l}{Z_1} \cdot \frac{\sin \varphi}{\varphi} \quad (16)$$

wobei im Fall a)

$$\varphi = \frac{\beta_1 + \beta_2}{2} l$$

im Fall b)

$$\varphi = \frac{\beta_1 - \beta_2}{2} l$$

zu setzen ist. Der Verlauf von Gleichg. (16) ist in Abb. 7 dargestellt.

Für die unmittelbare Auswertung der Messergebnisse soll die Gleichung (16) noch etwas anders geschrieben werden. Wie man aus Abb. 7 erkennt, wird die Ausgangsspannung beim Verändern der Frequenz in regelmässigen Frequenzabständen zu Null. Die Nullstellen liegen bei

$$\varphi = \pi, 2\pi, 3\pi, \dots$$

Bezeichnet man den Frequenzabstand zweier aufeinanderfolgender Nullstellen mit  $\Delta f$ , so ist

$$\varphi = \pi \cdot \frac{f}{\Delta f} \quad (17)$$

Damit ergibt sich als endgültige Form

$$\frac{U_{20,l}}{U_1} = \frac{R_K \cdot l}{Z_1} \cdot \frac{\Delta f}{\pi \cdot f} \cdot \frac{\sin \pi f}{\Delta f} \quad (18)$$

Diese Beziehung gestattet, den Kopplungswiderstand in sehr einfacher Weise aus dem gemessenen Spannungsverhältnis und dem Frequenzabstand zweier Nullstellen zu berechnen. Es ist nicht einmal nötig, die Phasenkonstanten  $\beta_1$  und  $\beta_2$  getrennt zu bestimmen, was für den Fall b), in dem  $\beta_1 - \beta_2$  gebildet werden muss, erhöhte

Anforderungen an die Messgenauigkeit stellen würde; vielmehr liefert der Frequenzabstand  $\Delta f$  in beiden Fällen unmittelbar die benötigten Grössen  $\beta_1 + \beta_2$  bzw.  $\beta_1 - \beta_2$ .

Zu der Frage, welches der beiden Messverfahren vorzugsweise anzuwenden ist, ist folgendes zu sagen:

Im Fall a) ist die Periode der Nulldurchgänge sehr viel kürzer als im Fall b), da sich bei jenem die Phasenkonstanten der beiden Leitungen addieren. Man erhält also schon bei kleineren Kabellängen die zur Bestimmung von  $\Delta f$  erforderlichen Nullstellen der Ausgangsspannung. Bezeichnet man mit  $f_{\max}$  die höchste Frequenz, bis zu der gemessen werden soll, so ergibt sich, da  $\beta_1$  und  $\beta_2$  sich meist nicht allzusehr voneinander unterscheiden, für die mindestens erforderliche Kabellänge

$$l_{a \min} > \frac{\lambda_m}{2} \quad (19)$$

wobei  $\lambda_m$  etwa den Mittelwert der bei der Frequenz  $f_{\max}$  auf den beiden Kabeln auftretenden Wellenlängen bedeutet.

Für den Fall b) kann man keine so eindeutige Aussage machen. Vielmehr hängt hier die erforderliche Kabellänge stark von dem Verhältnis der beiden Fortpflanzungsgeschwindigkeiten ab. Es muss sein

$$l_{b \min} > \frac{\lambda_m}{\frac{\beta_1}{\beta_2} - 1} \quad (20)$$

Es werden im Fall b) viel grössere Kabellängen gebraucht.

Beim Vergleich der beiden Fälle muss aber noch ein anderer sehr wichtiger Punkt berücksichtigt werden. Nach Gleichung (16) ist die Hüllkurve des Spannungsverlaufs proportional  $\frac{1}{f}$ ; die Spannung  $U_{\text{out}}$  nimmt also im Mittel bei sonst konstant gehaltenen Grössen umgekehrt proportional mit der Frequenz ab, und zwar im Fall a) wegen der sich addierenden Phasenkonstanten viel schneller als im Fall b). Im Mittel ergeben sich also im Fall b) wesentlich grössere Ausgangsspannungen als im Fall a). Das ist, da es sich immer um die Messung sehr kleiner Spannungen handelt, ein ganz ausschlaggebender Faktor zugunsten des Verfahrens b). In dem Sonderfall, dass die Fortpflanzungsgeschwindigkeiten der beiden Systeme gleich sind, wächst hier

sogar die Ausgangsspannung monoton mit der Länge  $\ell$ , und  $\beta_1 - \beta_2$  braucht überhaupt nicht mehr bestimmt zu werden. Unterscheiden sich die Fortpflanzungskonstanten nur geringfügig um  $p$  %, so erübrigt sich ebenfalls die Bestimmung von  $\beta_1 - \beta_2$ , wenn bei einem zugelassenen Fehler von 10 % die Kabellänge

$$\ell_{\max} < \frac{\lambda_m}{4} \cdot \frac{100}{p} \quad (20a)$$

gewählt wird. Man kann daher sagen, dass der Fall b) die am besten geeignete Anordnung zur Messung des Kopplungswiderstandes bei hohen Frequenzen darstellt.

Wie oben gezeigt wurde, genügt es, wenn jedes der Leitungssysteme an einer Seite, allerdings an der "richtigen" Seite, mit seinem Wellenwiderstand geschlossen wird. Werden die Leitungen beidseitig abgeschlossen, wie es manchmal aus experimentellen Gründen erforderlich ist, so geht die Ausgangsspannung, wie leicht aus den Glchg. (5) und (6) zu sehen ist, jeweils auf die Hälfte des ursprünglichen Wertes zurück; weitere Änderungen ergeben sich nicht. Wegen des einfacheren Aufbaues und der grösseren Spannungsausbeute wird man aber in der Regel die Anordnung mit nur je einem Widerstand bevorzugen.

