HEINRICH-HERTZ-INSTITUT FÜR SCHWINGUNGSFORSCHUNG
BERLIN-CHARLOTTENBURG

Technischer Bericht Nr. 5

Die Frequenzabhängigkeit verschiedener Messverfahren zur Bestimmung des Kopplungswiderstandes bei hohen Frequenzen

Dr.-Ing. HEINZ JUNGFER

1 9 5 6

Die Frequenzabhängigkeit verschiedener Messverfahren zur Bestimmung des Kopplungswiderstandes bei hohen Frequenzen.

In einem früheren Bericht [1] wurde gezeigt, dass von den vielen grundsätzlich denkbaren Anordnungen zur Messung des Kopplungswiderstandes bei hohen Frequenzen nur ganz wenige einen einfachen Aufbau und gleichzeitig eine einfache Auswertung der Messergebnisse ermöglichen. Eine bei mittleren Frequenzen vorzüglich brauchbare Anordnung wurde von W. W i l d [2] angegeben. Sie ist in der hier üblichen Darstellungsweise in Abb. 1 noch einmal wiedergegeben. Im Gegensatz zu der grundsätzlichen Darstellung des Berichts [1] ist der Aufbau aber hier gleich so getroffen, dass das vom Sender gespeiste Leitungssystem 1 aussen angeordnet ist, während das beeinflusste System 2 innen liegt, weil nur hierdurch eine einwandfreie Abschirmung der Gesamtapparatur möglich ist. Die genannte Anordnung ist dadurch gekennzeichnet, dass die Ausgangsspannung an der dem Sender abgewandten Seite des Kabels gemessen wird und dass das von dem Störstrom beeinflusste Leitungssystem an der dem Ausgangsspannungsmesser gegenüberliegenden Seite mit einem Widerstand reflexionsfrei abgeschlossen ist. Es interessiert nun die Frage, welche Frequenzabhängigkeit sich bei dieser Anordnung für die Auswertung ergibt.

Nach [1], Gleichung (6) und (7) folgt als Beziehung zwischen der Ausgangsspannung $\mathcal{U}_{2l}$ und dem Eingangsstrom $\mathcal{J}_{10}$

$$\frac{\mathcal{U}_{2l}}{\mathcal{J}_{10}} = \mathcal{R}_K \cdot \frac{1}{\gamma_1^2 - \gamma_2^2} \cdot \frac{(\gamma_1 \cdot \mathfrak{Zin}\,\gamma_1 l + \gamma_2 \cdot \mathfrak{Col}\,\gamma_1 l) \cdot e^{-\gamma_2 l} - \gamma_2}{\mathfrak{Col}\,\gamma_1 l} \qquad (1)$$

Schreibt man

$$\frac{\mathcal{U}_{2l}}{\mathcal{J}_{10}} = \mathcal{R}_K l \cdot \mathfrak{K}_i \,, \qquad (2)$$

so kann, da die Beziehung

$$\frac{\mathcal{U}_{2l}}{\mathcal{J}_{10}} = \mathcal{R}_K l \qquad (3)$$

bei niedrigen Frequenzen gilt, $\mathfrak{K}_i$ als Korrekturfaktor, der den

Frequenzeinfluss ausdrückt, angesehen werden. Vernachlässigt man zunächst die Dämpfung, setzt man also $\gamma = j\beta$, und führt man das Verhältnis der Fortpflanzungskonstanten $n = \beta_2 / \beta_1$ ein, so ergibt sich α_i zu

$$\alpha_i = \frac{1}{j\beta_1 l} \cdot \frac{1}{1-n^2} \frac{(n \cdot \cos\beta_1 l + j \sin\beta_1 l)(\cos n\beta_1 l - j \sin n\beta_1 l) - n}{\cos\beta_1 l} \quad (4)$$

Bei der Auswertung der Messungen wird nur der Betrag von α_i gebraucht; er ist, wenn noch x zur Abkürzung für $\beta_1 l$ geschrieben wird,

$$K_i = \frac{1}{x} \cdot \frac{1}{1-n^2} \sqrt{\left(n \cdot \cos nx + tg\,x \cdot \sin nx - \frac{n}{\cos x}\right)^2 + \left(tg\,x \cdot \cos nx - n \cdot \sin nx\right)^2} \quad (5)$$

