

Beschreibung

REFLEKTOMETER

Type ZUP

BN 3569/50

BN 3569/60

BN 3569/75

R 7320  
561  
Bl. 1  
(17 Bl.)

Anmerkung: Wir bitten, bei technischen Anfragen, insbesondere bei einer Anforderung von Ersatzteilen, außer der Type und Bestellnummer (BN) immer auch die Fabrikationsnummer (FNr.) des Gerätes anzugeben.

Ausgabe R 7320/561

## 1 Eigenschaften

Frequenzbereich . . . . . 10...600 MHz

### Meßbereich

Reflexionsfaktor  $r$  . . . . . 0,005...1

Impedanz

Wirkkomponenten . . . . . 0,1...10 Z

Blindkomponenten

### Fehlergrenzen

a) des Reflexionsfaktors . . . . .  $\pm(0,7 + r) \%$   
zwischen 10 und 30 MHz  
 $\pm(0,3 + r) \%$   
zwischen 30 und 500 MHz  
 $\pm(0,5 + r) \%$   
von 500...600 MHz

b) der Impedanz  
innerhalb des obigen  
Meßbereichs . . . . .  $\pm(5 + 20 r) \%$

### Wellenwiderstand $Z_0$

bei Ausführung BN 3569/50 . . . . . 50  $\Omega$

bei Ausführung BN 3569/60 . . . . . 60  $\Omega$

bei Ausführung BN 3569/75 . . . . . 75  $\Omega$

Anschlüsse . . . . . Kurzhubstecker Dezifix B,  
umrüstbar auf andere Stecker-  
oder Buchsenarten, siehe Blatt 3

Abmessungen . . . . . 220 x 100 x 110 mm

Gewicht . . . . . 1,6 kg

## 2 Umrüsteinsätze

Bestell-Nr.	zur Umrüstung von Dezifix B auf
FHD 10900/50	50-Ω-Buchse UHF Small Single Contact
FHS 10900/50	50-Ω-Stecker UHF Small Single Contact
FHD 20900/50	50-Ω-Buchse Serie N (z.B. Amphenol)
FHS 20900/50	50-Ω-Stecker Serie N (z.B. Amphenol)
FHD 30900/50	50-Ω-Buchse Serie C (z.B. Amphenol)
FHS 30900/50	50-Ω-Stecker Serie C (z.B. Amphenol)
FHD 40900/50	50-Ω-Buchse Serie BNC (z.B. Amphenol)
FHS 40900/50	50-Ω-Stecker Serie BNC (z.B. Amphenol)
FID 20900/50	50-Ω-Buchse 4,1/9,5 Spinner-Siemens
FIS 20900/50	50-Ω-Stecker 4,1/9,5 Spinner-Siemens
FID 40900/50	50-Ω-Buchse 7/16 Spinner-Siemens
FIS 40900/50	50-Ω-Stecker 7/16 Spinner-Siemens
FID 20900/60	60-Ω-Buchse 3,5/9,5 Spinner-Siemens
FIS 20900/60	60-Ω-Stecker 3,5/9,5 Spinner-Siemens
FID 40900/60	60-Ω-Buchse 6/16 Spinner-Siemens
FIS 40900/60	60-Ω-Stecker 6/16 Spinner-Siemens
FLA 20900/50	50-Ω-Buchse General-Radio 874 B
FLB 20900/50	50-Ω-Buchse Marconi H 4