Bei der Beschreibung des Messaufbaues wird sich zeigen, dass es konstruktiv nicht ganz einfach ist, die geforderten Abschlusswiderstände anzuordnen. Der Aufbau würde wesentlich erleichtert werden, wenn auf einer Leitung der Abschlusswiderstand durch einen Kurzschluss ersetzt werden könnte. Wie oben erläutert, ergeben sich dann allerdings an den Resonanzstellen der betreffenden Leitung Spannungsüberhöhungen. Obgleich die Auswertung hierdurch erschwert wird, können diese Spannungsüberhöhungen in gewissen Fällen, beispielsweise wenn die Abschirmung sehr dicht ist oder kein genügend empfindlicher Ausgangsspannungsmesser zur Verfügung steht, auch sehr erwünscht sein. Daher sollen noch für einen der möglichen Sonderfälle, der gleichzeitig einen konstruktiv besonders einfachen Aufbau ergibt, die zur Berechnung von  $R_x$  notwendigen Beziehungen abgeleitet werden. Es sei (vergl. Abb. 8)

$$R_{10} = 0, \quad R_{12} = 0, \quad R_{2\ell} = 0, \quad R_{20} = Z_0$$

Dann wird

$$\frac{U_{2l}}{U_1} = \frac{R_k}{Z_1} \frac{1}{\beta_1^2 - \beta_2^2} \cdot \frac{\beta_1 \cdot \sin \beta_1 l - \beta_2 \sin \beta_2 l}{\sin \beta_1 l} \cdot e^{-\beta_2 l} \quad (21)$$

Durch den Abschluss mit  $Z_2$  ist die im Nenner der Gleichung (8) stehende Funktion  $\cos \beta_2 l$  verschwunden, und es ergeben sich Spannungsmaxima nur durch die Funktion  $\sin \beta_1 l$ , d.h. wenn

$$\beta_{1, \max} \cdot l = k \cdot \pi \quad (k = 1, 2, 3, \dots).$$

In der Nähe der Resonanzstellen lässt sich Gleichung (21) mit  $f = f_r + \delta f$  in eine Reihe entwickeln. Man findet, da  $\alpha_1 \ll \beta_1$  und  $\alpha_2 \ll \beta_2$  angenommen werden darf,

$$\frac{U_{2l}}{U_1} = \frac{R_k \cdot l}{Z_1} \cdot \frac{\sin p k \pi}{p k \pi} \cdot \frac{1}{1 - \frac{1}{p^2}} \cdot \frac{1}{\alpha_1 l \sqrt{1 + \left( \frac{k \pi}{\alpha_1 l} \cdot \frac{\delta f}{f_r} \right)^2}} \quad (22)$$

Im Vergleich zu dem Spannungsverlauf für den Fall, dass beide Leitungssysteme abgeschlossen sind ( $R_{10} = Z_1$ ,  $R_{1l} = 0$ ,  $R_{20} = 0$ ,  $R_{2l} = Z_2$ ) wird hier die Spannung an den Resonanzstellen um den "Gütefaktor"  $\frac{1}{\alpha_1 l}$  der Leitung 1 überhöht.

$p = \frac{\beta_2}{\beta_1}$  ist das Verhältnis der Fortpflanzungsgeschwindigkeiten der beiden Leitungen, das z.B. aus den Nullstellen der Gleichung (21) besonders bestimmt werden muss. Das ebenfalls zur Auswertung benötigte Dämpfungsmass kann mit der gleichen Messanordnung nach Gleichung (22) aus der Halbwertsbreite der Spannungskurve bestimmt werden. Bezeichnet  $2 \cdot \delta f$  die über die ganze Kurve gemessene Breite der Resonanzkurve an der Stelle, an der die Spannung auf das  $1/\sqrt{2}$ -fache der Maximalspannung gesunken ist, so ergibt sich

$$\alpha_1 l = k \cdot \pi \cdot \frac{\delta f}{f_r} \quad (23)$$

### Messanordnung.

Beim praktischen Aufbau einer Messapparatur entsprechend dem grundsätzlichen Schema der Abb. 6a oder b liegt es zunächst nahe, das Kabel mit der zu untersuchenden Abschirmung von einem Messender her zu speisen und es als Leitung 1 zu verwenden. Die beeinflusste Leitung 2 würde dann durch das Aeusserere des Kabelmantels und ein darüber gezogenes massives

Metallrohr gebildet werden. Bei dieser Anordnung wird jedoch auch die Aussenseite des Metallrohres durch die am Abschlusswiderstand  $R_{30}$  bzw.  $R_{2e} = Z_2$  auftretende Spannung zu Schwingungen erregt. Diese Erregung kann durch Abschirmung zwar am senderfernen Ende ohne Schwierigkeiten verhindert werden, nicht aber auf der sendernahen Seite. Da die Länge des Rohres grössenordnungsmässig mit der Wellenlänge vergleichbar ist, ergibt sich zunächst eine Abstrahlung in den umgebenden Raum; durch einen abstimmbaren Sperrtopf oder eine weitere Abschirmung könnte diese notfalls unterbunden werden. Dagegen ist grundsätzlich nicht zu vermeiden die Parallelschaltung des Aussenraumes zum Abschlusswiderstand  $R_{30}$  bzw. Spannungsmesser  $W_{30}$ . Hierdurch wird es unmöglich, die Leitung 2 wellenwiderstandsrichtig abzuschliessen. Es wäre zwar an sich denkbar, den Einfluss des Aussenraumes durch Leitungskreise zu kompensieren; aber da sie für jede Frequenz neu abgestimmt werden müssten und es kein einfaches Kriterium für die richtige Einstellung gibt, scheidet diese Möglichkeit - ganz abgesehen von der schwierigen Handhabung der Messapparatur - für die Praxis aus.

Bei dem umgekehrten Aufbau, bei dem also das vom Sender gespeiste System 1 aussen und das beeinflusste System 2 innen liegt, besteht die Schwierigkeit darin, die im inneren System entstehende Spannung  $U_{30}$  bzw.  $U_{2e}$  nach aussen zu Anzeige zu bringen. Das kann aber dadurch geschehen, dass diese Spannung in einer konzentrischen Leitung durch das System 1 hindurchgeführt wird. Damit dabei das System 1 nicht kurzgeschlossen wird, muss diese Durchführung als Drossel ausgebildet werden.

Es ergibt sich damit der in Abb. 8 gezeigte Aufbau. Zur Messung der Spannung  $U_{30}$  bzw.  $U_{2e}$  kann in den meisten Fällen ein Detektor verwendet werden; mit ihm können Spannungen bis herab zu etwa 1 mV unmittelbar nachgewiesen werden. Die hinter dem Durchführungskondensator abgehende Leitung führt dann nur den gleichgerichteten Strom nach aussen. Die als Drossel ausgebildete konzentrische Leitung kann aber auch, wenn man den Detektor und den Durchführungskondensator fortlässt, dazu benutzt werden, die Hochfrequenzspannung selbst nach aussen zu bringen.