Für n = 1 vereinfacht sich Gleichung (5) zu

$$K_{i,n=1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{tg\,x}{x} \sqrt{\left(\cos x + \frac{x}{\sin x}\right)^2 + \sin^2 x} \quad (6)$$

K_i ist als Kurvenschar a in Abb. 2 in Abhängigkeit von der Frequenz oder, genauer gesagt, von $\beta_1 l$ für verschiedene Werte des Verhältnisses der Fortpflanzungskonstanten aufgetragen. Man erkennt, dass schon bei etwa x = 0,6 merkliche Abweichungen gegenüber dem Wert 1 auftreten. Will man grössere Korrekturen vermeiden, so darf die Kabellänge l also nicht viel grösser als etwa 0,1 λ_1 gewählt werden. Das hat andererseits zur Folge, dass die Ausgangsspannung U_{2l} sehr klein bleibt, da sie proportional zur Länge l ist. Bei hohen Frequenzen besteht eine andere Schwierigkeit dieses Messverfahrens darin, dass in diesem Bereich die in [2] angegebenen Anordnungen zur Messung des Störstromes kaum noch zu verwirklichen sind.

Das Messverfahren kann nun aber unter Beibehaltung der grundsätzlichen Anordnung so abgewandelt werden, dass man mit einer Spannungsmessung auskommt und dass sich dabei noch ein einfacherer Aufbau ergibt. Hierzu braucht nur statt des Eingangsstromes I_{10} die Eingangsspannung U_{10} gemessen zu werden. Als Beziehung zwischen der Ausgangsspannung U_{2l} und der Eingangsspannung U_{10} für den in Abb. 1 dargestellten Fall erhält man

$$\frac{\mathfrak{U}_{2l}}{\mathfrak{U}_{10}} = \frac{\mathfrak{R}_K}{\mathfrak{Z}_1}\,\frac{1}{\gamma_1^2-\gamma_2^2}\,\frac{(\gamma_1\,\mathfrak{Tin}\,\gamma_1 l+\gamma_2\,\mathfrak{Col}\,\gamma_1 l)\,e^{-\gamma_2 l}-\gamma_2}{\mathfrak{Tin}\,\gamma_1 l}\,. \tag{7}$$

Diese Beziehung unterscheidet sich hinsichtlich der Frequenzabhängigkeit von der entsprechenden Gleichung (1) nur dadurch, dass im Nenner $\mathfrak{Tin}\,\gamma_1 l$ statt $\mathfrak{Col}\,\gamma_1 l$ steht. Man kann aber schon hieraus vermuten, dass ein stärkerer Frequenzeinfluss erst bei höheren Frequenzen, bzw. bei grösseren Kabellängen zu erwarten ist als bei dem zuerst genannten Messverfahren, da die erste Resonanzüberhöhungsstelle hier erst bei $\beta_1 l = \pi$ liegt, während sie im Falle der Gleichung (1) schon bei $\beta_1 l = \frac{\pi}{2}$ auftrat. Zur Berechnung des Frequenzeinflusses wird ähnlich wie vorher ein Korrekturfaktor δ_u eingeführt, indem man schreibt

$$\frac{\mathfrak{U}_{2l}}{\mathfrak{U}_{10}} = \frac{\mathfrak{R}_K}{\mathfrak{Z}_1\gamma_1}\cdot\delta_u\,. \tag{8}$$

Die Beziehung

$$\frac{\mathfrak{U}_{2l}}{\mathfrak{U}_{10}} = \frac{\mathfrak{R}_K l}{\mathfrak{Z}_1\gamma_1 l} \tag{9}$$

gilt wieder allgemein bei tiefen Frequenzen. Mit den schon früher gebrauchten Abkürzungen ist dann

$$K_u = \frac{1}{1-m^2}\sqrt{\left(n\cdot ctg\,x\cdot\cos nx+\sin nx-\frac{n}{\sin x}\right)^2+(\cos nx-n\cdot ctg\,x\cdot\sin nx)^2}\,. \tag{10}$$

Man erhält K_u aus den früheren K_i-Werten einfach dadurch, dass man sie mit $\frac{x}{tg\,x}$ multipliziert. Das Ergebnis ist in Abb. 2 als Kurvenschar b dargestellt. Man erkennt deutlich die Verschiebung der Resonanzüberhöhung zu höheren Frequenzen, und ausserdem zeigt sich interessanterweise, dass K_u in einem recht grossen Frequenzbereich nicht sehr stark von 1 abweicht und zwar auch, wenn n zwischen 0,8 und 1,6 - das sind etwa die äussersten Grenzen, die in der Praxis zu erwarten sind - geändert wird. Erst wenn die Frequenz so hoch geworden ist, dass die Kabellänge l schon merklich grösser als $\lambda_1/4$, etwa 0,33 λ_1, ist, steigt K_u, d.h. die Ausgangsspannung, infolge der Resonanz auf dem Leitungssystem 1 schnell an. In diesem Bereich

ist dann eine einfache Auswertung der Messungen nicht mehr möglich.