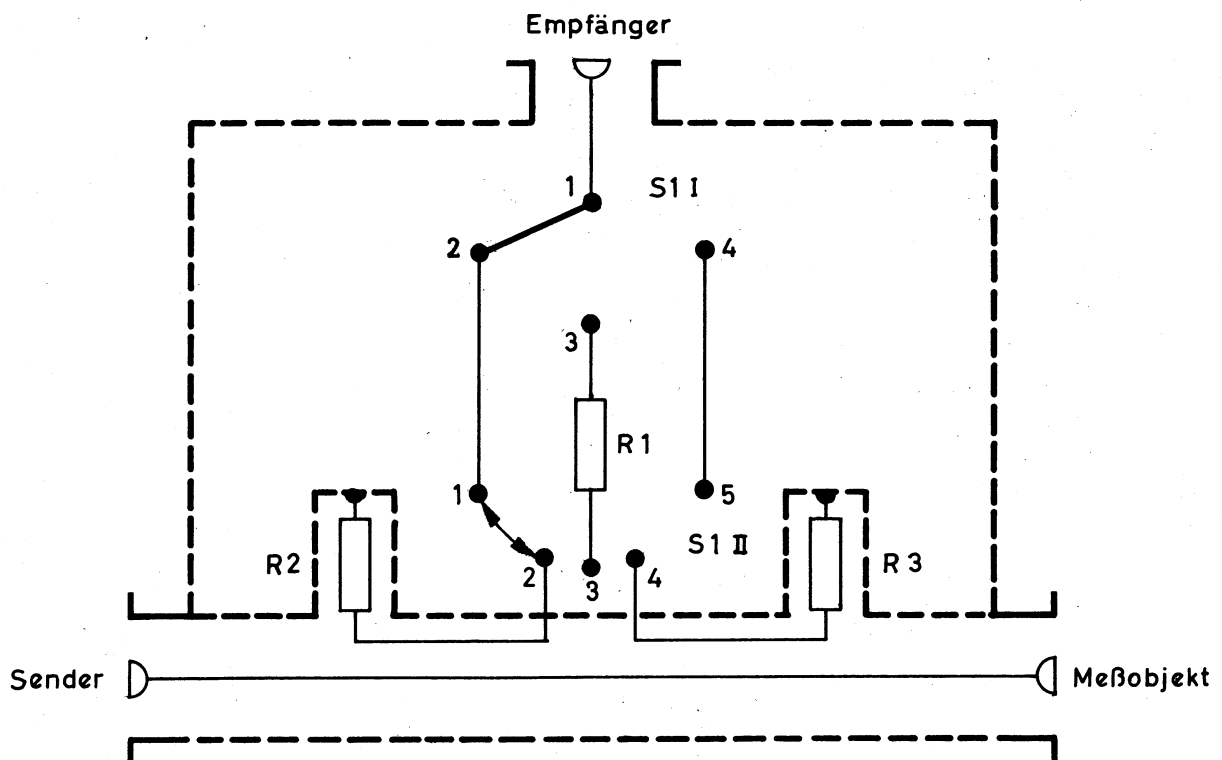
## 3 Anwendung

Zur raschen Messung des Reflexionsfaktors bzw. der Anpassung eines Verbrauchers an eine Koaxialleitung verwendet man vorzugsweise Richtkoppler. Es ist dabei zu unterscheiden zwischen den zur Betriebsüberwachung gedachten Leistungs- und Anpassungszeigern (z.B. unsere Typen NAK, NAU oder NAD), die ohne Zuhilfenahme äußerer Spannungsquellen arbeiten und bei denen mit etwa 5 % Meßfehler zu rechnen ist, und den für Präzisionsmessungen ausgelegten Reflektometern mit Eigenfehlern  $< 0,3 \%$ , zu deren Betrieb außer dem üblichen Meßsender noch ein empfindlicher Meßempfänger benötigt wird. Das Reflektometer Type ZUP

liegt in seiner Genauigkeit hinsichtlich des Reflexionsfaktors etwa eine Größenordnung über den meisten Betriebsgeräten und eignet sich somit besonders für Labor und Entwicklung. Auf Grund seiner handlichen Form und robusten Ausführung ist es jedoch ebenso gut für Betriebsmessungen verwendbar, sofern ein geeigneter Meßempfänger zur Verfügung steht. Über die reine Reflexionsfaktormessung hinaus ist auch eine Bestimmung der Impedanz möglich.

#### 4 Arbeitsweise und Aufbau (siehe Stromlauf, Blatt 5)

In einem Gußgehäuse ist sowohl das Meßkoaxial mit zwei Richtkopplern wie auch der Betriebsartenschalter untergebracht. Beide Richtkoppler sind gleich empfindlich und liefern je eine der vorlaufenden und rücklaufenden Welle proportionale Meßspannung. Mit Hilfe des Betriebsartenschalters werden nacheinander die ausgekoppelte Vorlaufspannung  $U_0$ , die Rücklaufspannung  $U_r$  und die durch Zusammenschalten beider gebildete Interferenzspannung  $U_i$  auf den Meßempfänger gegeben. Durch Bildung von  $U_r/U_0$  ergibt sich der Reflexionsfaktor  $\bar{r}$  dem Betrage  $r$  nach,  $U_i/U_0$  liefert die auf  $U_0$  bezogene Summenspannung  $|1 + \bar{r}|$  aus vor- und rückläufiger Welle. Überträgt man diese beiden Quotienten als Radien zweier Kreise in ein Smith-Diagramm, so liefern die Schnittpunkte dieser Kreise zwei zueinander konjugiert komplexe Impedanzwerte. Die Entscheidung, welcher der beiden Punkte den richtigen Impedanzwert ergibt, erfolgt durch Frequenzverstimmung. Ist der verwendete Meßempfänger geeicht, so können die Spannungsverhältnisse aus den abgelesenen Meßwerten gebildet werden, andernfalls benützt man eine Eichleitung und erhält somit die Quotienten in Neper oder Dezibel.



	S1 I				S1 II				
Schalterstellung	1	2	3	4	1	2	3	4	5
Vorlauf	●	●			●	●			
Interfrequenz	●		●			●	●	●	
Rücklauf	●			●				●	●

● = Kontakte verbunden

Kennz.	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
R1	Schichtwiderstand	50 $\Omega$ $\pm 1$ %/0,08 W	WFK 511/50/1/0,08
R2	Schichtwiderstand	100 $\Omega$ $\pm 1$ %/0,08 W	WFK 511/100/1/0,08
R3	Schichtwiderstand	100 $\Omega$ $\pm 1$ %/0,08 W	WFK 511/100/1/0,08

Bild 1. Stromlauf des Reflektometers Type ZUP

## 5 Bedienungsanleitung

### 5.1 Inbetriebnahme

Das Reflektometer wird als Durchgangskopf zwischen einen geeigneten Meßsender (z.B. Leistungs-Meßsender Type SMLM (30...300 MHz) oder UHF-Leistungs-Meßsender Type SLRD (275...2750 MHz) oder Type SDR (300...1000 MHz)) und den zu untersuchenden Verbraucher geschaltet. Das Gerät trägt entsprechende Bezeichnungen zur Kennzeichnung der Anschlüsse. Am Anschluß „Empfänger“ wird ein beliebiger, gut geschirmter Empfänger angeschlossen. Ist dieser geeicht, so erübrigt sich die im Abschnitt 4 erwähnte Eichleitung. Der Eingangswiderstand des Meßempfängers ist ohne Belang, da der Innenwiderstand des ZUP für alle drei Schaltstellungen  $R_1 = 100 \Omega$  ist.