Die Eingangsspannung  $U_{10}$  wird mit einem Tastspannungsmesser, der

durch das Aussenrohr hindurchgesteckt wird, gemessen. Bei sorgfältiger Ausbildung des zum Messender führenden Uebergangs kann auch der im Messender selbst meist vorhandene Spannungsmesser oder regelbare Spannungsteiler verwendet werden. Je nach den vorhandenen Messgeräten hält man beim Verändern der Frequenz zweckmässig entweder die Eingangsspannung oder die Ausgangsspannung konstant; im letzteren Falle braucht der Ausgangsspannungsmesser nur für einen Wert geeicht zu sein.

### Messergebnisse

Mit dem in Abb. 8 gezeigten Messaufbau wurde der Kopplungswiderstand von konzentrischen Hochfrequenzkabeln bei Frequenzen zwischen 10 und 1000 MHz gemessen. Dabei wurde vor allem Wert darauf gelegt, die nach den verschiedenen Messmöglichkeiten gewonnen<sup>en</sup> Werte miteinander zu vergleichen. Einige Messbeispiele sind in den Abb. 9 und 10 wiedergegeben. In Abb. 9 erkennt man deutlich den theoretisch zu erwartenden Verlauf der Ausgangsspannung entsprechend der Funktion  $\frac{\sin \varphi}{\varphi}$  nach Glchg. (16); dabei ist, um den Vergleich augenfälliger zu machen, das Spannungsverhältnis nach jedem Nulldurchgang mit wechselndem Vorzeichen aufgetragen. Das verschiedene Spannungsniveau und die verschiedenen Perioden der nach Abb. 6a und b gemessenen Kurven sind ebenfalls klar zu ersehen. Anpassungsfehler der Leitungen 1 und 2 äussern sich in einer dem glatten Verlauf der Funktion  $\frac{\sin \varphi}{\varphi}$  überlagerten Welligkeit. Bei der Messung nach Abb. 6b ist dies weniger störend, weil die Periode der Anpassungsfehlerwelligkeit viel kürzer ist als die Periode der Funktion  $\frac{\sin \varphi}{\varphi}$ ; man kann daher hier auch bei ziemlich grossen Anpassungsfehlern noch gut mitteln. Im Fall der Abb. 6a sind dagegen beide Perioden ungefähr gleich; auch kleinere Anpassungsfehler, die sich hier vor allem durch eine Verschiebung und Trübung der Nullstellen bemerkbar machen, erschweren schon sehr die Auswertung.

In Abb. 10 sind Messungen wiedergegeben, bei denen das System 1 am Ende kurzgeschlossen war. An den Resonanzstellen dieser Leitung treten ausgeprägte Spannungsmaxima auf, die sich nach einer der Glchg. (22) ähnlichen Beziehung auswerten lassen. Aus dem Vergleich mit der ebenfalls eingezeichneten Kurve b

in Abb. 9 erkennt man aber auch, dass sogar bei dieser extremen Fehlanpassung noch eine ausreichende Mittelwertbildung für die einfache Auswertung nach Glchg. (16) möglich gewesen wäre; die geringfügige Zunahme des Frequenzabstandes  $\Delta f$  der Nullstellen bzw. Minima rührt daher, dass das Kabel bei dieser Messung gegenüber den in Abb. 9 gezeigten etwas verkürzt worden war.

Der aus den verschiedenen Messreihen berechnete Kopplungswiderstand ist in Abb. 11 aufgetragen. Die Übereinstimmung ist befriedigend. Die mittlere Messunsicherheit ist mit etwa  $\pm 5\%$  anzunehmen. Grössere Abweichungen sind weniger durch Ungenauigkeiten der Messapparatur oder der Messungen zu erklären als vielmehr durch Unregelmässigkeiten des Kabels selbst. So ist beispielsweise die angenommene Längsgleichmässigkeit nicht immer gewährleistet; auch wurden mitunter nach mehrmaligem Ein- und Ausbau verschiedene Werte gemessen, die mit Sicherheit auf zeitliche Aenderungen der Abschirmung zurückzuführen waren. Im ganzen gesehen steigt der Kopplungswiderstand in dem betrachteten Frequenzbereich etwa proportional mit der Frequenz an, wie es auch auf Grund theoretischer Ueberlegungen [5] zu erwarten ist.

Für die systematische Durchrechnung aller Messmöglichkeiten bin ich Herrn Dr. F. P e l z, für fördernde Diskussionen Herrn Dr. W. K l e i n sehr zu Dank verpflichtet.

### Zusammenfassung

Mittels erweiterter Leitungsgleichungen wurden allgemeine Beziehungen abgeleitet, aus denen der für die Abschirmwirkung von Kabelmänteln kennzeichnende Kopplungswiderstand berechnet werden kann. Als besonders günstig ergab sich eine Messanordnung, bei der das zu untersuchende Kabel in ein Rohr eingebracht und das von einem Messender gespeiste System am senderfernen Ende mit seinem Wellenwiderstand abgeschlossen wurde. Die durch die Abschirmung übertragene Spannung wird zweckmässig am senderfernen Ende des beein-

flussten Systems gemessen, wobei das sendernahe Ende dieses Systems ebenfalls mit seinem Wellenwiderstand abzuschliessen ist. Weitere Messmöglichkeiten wurden erörtert. Der konstruktive Aufbau einer Messapparatur wurde beschrieben und Messergebnisse für den Frequenzbereich von 10 bis 1000 MHz mitgeteilt. Die Messunsicherheit betrug etwa  $\pm 5\%$ . Die nach verschiedenen Messmöglichkeiten ermittelten Werte stimmten befriedigend überein. Sie zeigen, dass der Kopplungswiderstand bei hohen Frequenzen ungefähr proportional mit der Frequenz zunimmt.

### Schrifttum

- [1] OCHEM, H., Der Kopplungswiderstand koaxialer Leitungen, Hochfrequenztechnik u. Elektroakustik 48 (1936) S. 182 - 191
- [2] LARSEN, Herbert, Die Messung der elektrischen Dichtigkeit von Hochfrequenzleitungen im UKW-Bereich, TTT 33 (1944) S. 133 - 137
- [3] ROHDE, Lothar, Der Rohrdraht als Hochfrequenzleitung, Hochfrequenztechnik u. Elektroakustik 62 (1943) S. 1 - 6
- [4] MEINKE, H. Messgeräte und Messverfahren für Dezimeterwellen, S. 65/66
- [5] KADEN, H. Die elektromagnetische Schirmung in der Fernmelde- und Hochfrequenztechnik, Springer (1950).
- [6] WILD, W. Die praktische Bedeutung und die Messung des Kopplungswiderstandes von Leitungen und Bauteilen für Antennenanlagen VDE=Blatt: VDE 0886/VI 1943.