Dass die Dämpfung bisher nicht berücksichtigt wurde, bedeutet keine Einschränkung, da sie nur in der Nähe der Resonanzstellen einen merklichen Einfluss auf die Grösse von K hat.

Die beschriebene Anordnung gestattet also auch noch bei hohen Frequenzen eine einfache Bestimmung des Kopplungswiderstands, wenn nur die zu untersuchende Kabellänge kürzer als etwa $1/3\ \lambda_1$ gewählt wird. Ein kleiner Nachteil ist, dass die Kabellänge begrenzt ist; hierdurch ist die Spannungsausbeute klein, aber unter vergleichbaren Verhältnissen immerhin noch über dreimal grösser als bei dem ersten Messverfahren. Dabei ist aber als günstig zu bewerten, dass die Spannung $\mathcal{U}_{10}$ als praktisch reine Blindspannung auftritt. Man kann daher beträchtlich hohe Spannungen verwenden, ohne dass die Leistung des Messenders besonders gross zu sein braucht oder dass die Belastbarkeit eines Abschlusswiderstandes Schwierigkeiten macht.

Die genannte Anordnung zeigt eine gewisse Aehnlichkeit mit einem britischen Vorschlag zur Messung des Kopplungswiderstandes von Hochfrequenzkabelabschirmungen [3] . Der wesentliche Unterschied besteht jedoch darin, dass nach diesem Vorschlag ein Widerstand vor das Kabel geschaltet wird und die Spannung vor dem Widerstand gemessen wird. Dieses Verfahren gibt aber nur dann leicht auswertbare Messergebnisse, wenn die Kabellänge sehr klein im Vergleich zur Wellenlänge ist. Wie die Rechnung zeigt, ist die erforderliche Korrektur viel grösser und die Abhängigkeit von dem Verhältnis der Fortpflanzungskonstanten viel stärker als bei dem oben beschriebenen Messverfahren.

Schliesslich sei noch zum Vergleich die in [1] , Abb. 6b vorgeschlagene Messanordnung herangezogen. Sie ist in Abb. 3 nochmals dargestellt. Bei dieser Anordnung war

$$\frac{\mathcal{U}_{2l}}{\mathcal{U}_{10}} = \frac{\mathcal{R}_K}{\mathcal{Z}_1} \cdot \frac{2}{\beta_1 - \beta_2} \cdot \sin \frac{\beta_1 - \beta_2}{2}\, l \qquad (11)$$

Mit den hier verwendeten Abkürzungen ist also

$$K_u = \frac{2}{1-n} \cdot \sin \frac{1-n}{2} \pi \,. \qquad (12)$$

Diese K_u-Werte sind ebenfalls in Abb. 2 als Kurvenschar c eingetragen. Sie sind in einem sehr grossen Bereich praktisch gleich 1; die Abweichung interessiert in der Regel nicht, da üblicherweise K_u bei diesem Messverfahren zur Auswertung nicht gebraucht wird. Da die Kabellänge nicht begrenzt ist, können viel grössere Ausgangsspannungen - z.B. bei n = 0,8 oder 1,2 zehnmal grössere - erreicht werden als bei der Anordnung nach Abb. 1. Bei gegebener Ausgangsspannung braucht man also nur viel kleinere Eingangsspannungen; diese müssen allerdings als Wirkspannungen aufgebracht werden, und die entsprechende Leistung muss in dem Abschlusswiderstand Z_1 als Wärmeleistung aufgenommen werden können.

Hinsichtlich der Einfachheit der Auswertung ist das letztgenannte Verfahren vorteilhafter. Es liefert in einer einzigen Messreihe die wenigen zur Auswertung erforderlichen Grössen unmittelbar. Die Auswertung selbst ist sehr einfach. Das andere Verfahren ist etwas umständlicher. Es erfordert die getrennte Bestimmung von β_1 und β_2 oder β_2/β_1 und die Berechnung mit Hilfe von Gleichung (4) oder Abb. 2b. Für mässige Genauigkeitsansprüche kann die Bestimmung von β_2/β_1 allerdings unterbleiben und K_u = 1 oder besser gleich einem für den vorliegenden Fall geschätzten mittleren Wert gesetzt werden.