Schwankungen der Meßfrequenz als Folge von Lastschwankungen vermeidet man durch Zwischenschalten eines 10-db-Dämpfungsgliedes zwischen Sender und Reflektometer. Wir empfehlen hierzu unsere Type DPF BN 18082/60 mit  $Z_0 = 60 \Omega$  oder BN 18082/50 mit  $Z_0 = 50 \Omega$  oder BN 18082/75 mit  $Z_0 = 75 \Omega$ .

Bei nicht geeichtem Meßempfänger schaltet man zwischen Reflektometer und Sender eine Eichleitung mit dem Wellenwiderstand des ZUP. Gut geeignet ist unsere VHF-Eichleitung Type DPR (0...300 MHz) BN 18042/50 für  $Z = 50 \Omega$  oder BN 18042/60 für  $Z = 60 \Omega$  oder BN 18042/75 für  $Z = 75 \Omega$  oder Type DPU (0...3000 MHz) BN 18044/50 für  $Z = 50 \Omega$  oder BN 18044/60 für  $Z = 60 \Omega$ . Wenn man an der Eichleitung eine Grunddämpfung von 10 db einstellt und diese Dämpfung als Bezugswert für alle weiteren Messungen verwendet, so erübrigt sich die Zuschaltung eines 10-db-Dämpfungsgliedes.

## 5.2 Messen

### 5.21 Messung mit geeichtem Meßempfänger

#### 5.211 Messung des Reflexionsfaktors

Der Betriebsartenschalter wird auf „Rücklauf“ gestellt und die Spannung am Meßempfänger abgelesen; dann wird auf „Vorlauf“ umgeschaltet und wieder abgelesen. Der Quotient liefert den Betrag des Reflexionsfaktors  $|\bar{r}| = |U_r/U_o|$ .

Eine von der Meßfrequenz abhängige Korrektur, wie in Abschnitt 5.212, ist bei der Reflexionsfaktormessung nicht vorzunehmen.

#### 5.212 Messung des Interferenzquotienten

Der Betriebsartenschalter wird zuerst auf „Interferenz“ und anschließend auf „Vorlauf“ gestellt, die dazugehörigen Spannungswerte jeweils abgelesen und zueinander ins Verhältnis gesetzt. Der sich ergebende Wert muß noch mit dem Faktor 2 multipliziert werden, da beim Zusammenschalten der Richtkoppler die ausgekoppelte Spannung auf den halben Wert herabgesetzt wird. Dieser mit 2 multiplizierte Spannungsquotient ist zugleich der Interferenzquotient  $|1 + \bar{r}| = 2 \cdot |U_1/U_o|$ , der zur Impedanz- bzw. Admittanzbestimmung (Abschnitt 5.213) in das Diagramm Bild 2 eingetragen wird. Ist die Meßfrequenz  $> 200$  MHz, so muß entweder der gemessene Wert  $U_1$  oder der Quotientenwert  $2 \cdot |U_1/U_o|$  vor der Eintragung in das Diagramm nach Bild 5 korrigiert werden. Es ist dann

$$|1 + \bar{r}| = 2 \cdot k \cdot |U_1/U_o|.$$

#### 5.213 Bestimmung der Impedanz (Scheinwiderstand) oder Admittanz (Scheinleitwert) aus Reflexionsfaktor und Interferenzquotient

Das Diagramm Bild 2 ist eine konforme Abbildung der Ebene des komplexen Reflexionsfaktors und kann daher in einfacher Weise zur Auswertung der gemessenen Quotienten verwendet werden. Dem Reflexionsfaktor entspricht ein Kreis um den Mittelpunkt  $R/Z_o = 1$  des Smith-Diagramms (Bild 2). Den Radius  $a$ , dieses Kreises erhält man durch

Multiplikation des Diagrammradius  $a_0$  mit dem gemessenen Reflexionsfaktor  $|\bar{\Gamma}| = |U_r/U_0|$ ;  $a_1$  kann Werte annehmen, die zwischen 0 und  $a_0$  liegen. Zur Bestimmung des Phasenwinkels muß noch um den Punkt  $R/Z_0 = 0$  als Mittelpunkt ein Kreisbogen mit dem Radius  $a_2$  geschlagen werden, wobei sich als Schnittpunkte der beiden Kreise die Punkte A und B ergeben.  $a_2$  ist das Produkt aus dem Diagrammradius  $a_0$  und dem Interferenzquotienten  $|1 + \bar{\Gamma}| = 2 \cdot |U_1/U_0|$  und kann Werte von 0 bis 2 durchlaufen. Soll ein Leitwert gemessen werden, dann muß der dem Interferenzquotienten entsprechende Kreisbogen um den Mittelpunkt  $R/Z_0 = \infty$  geschlagen werden.

Nun ist noch festzustellen, welcher der beiden Punkte A und B gilt. Zu diesem Zwecke erhöht man die Meßfrequenz, wiederholt die Messungen und gewinnt daraus auf die beschriebene Weise die Kreise mit den Radien  $a'_1$  und  $a'_2$  und die neuen Schnittpunkte C und D. Der Erhöhung der Meßfrequenz entspricht im Diagramm (Bild 2) eine Erhöhung der induktiven oder eine Verminderung der kapazitiven Serienblindkomponente. In dem in Bild 2 eingezeichneten Beispiel ist diese Gesetzmäßigkeit für Punkt A erfüllt, der somit den gültigen Meßwert darstellt.

Bei Admittanzmessung muß analog einer Erhöhung der Meßfrequenz eine Erhöhung der kapazitiven bzw. eine Verminderung der induktiven Parallelblindkomponente im Diagramm entsprechen.