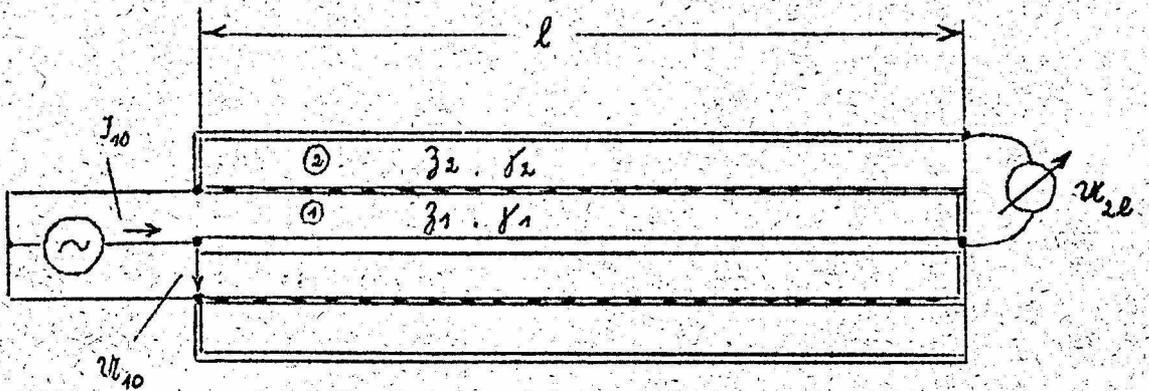


Abb. 1 Schaltbild zur Messung des Kopplungswiderstandes von Kabelabschirmungen bei niedrigen Frequenzen

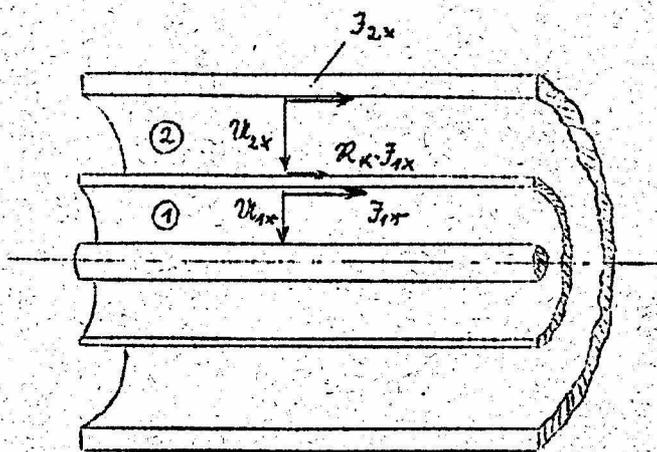


Abb. 3 Element des Leitungssystems der Abb. 1

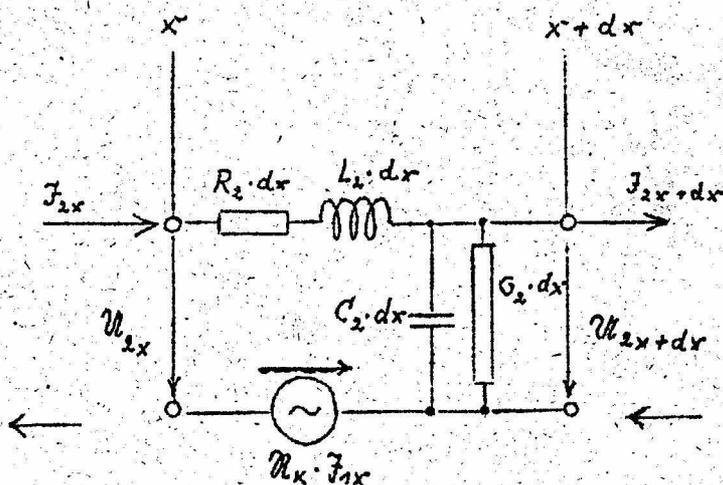


Abb. 4 Elektrisches Ersatzbild eines Leitungselements der äusseren Leitung von Abb. 3