Hinsichtlich des Aufbaues weistdie Anordnung nach Abb. 1 grosse Vorzüge auf, da trotz vollständiger Abschirmung des Systems 1 die Ausgangsspannung ohne Schwierigkeiten gemssen werden kann. Aus diesem Grunde dürfte daher diese Anordnung in vielen Fällen vorzuziehen sein.

Einen etwas abgewandelten Aufbau dieser Anordnung, der für Messungen bis zu einigen 100 MHz geeignet ist, zeigt Abb. 4. S stellt einen Messender dar, der das Leitungssystem 1, das die zu untersuchende Abschirmung als Innenleiter enthält, speist. Parallel zum Eingang der Leitung 1 liegt ein geeichtes Dämpfungsglied D und, falls auf höchste Spannungsausnutzung Wert

gelegt wird, ein regelbarer Blindwiderstand B. Der Empfänger E braucht nicht geeicht zu sein; er muss vom Ausgang des Leitungssystems 2 auf den Ausgang des Dämpfungsgliedes umgeschaltet werden können. Ist mit dem Dämpfungsglied auf Spannungsgleichheit eingestellt, so erhält man aus der Einstellung des Dämpfungsgliedes unmittelbar $U_{2\ell}/U_{1\ell}$, wenn der Wellenwiderstand der Leitung 2 gleich dem Ausgangswiderstand des Dämpfungsgliedes ist. Ist der Eingangswiderstand des Empfängers nicht hochohmig, sondern gleich dem Wellenwiderstand Z_2, wie es bei hohen Frequenzen häufig der Fall ist, so ändert sich an der Frequenzabhängigkeit von K_u nichts; K ist lediglich mit dem Faktor 0,5 zu multiplizieren.

Zusammenfassung.

Mit Hilfe früher abgeleiteter Beziehungen wird untersucht, ob das von W i l d beschriebene Verfahren zur Messung des Kopplungswiderstandes auch noch bei hohen Frequenzen anwendbar ist. Es zeigt sich, dass die bei niedrigen Frequenzen gültigen Beziehungen durch einen Korrekturfaktor ergänzt werden können, durch den das Verhalten bei höheren Frequenzen beschrieben wird. Das Verfahren wird zweckmässig nur bis zu Kabellängen $\ell \leq 0{,}1\ \lambda$ verwendet. Misst man statt des Eingangsstroms die Eingangsspannung, so darf die Kabellänge bis zu 0,3 λ betragen, wobei der Korrekturfaktor zwischen 0,8 und 1,2 liegt. Im Vergleich zu dem Verfahren, bei dem sowohl das gespeiste als auch das beeinflusste System reflexionsfrei abgeschlossen ist, ergibt das hier beschriebene Verfahren eine etwas umständlichere Auswertung, aber einen wesentlich einfacheren Aufbau.

Schrifttum:

[1] J u n g f e r , H. Die Messung des Kopplungswiderstandes von Kabelabschirmungen bei hohen Frequenzen. Heinrich-Hertz-Institut, Technischer Bericht Nr. 1, 1956.

[2] W i l d , W. Die praktische Bedeutung und die Messung des Kopplungswiderstandes von Leitungen und Bauteilen für Antennenanlagen VDE=Blatt: VDE 0886/VI 1943.

[3] - British Proposal for the Measurement of Surface Transfer Impedance of H.F. Cable Screens. IEC 40-2 (United Kingdom) 4 June 1955