Der als gültig erkannte Punkt A bedarf jedoch noch einer Korrektur, da sich der durch diesen Punkt dargestellte Impedanzwert auf die Mitte zwischen den beiden Richtkopplern bezieht. Zwischen diesem Ort und dem Koaxialausgang liegt aber eine elektrische Länge  $l_e = 135 \text{ mm}$ . Um den auf den Koaxialausgang bezogenen Impedanz- bzw. Admittanzwert zu erhalten, muß der Punkt A auf dem Kreis  $a_1$  um den dem Verhältnis  $l_e/\lambda$  entsprechenden Winkel gegen den Uhrzeigersinn verschoben werden (Abschnitt 5.214).

### 5.214 Meßbeispiel

Meßfrequenz:  $f = 67 \text{ MHz}$ .

Gemessener Reflexionsfaktor

$$|\bar{r}| = \left| \frac{U_r}{U_0} \right| = 0,32.$$

Um den Diagramm-Mittelpunkt wird ein Kreis gezeichnet mit dem Radius

$$a_1 = a_0 \cdot 0,32.$$

Gemessener Interferenzquotient

$$|1 + \bar{r}| = 2 \cdot \left| \frac{U_1}{U_0} \right| = 0,875.$$

Eine Korrektur nach Bild 5 ist nicht erforderlich, da  $f < 200 \text{ MHz}$ .

Wird als Ergebnis die Impedanz gewünscht, so zeichnet man in das Diagramm um den Punkt  $R/Z_0 = 0$  einen Kreisbogen mit dem Radius

$$a_2 = a_0 \cdot 0,875.$$

Wird als Ergebnis die entsprechende Admittanz gewünscht, so zeichnet man denselben Kreisbogen, jedoch mit  $R/Z_0 = \infty$  als Mittelpunkt. Die Schnittpunkte der beiden Kreise sind A und B.

Um zu ermitteln, welcher der beiden Punkte gilt, wird  $f$  erhöht, die Messungen wiederholt und die Ergebnisse als  $a'_1$  und  $a'_2$  in der gleichen Weise wie vorher in das Diagramm eingetragen. Von den Punkten A und B im Uhrzeigersinn ausgehend ergibt sich als Schnittpunkt von  $a'_1$  und  $a'_2$  nur der Punkt C in der oberen Diagrammhälfte. Damit ist der Punkt A gültig und die Impedanz induktiv.

Die durch den Punkt A dargestellte Impedanz gilt für die Mitte zwischen den beiden Richtkopplern. Zur Ermittlung der Impedanz am Koaxialausgang (Meßobjekt) verfährt man folgendermaßen:

- a) Vom Diagramm-Mittelpunkt  $R/Z_0 = 1$  zieht man eine Gerade durch den Punkt A bis zum Diagrammrand (Skala  $1/\lambda$ ).

b) Man errechnet den Wert  $l_0/\lambda$  ( $l_0 = 0,135 \text{ m}$ )

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{67 \cdot 10^6} = 4,48 \text{ m}$$

$$\frac{l_0}{\lambda} = \frac{0,135}{4,48} = 0,03$$

c) Die Gerade durch A endet beim Wert 0,418. Die Transformation muß gegen den Uhrzeigersinn erfolgen, daher ist 0,03 zu addieren:

$$0,418 + 0,03 = 0,448$$

d) Von diesem Wert zieht man eine Gerade zum Diagramm-Mittelpunkt. Der Schnittpunkt A' dieser Geraden mit dem Kreis  $a_1$  stellt den gesuchten, auf den Meßobjektausgang bezogenen Impedanzwert dar.

## 5.22 Messung mit Eichleitung

### 5.221 Messung des Reflexionsfaktors

Die Eichleitung kann

- a) zwischen Sender und Reflektometer oder
- b) zwischen Reflektometer-Anschluß „Empfänger“ und dem Empfänger selbst

eingeschaltet werden. Im Falle b) mache man entsprechend Abschnitt 5.1 den Reflektometer-Speisewiderstand  $\approx Z_0$ , d.h., man schalte ein 10-db-Glied zwischen Sender und Reflektometer. Die Anschlußart a) dürfte jedoch vorzuziehen sein, da die Eichleitung selbst gleich mit 10 db Grunddämpfung benutzt werden kann.

Der Betriebsartenschalter wird zunächst auf „Rücklauf“ gestellt und der Ausschlag am ungeeichten Empfänger abgelesen. Dann schaltet man auf „Vorlauf“, nachdem man vorsichtshalber, um eine Übersteuerung des Empfängers zu vermeiden, die Dämpfung der Eichleitung um 50 db erhöht hat. Hierauf schaltet man die Eichleitungsdämpfung langsam so weit zurück, bis am Empfänger wieder derselbe Ausschlag entsteht. Die Differenz zwischen Grunddämpfung und dem letzten eingestellten Wert der Eichleitung liefert den Quotienten  $U_r/U_0$  in Dezibel oder Neper ( $b_r$ ).

### 5.222 Messung des Interferenzquotienten

Die Grunddämpfung der Eichleitung sei wieder 10 db. Man schaltet zunächst auf „Interferenz“, liest ab und schaltet dann, nach Erhöhung der Eichleitungsdämpfung um etwa 50 db, auf Vorlauf. Dann wird die Eichleitung wieder so eingestellt, daß sich der vorher abgelesene Wert ergibt. Die Differenz aus letzteingestellter Dämpfung und Grunddämpfung ergibt den Quotienten  $U_1/U_0$  in Dezibel oder Neper ( $b_1$ ). Um den Faktor 2 (Abschnitt 5.212) zu berücksichtigen, müssen von  $b_1$  6 db bzw. 0,69 N subtrahiert werden. Bei Frequenzen > 200 MHz ist außerdem noch der Korrekturfaktor  $b_1$  aus Bild 5 in db bzw. N zu subtrahieren. Man erhält so die wirkliche Dämpfung ( $b_1 - b'_1 - 6$ ) in db bzw. ( $b_1 - b'_1 - 0,69$ ) in N.