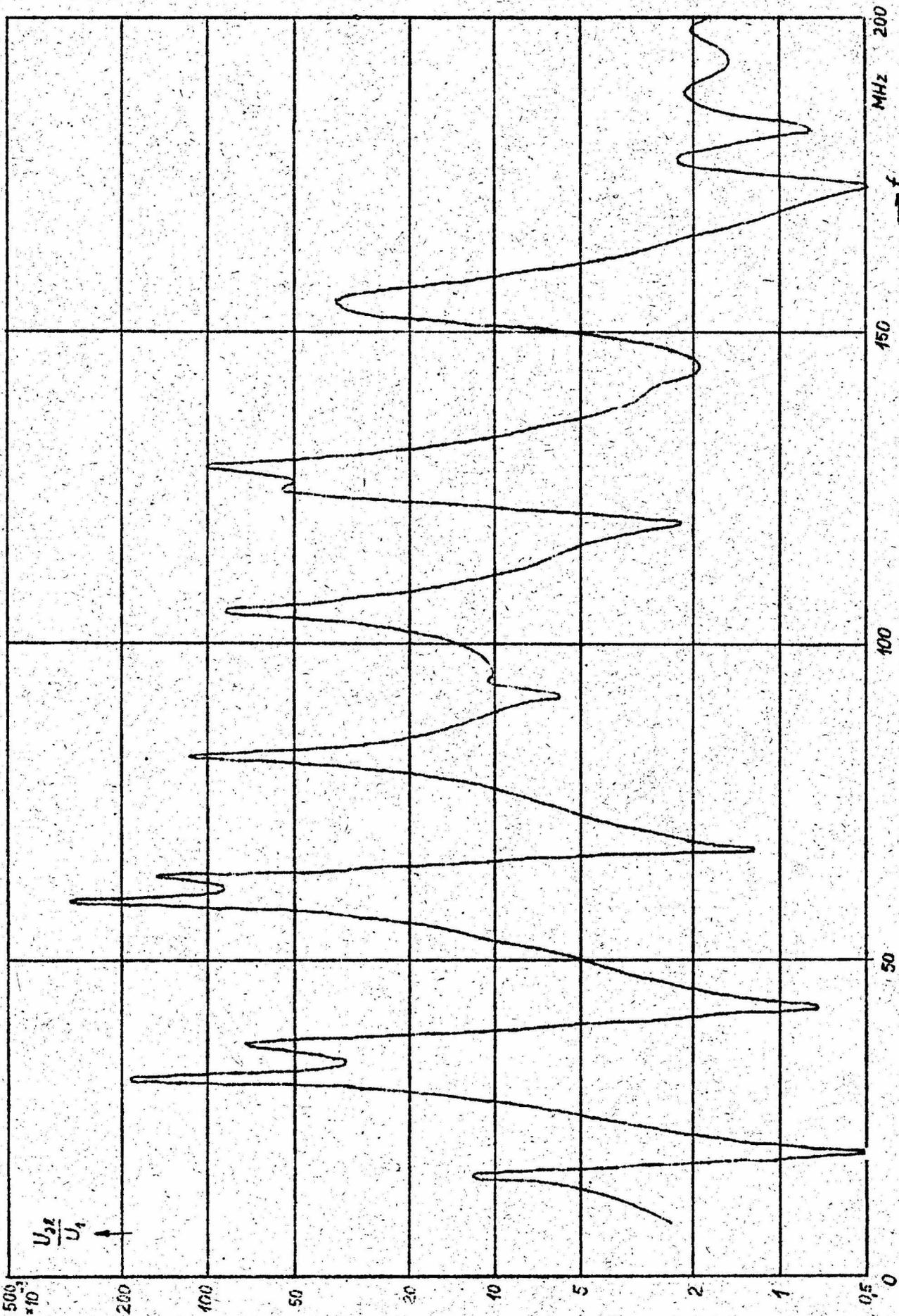


Abb. 2 Frequenzabhängigkeit der Ausgangsspannung  $U_{21}$  bei konstant gehaltener Eingangsspannung  $U_{10}$  gemessen an einer Anordnung nach Abb. 1

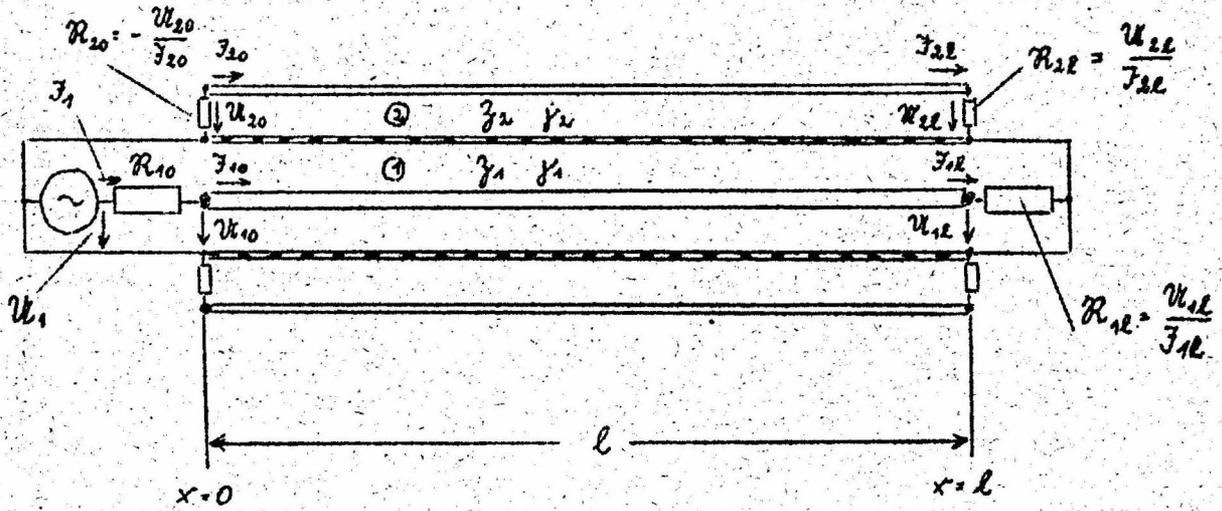


Abb. 5 Allgemeinste Messanordnung zur Bestimmung des Kopplungswiderstandes

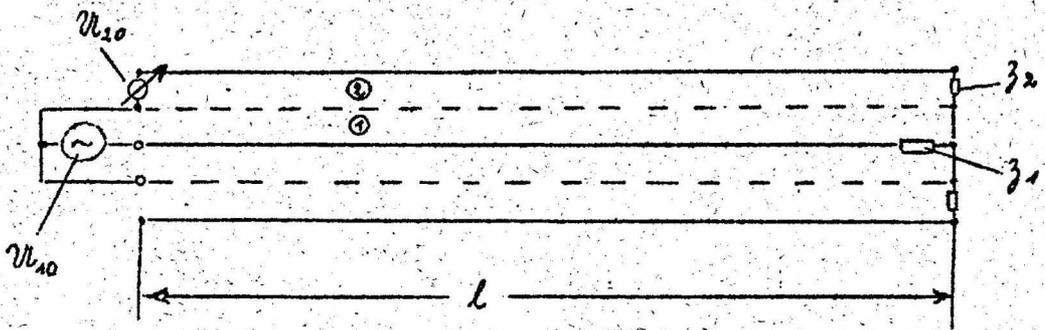


Abb. 6a Vereinfachte Messanordnung mit Ausgangsspannungsmessung am sendernahen Ende

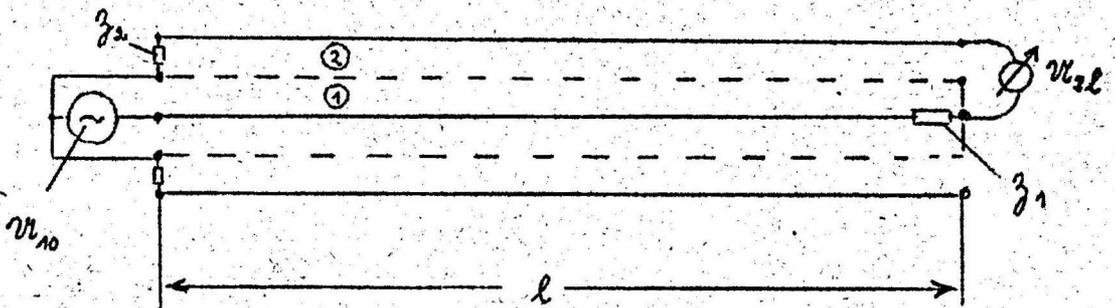


Abb. 6b Vereinfachte Messanordnung mit Ausgangsspannungsmessung am senderfernen Ende