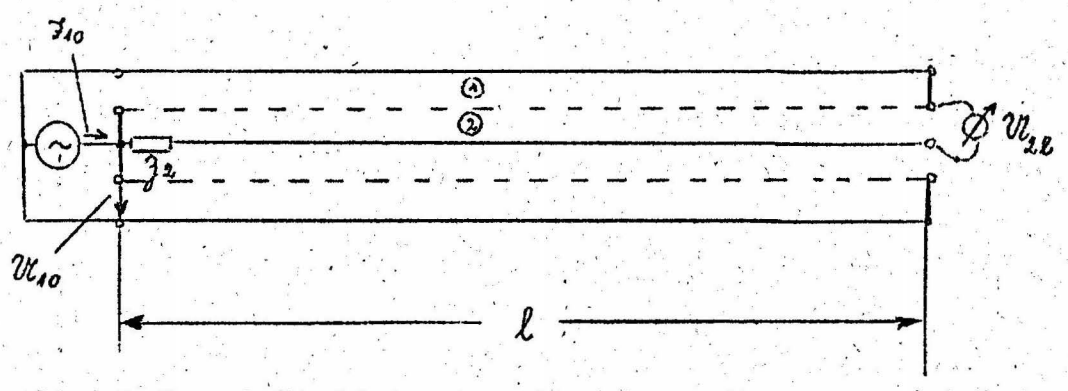

Abb. 1 Grundsätzliche Anordnung zur Messung des Kopplungswiderstandes nach W i l d / VDE 0886

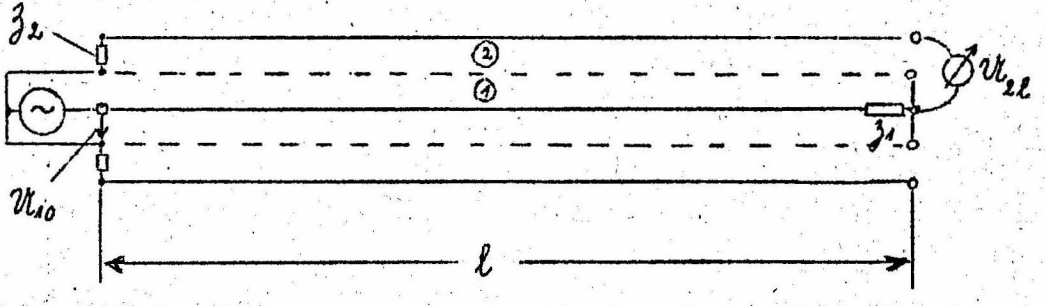

Abb. 3 Grundsätzliche Anordnung mit reflexionsfreiem Abschluss beider Leitungen.