### 5.223 Beispiel zur Messung einer Impedanz mittels Eichleitung

Bei der Bestimmung des Reflexionsfaktors wurde die Dämpfung  $b_r = 9,88$  db gemessen. Dann ist der Radius (Bild 2)

$$a_1 = a_0 \cdot 10^{\frac{-b_r}{20}},$$

wenn  $b$  in db gemessen wurde bzw.

$$a_1 = a_0 \cdot e^{-b_r},$$

wenn die Dämpfung in Neper angegeben wird. Es ist also  $a_1 = a_0 \cdot 0,32$ .

Bei der Messung des Interferenzquotienten ergab sich eine Dämpfung von  $b_1 = 7,15$  db. Dann ist

$$a_2 = a_0 \cdot 10^{\frac{b_1 - b'_1 - 6}{20}},$$

wenn  $b$  in db gemessen wurde bzw.

$$a_2 = a_0 \cdot e^{-(b_1 - b'_1 - 0,69)},$$

wenn die Dämpfung in Neper gegeben ist.  $b'_1$  ist in diesem Falle gleich 0, da  $f < 200$  MHz. Es ist also  $a_2 = a_0 \cdot 0,875$ . Man erhält wieder die Kreise  $a_1$  und  $a_2$  mit den Schnittpunkten A und B. Der weitere Auswertungsvorgang ist der gleiche wie in Abschnitt 5.214 erläutert.

## 6 Auskoppeldämpfung und Empfindlichkeit

Die obere Frequenzgrenze des Reflektometers liegt durch die Dimensionen der Richtkoppler bzw. durch deren abfallendes Richtverhältnis fest. Man muß deshalb bei  $f = 600$  MHz bereits mit 0,4 % Eigenfehler der Richtkoppler rechnen (Bild 3), zu denen noch ein kleiner Transformationsfehler im Schalter kommt. Dadurch ergibt sich der im Abschnitt 1 angegebene Wert.

Nach tieferen Frequenzen zu ist der Verwendbarkeit des Reflektometers keine scharfe Grenze gesetzt, d.h., sobald die Senderleistung und die Empfängerempfindlichkeit nicht mehr ausreichen, um den zur Messung nötigen Störabstand am Empfänger von mindestens 6...10 db für die Rücklaufspannung zu gewährleisten, ist eine Messung nicht mehr möglich. Auch sinkt die Richtdämpfung unterhalb 30 MHz langsam ab, was in den Fehlergrenzen (Abschnitt 1) sowie in Bild 3 zum Ausdruck kommt.

In Bild 3 und Bild 4 sind die wesentlichsten Grenzwerte des Reflektometers zusammengestellt. So zeigt Bild 3 den Verlauf der Auskoppeldämpfung abhängig von der Frequenz. Sie ist das logarithmische Verhältnis der Vorlaufspannung im Meßkoaxial und der dem Empfänger zugeführten Meßspannung. Will man wissen, welche Vorlaufspannung  $U_0$  man am Meßkoaxial zur Verfügung haben muß, um mit einem Empfänger der Empfindlichkeit  $U_E$  [V] (für etwa 10 db Störabstand) eine Reflexion  $r$  noch messen zu können, so addiere man die frequenzabhängige Auskoppeldämpfung  $b(f)$  [db] zu der sich aus  $r$  ergebenden Rücklaufdämpfung

$$b_r = 20 \cdot \lg \frac{U_0}{U_r} = 20 \cdot \lg 1/r \quad [\text{db}]$$

und multipliziere  $U_E$  mit dem sich aus  $b(f) + b_r$  [db] ergebenden Spannungsverhältnis

$$U_0 [\text{V}] = U_E [\text{V}] \cdot 10^{\frac{b(f) + b_r}{20}}.$$

Diese Berechnung wurde für 2 Beispiele:  $r = 0,01$  und  $r = 0,03$ , in Bild 4 durchgeführt. Als Empfindlichkeit wurde  $U_E = 1 \mu\text{V}$  angenommen.

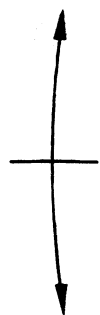
Wie man sieht, ist unter der Voraussetzung genügend empfindlicher und gut geschirmter Empfänger auch noch bei  $f = 10$  MHz eine einwandfreie Messung möglich.

Andererseits läßt sich aus derselben Kurve entnehmen, daß im VHF-Bereich bereits Vorlaufspannungen von einigen mV genügen, um meßbare Spannungen am Ausgang zum Empfänger zu erhalten. Dieser Umstand ist besonders wesentlich für die Untersuchung der Anpassung empfindlicher Empfänger (z.B. Kristallmischstufen).