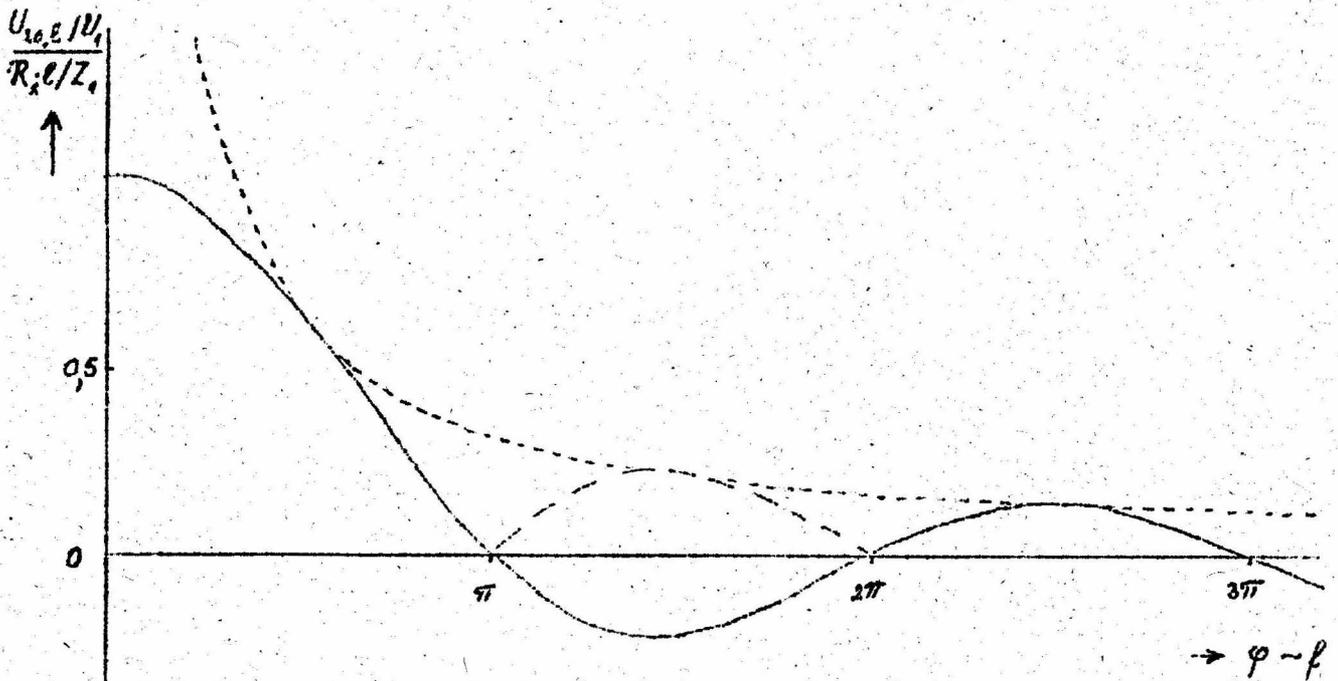


Abb. 7 Grundsätzlicher Verlauf der Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Frequenz bei einer Messanordnung nach Abb. 6a oder 6b