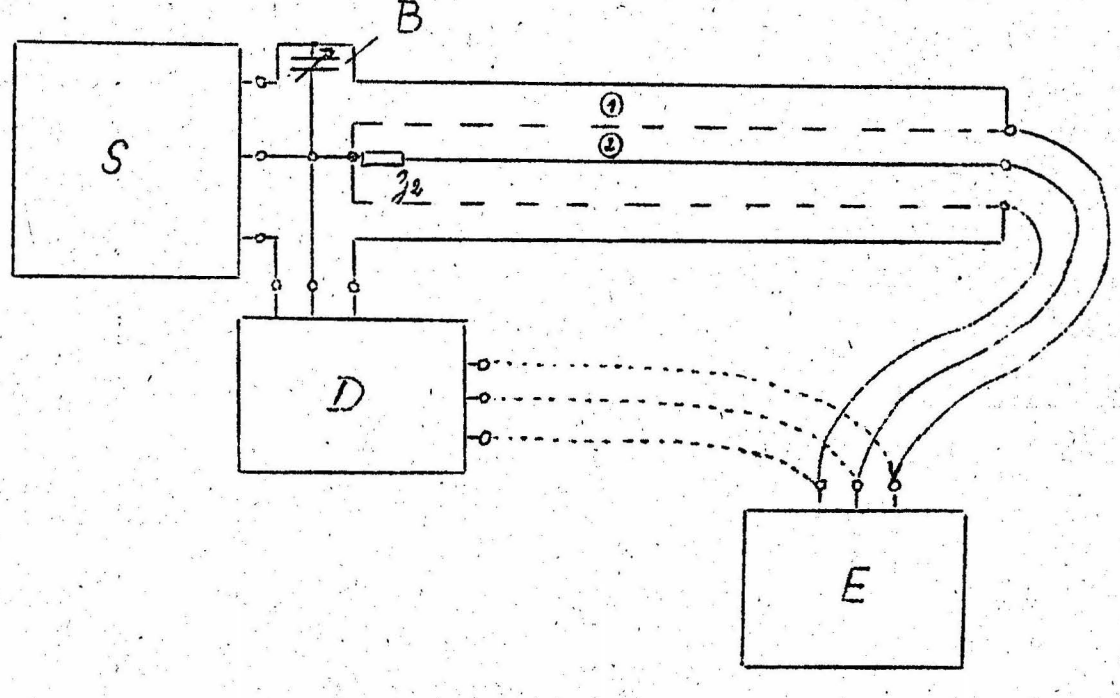

Abb. 4 Abgewandelter Aufbau der Anordnung der Abb. 1

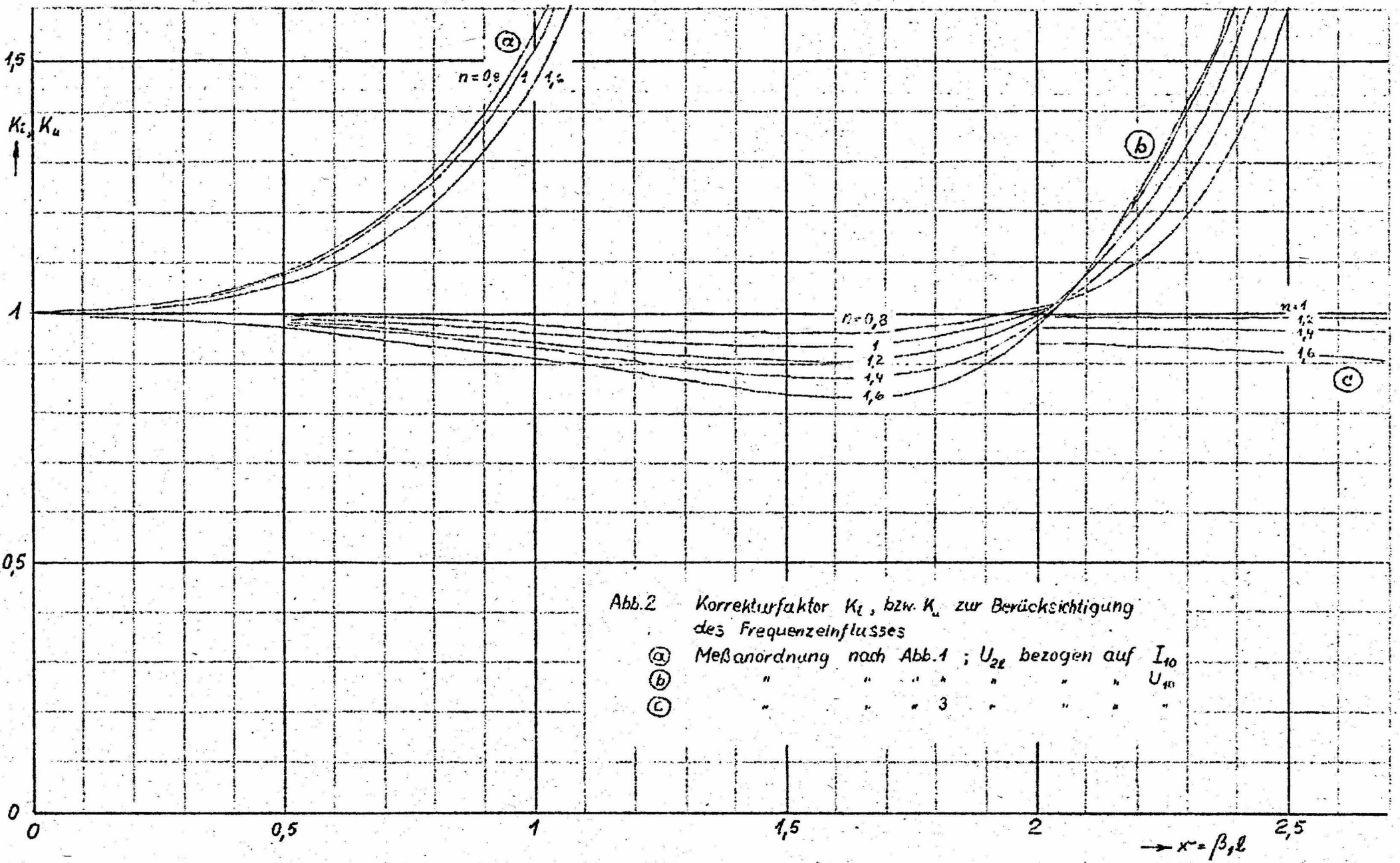

Abb.2 Korrekturfaktor K_I, bzw. K_U zur Berücksichtigung des Frequenzeinflusses

ⓐ Meßanordnung nach Abb.1 ; U_{2l} bezogen auf I_{10}

ⓑ " " " " " " " " U_{10}

ⓒ " " " 3 " " " "