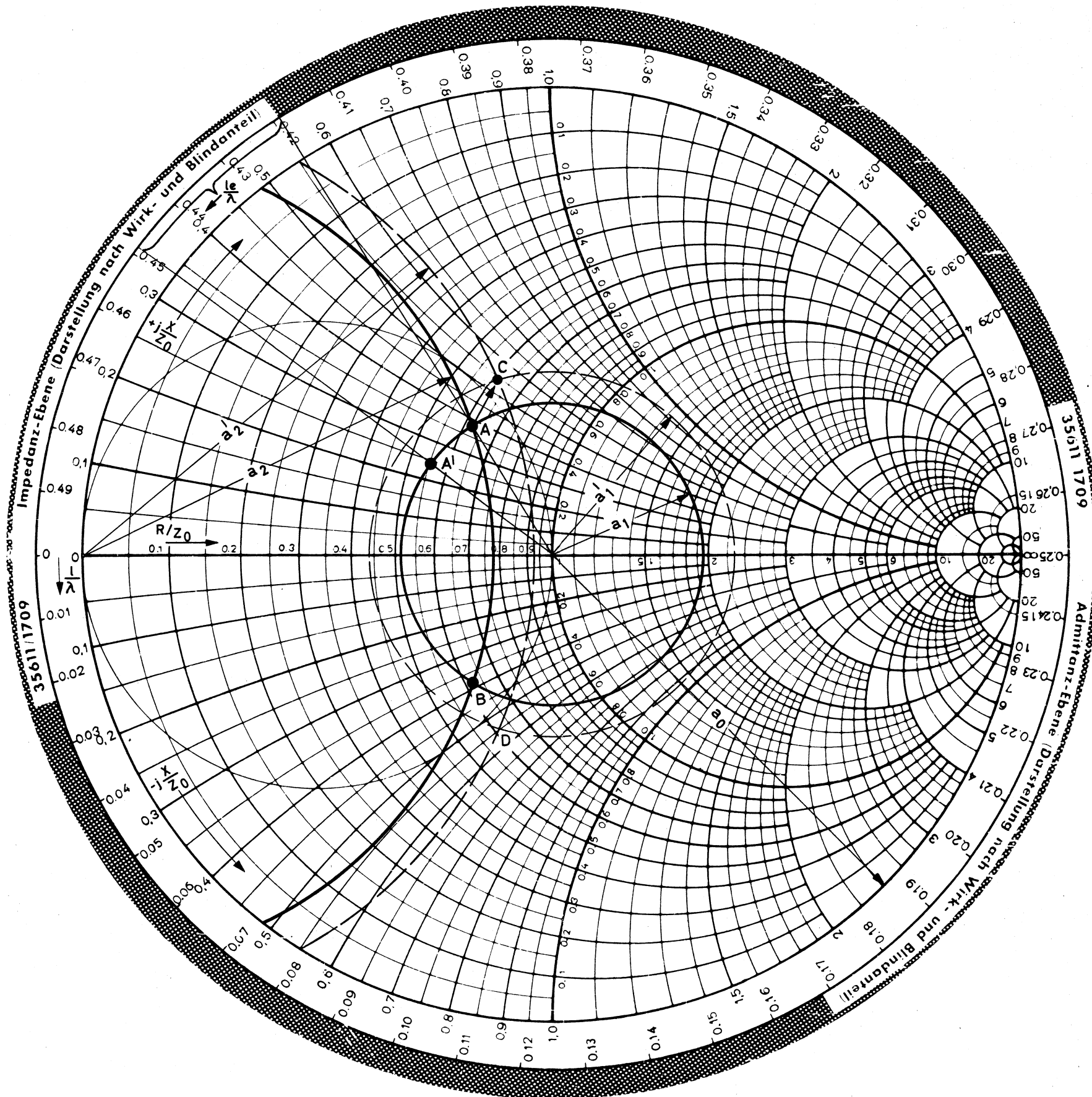
## 7 Maximal zulässige Durchgangsleistung

Die obere Grenze für die Durchgangsleistung ist einerseits durch die Belastbarkeit der genau abgeglichenen Richtsysteme bzw. der in ihnen befindlichen ohmschen Widerstände gegeben, die wegen der frequenzabhängigen Auskoppeldämpfung ebenfalls eine Funktion der Frequenz ist. Bei niedrigen Frequenzen, bei denen die Auskoppeldämpfung schon Werte  $> 40$  db annimmt, wird die hinsichtlich der Richtsysteme zulässige Belastbarkeit des Reflektometers bereits so hoch, daß die Wärmeverluste in den Isolierstützen und Steckern des Meßkopfes nicht mehr vernachlässigbar sind, d.h., unterhalb 70 MHz sollte die Durchgangsleistung 300 Watt nicht überschreiten. Bei 500 MHz ist die Belastbarkeit bereits auf 7 Watt abgesunken (Bild 4).