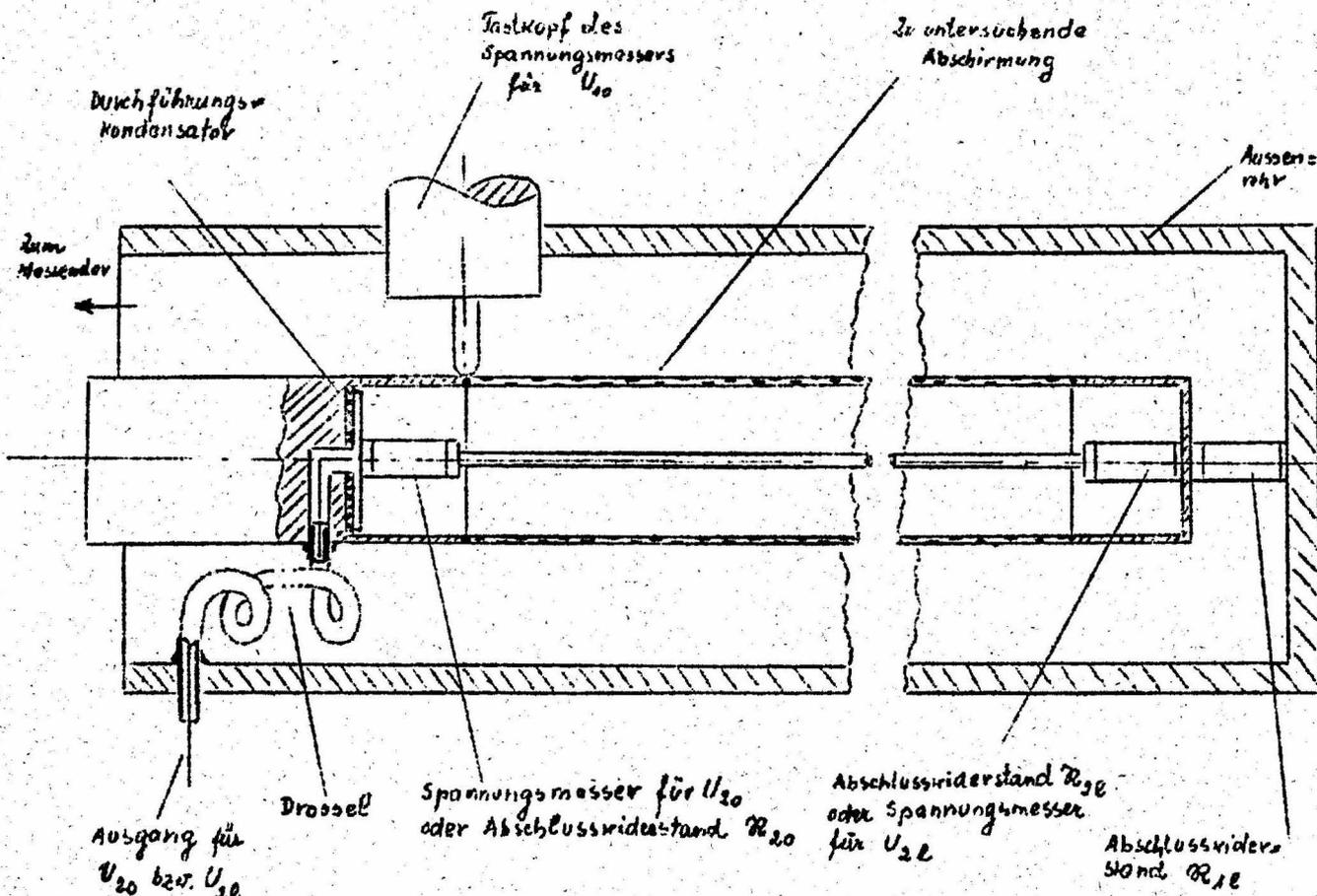
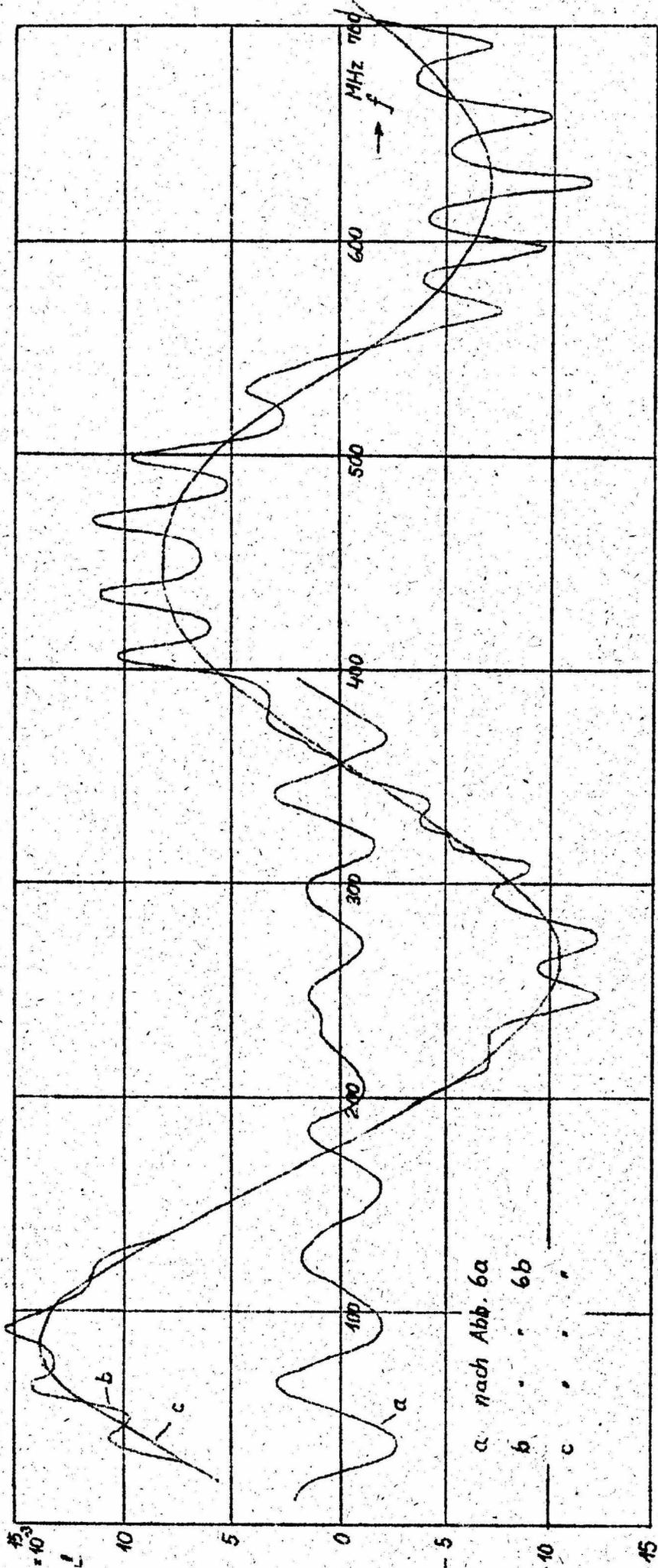


Abb. 8 Grundsätzlicher Aufbau einer Messapparatur zur Messung des Kopplungswiderstandes nach Abb. 6a oder 6b

Abb. 9 Frequenzabhängigkeit der Ausgangsspannung bei konstant gehaltener Eingangsspannung gemessen nach Abb. 6a und 6b.



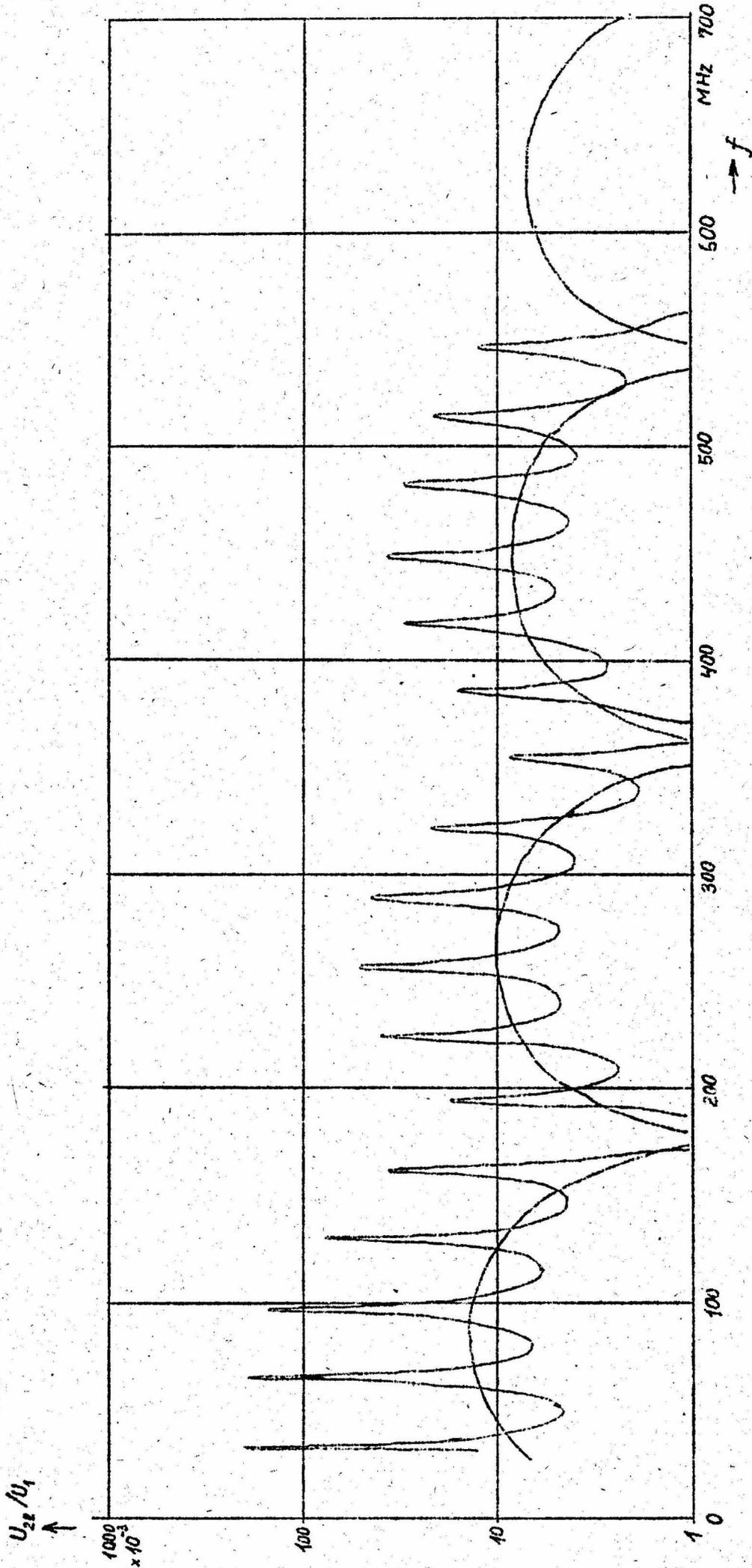


Abb. 10 Frequenzabhängigkeit der Ausgangsspannung bei konstant gehaltener Eingangsspannung bei am Ende

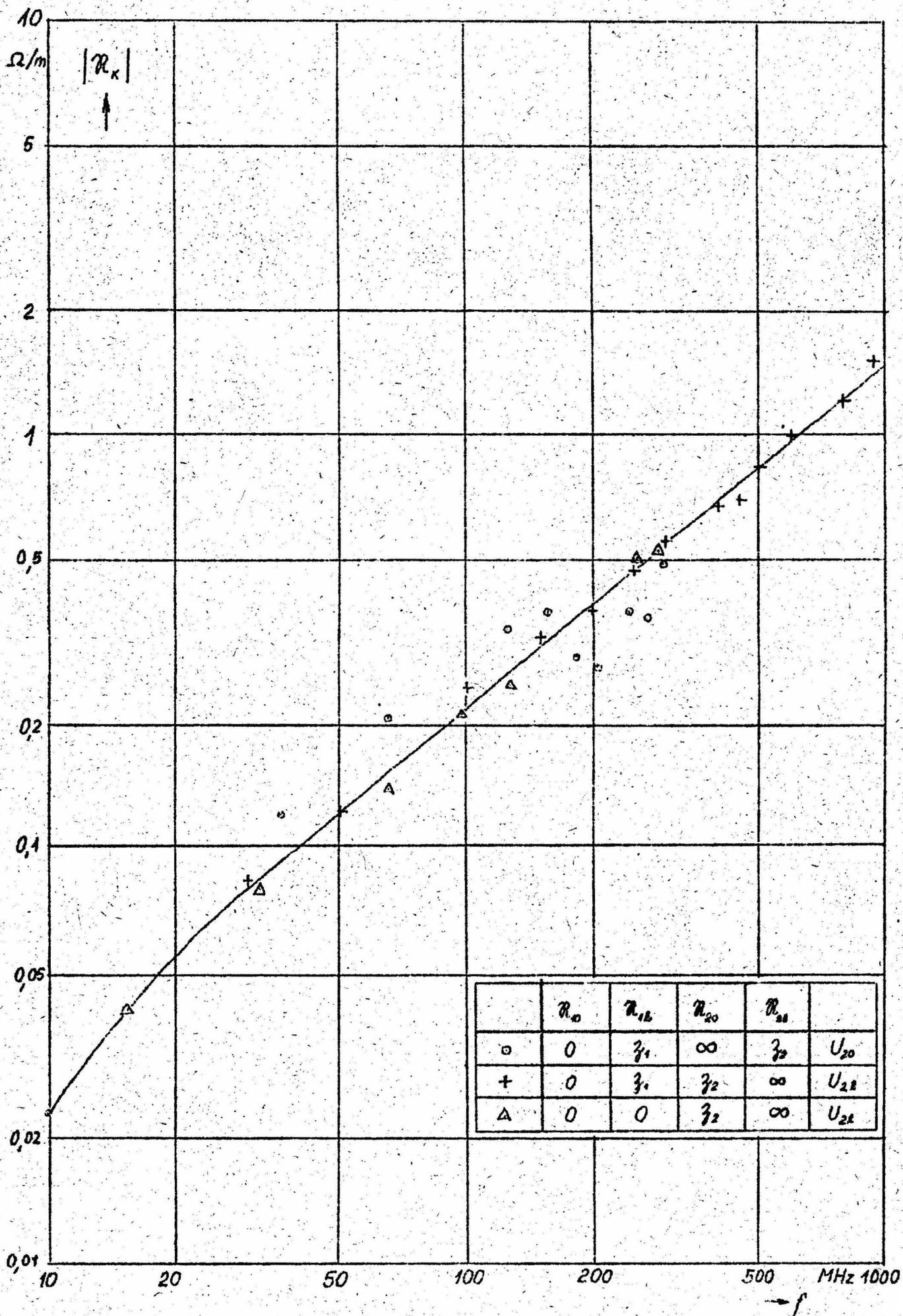


Abb. 11 Frequenzabhängigkeit des Kopplungswiderstandes eines Abschirmgeflechtes aus 2 x 16 x 5 Einzeldrähten gemessen in verschiedenen Messanordnungen.