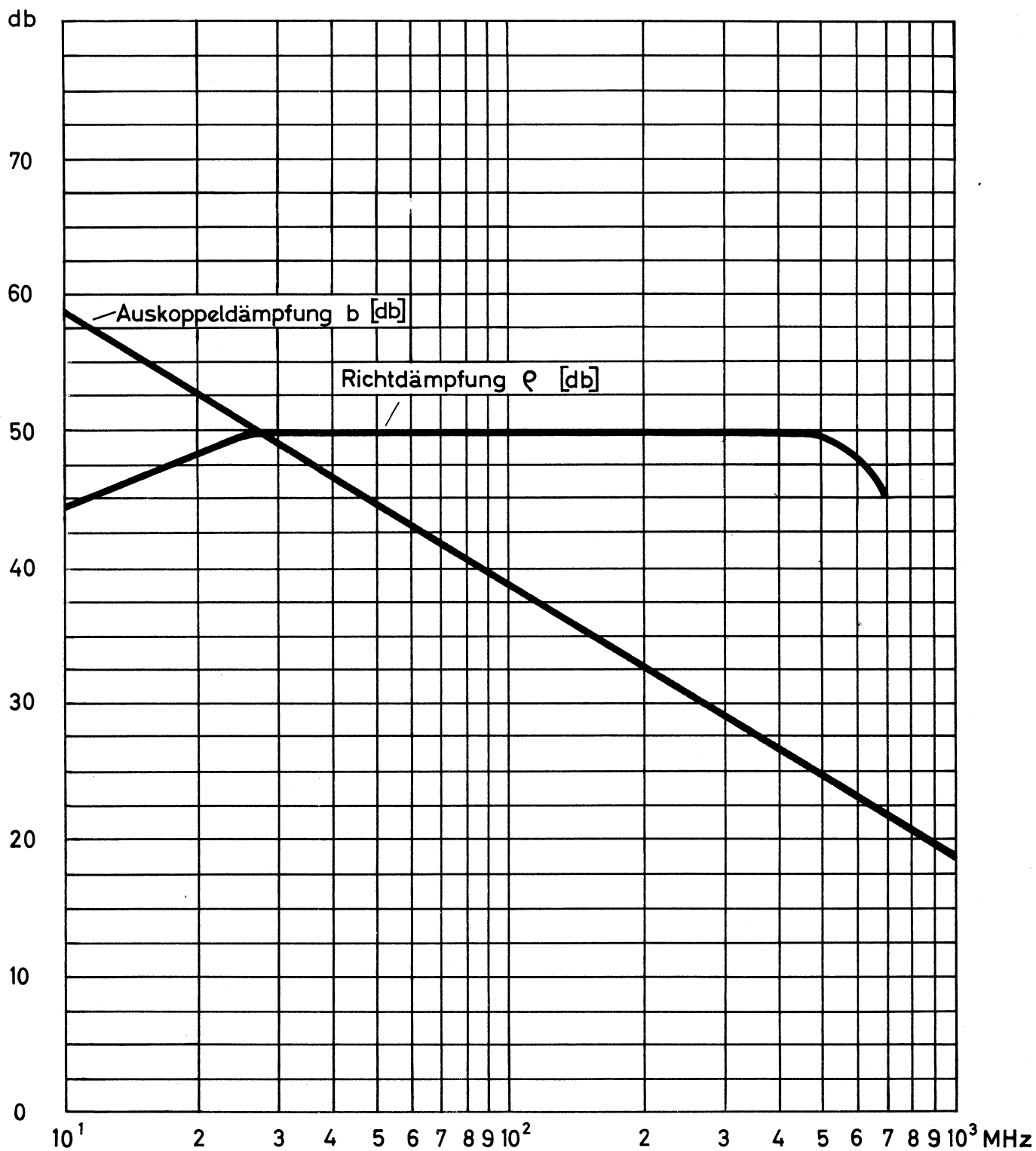
Admittanz kapazitiv  
Impedanz induktiv



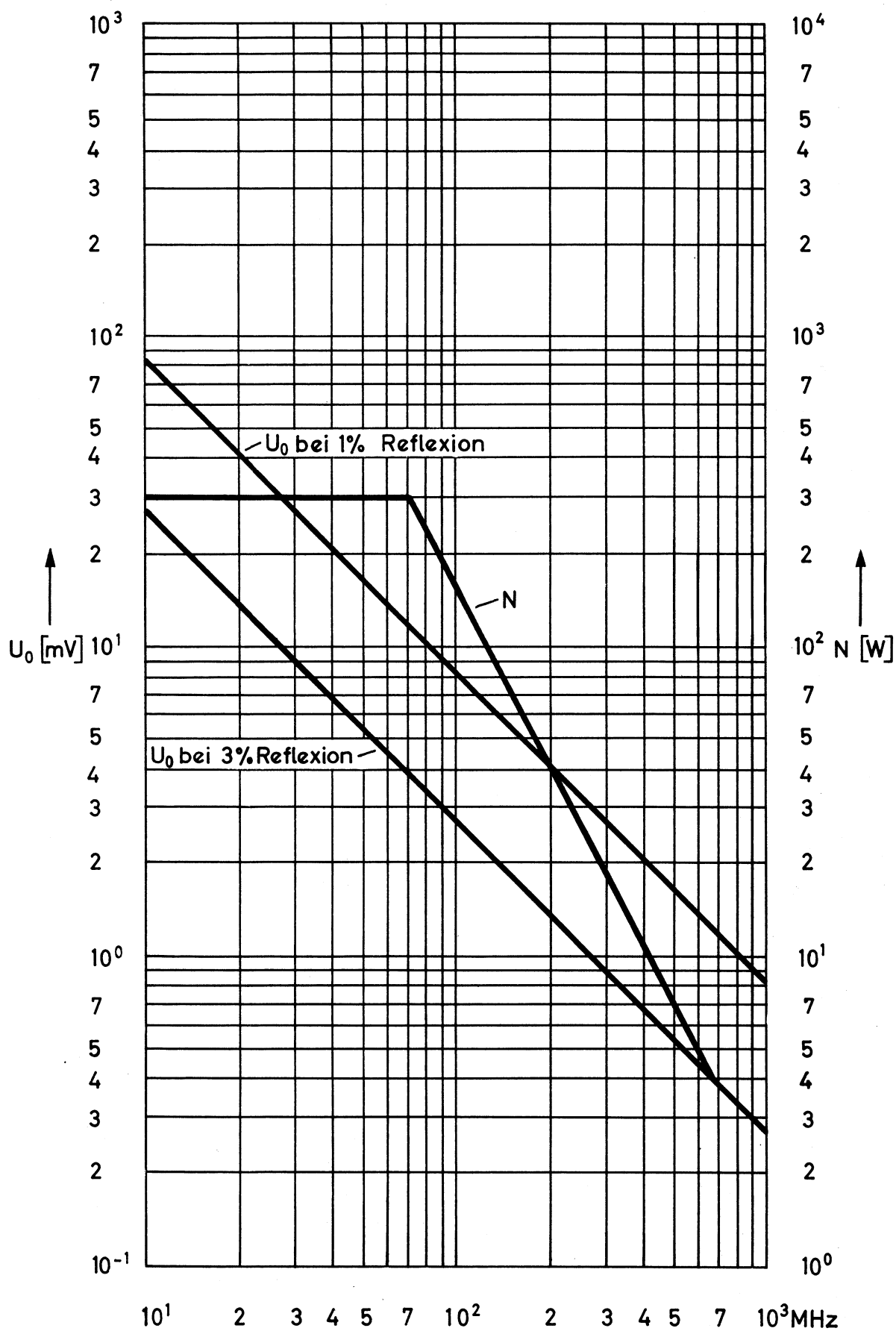
Impedanz kapazitiv  
Admittanz induktiv

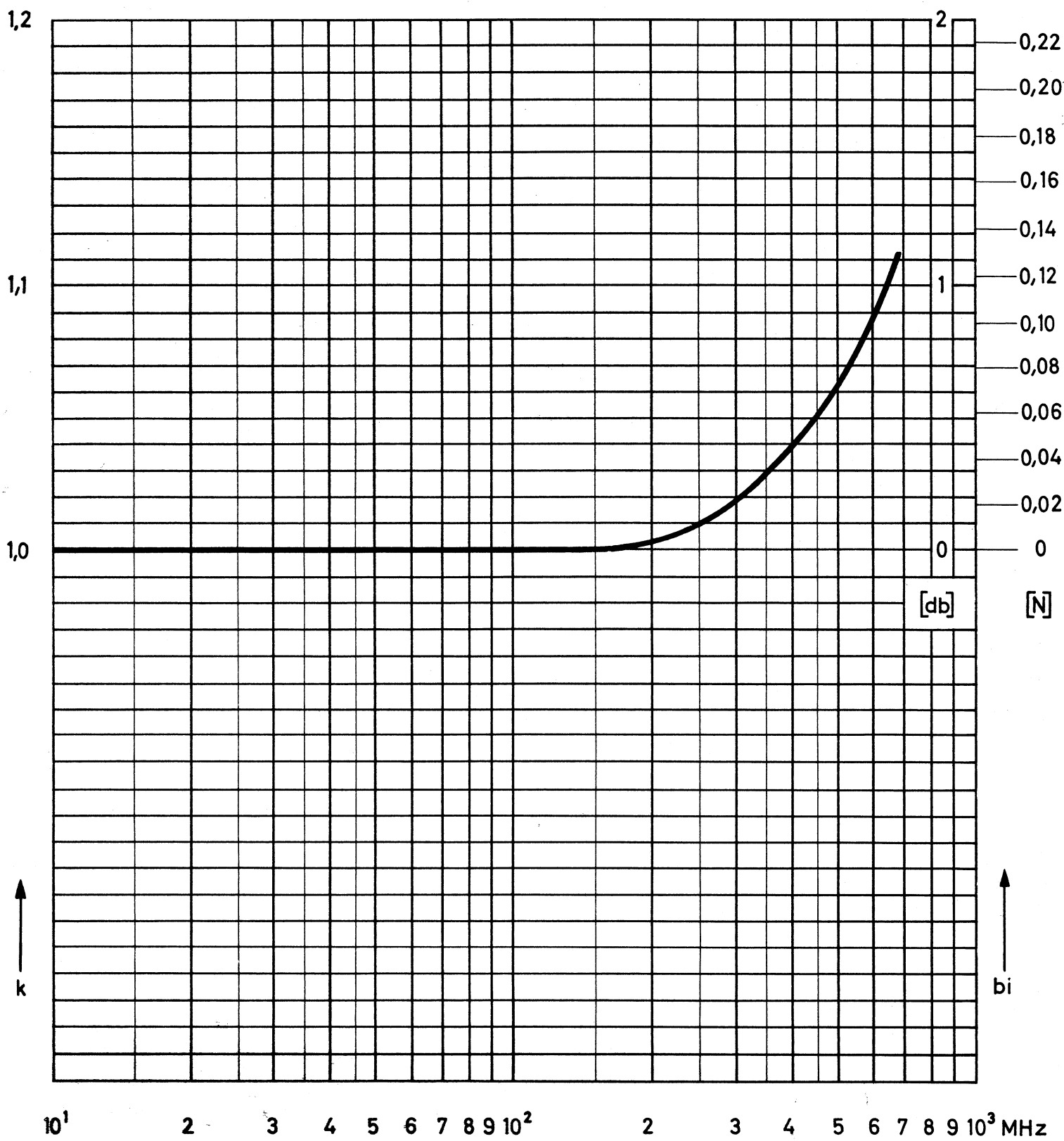


Smith-Diagramm mit Beispiel für die Übertragung der gemessenen Spannungsverhältnisse  $|U_r/U_0| = |\bar{\Gamma}|$  und  $2|U_i/U_0| = |1 + \bar{\Gamma}|$ . Ergeben sich bei Erhöhung der Meßfrequenz die gestrichelten Kreisbögen, so ist der induktive Schnittpunkt A der richtige



R 7320  
561  
Bl. 15





R 7320  
561  
Bl. 17

Bild 5