

HEINRICH-HERTZ-INSTITUT FÜR SCHWINGUNGSFORSCHUNG
BERLIN-CHARLOTTENBURG

Technischer Bericht Nr. 93

Ein Meßplatz zur Bestimmung
von Wellentypwandlereigenschaften

von

Dr.-Ing. B. Strebel, cand. Ing.

E. Kienscherf, Ing. R. Türck



B e r l i n

1 9 6 8



Ein Meßplatz zur Bestimmung von Wellentypwandlereigenschaften

Zusammenfassung

Es wird ein Meßplatz beschrieben, mit dem die vollständige Streumatrix von Wellentypwandlern ermittelt werden kann. Er ist auf solche Wandler anwendbar, die einen einseitigen Wellentyp in ein Gemisch von Ausgangswellentypen transformieren. Weiterhin wird vorausgesetzt, daß die Wellentypen im Ausgangshohlleiter verschiedene Phasengeschwindigkeiten besitzen.

Die Methode beruht auf der Messung des Realteils des eingangsseitigen Reflexionsfaktors des Wandlers, dessen Spektralanteile als Funktion der Stellung eines im Ausgang mit konstanter Geschwindigkeit bewegten Kurzschlußschiebers vom Analogrechner ermittelt werden.

Nach einer Beschreibung des gesamten Meßaufbaus werden die drei wichtigsten Spezialbauelemente, Zweisondenmeßleitung, automatischer Kurzschlußschieber und eine Senderleistungsregelung erklärt.

Heinrich-Hertz-Institut für Schwingungsforschung

Die Bearbeiter:

Strebel

Kienscherf

Türck

(Dr.-Ing. B. Strebel)(cand.Ing. E. Kienscherf) (Ing. R. Türck)

Der Abteilungsleiter

Der Institutsdirektor

Gundlach

Cremer

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

(Prof.Dr.-Ing. L. Cremer)

Berlin-Charlottenburg, den 29. Dezember 1967

Inhaltsverzeichnis

	<u>Seite</u>
1. Einleitung	1
2. Die Grundgleichungen	1
3. Der Meßaufbau	4
4. Die Spezialgeräte des Meßplatzes	7
4.1 Die Zweisondenmeßleitung	8
4.2 Der automatische Kurzschlußschieber	15
4.3 Aufbau des automatischen Dämpfungs- gliedes	21
Literaturverzeichnis	24

1. Einleitung

In dieser Arbeit wird eine Meßapparatur beschrieben, mit der nach einem Resonanzmeßverfahren die vollständige Streumatrix von Hohlleiterwellentypwandlern ermittelt werden kann.

Ein Wellentypwandler hat die Aufgabe, einen vorgegebenen Wellentyp in einen anderen Wellentyp eines gleichen oder anderen Hohlleiterquerschnitts umzuwandeln. Neben dem erwünschten Wellentyp bilden sich eine Reihe von Störwellentypen, deren Zahl von der Frequenz und der Querschnittsform abhängt. Das hier erklärte Meßverfahren läßt sich auf solche Wandler anwenden, bei denen der Eingangswellentyp im Eindeutigkeitsbereich des Hohlleiters betrieben wird, der Ausgangsquerschnitt jedoch einen Mehrwellentypenleiter darstellt. Der Ausgangshohlleiter des Wandlers soll außerdem so eng sein, daß sich die Phasengeschwindigkeiten der einzelnen Wellentypen merklich unterscheiden.

Der Wert eines Meßverfahrens wird danach beurteilt, wie vollständig der Wandler durch die Meßgrößen beschrieben wird, wie genau gemessen werden kann, wie hoch der apparative Aufwand ist und wie schnell das endgültige Ergebnis vorliegt. Wählt man zur Beschreibung der Wandlereigenschaften die Methode der Streumatrizen, so ermöglicht die eingangsseitige Reflexionsfaktormessung bei Veränderung der ausgangsseitigen Abschlußwiderstände der einzelnen Wellentypen in einfacher Weise die Bestimmung aller Matrixelemente ohne jede Einschränkung, speziell auch für verlustbehaftete Bauteile. Es beruht auf der Messung des Real- oder Imaginärteils des eingangsseitigen Reflexionsfaktors in Abhängigkeit von der Stellung eines Kurzschlußschiebers für alle Wellentypen im Ausgangshohlleiter. Die anschließende Fourieranalyse der gemessenen Kurve liefert sofort die gewünschte Streumatrix. Mit dieser Methode kann man in kürzester Zeit einen Wellentypwandler durchmessen.

2. Die Grundgleichungen

Das Ersatzschaltbild des ausgangsseitig kurzgeschlossenen Wellentypwandlers ist in Bild 1 wiedergegeben. Betrag und Phase

des Reflexionsfaktors sind abhängig von der Kurzschlußschieberstellung l . In den Wandler führt von links beispielsweise die H_{10}^0 -Welle eines Rechteckhohlleiters. Zwischen Wandler und verschiebbarem Kurzschluß liegt möglicherweise ein Ausgangshohlleiter mit Kreisquerschnitt, in dem neben der H_{01}^0 -Welle die H_{12}^0 - und H_{11}^0 -Welle vorliegt.

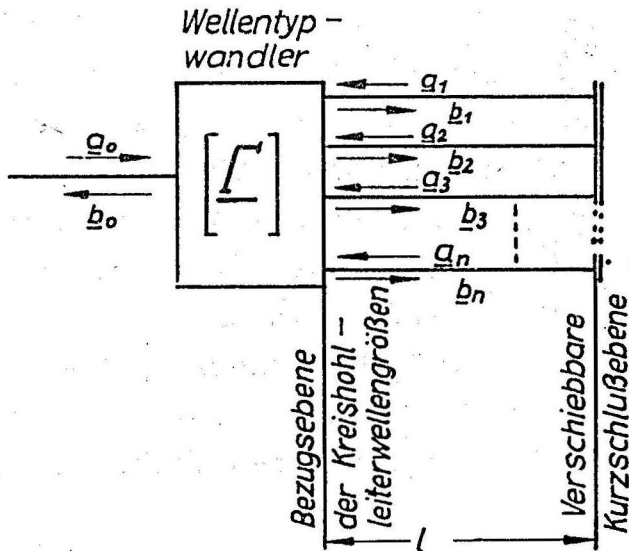


Bild 1:
Ersatzschaltbild
für den ausgangs-
seitig kurzge-
schlossenen Wel-
lentypwandler

Alle zu- und ablaufenden Wellengrößen \underline{a}_v und \underline{b}_v des Ersatzschaltbildes sind über die Streumatrix miteinander verknüpft:

$$\begin{pmatrix} \underline{b}_0 \\ \underline{b}_1 \\ \underline{b}_2 \\ \vdots \\ \underline{b}_m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Gamma_{00} & \Gamma_{01} & \Gamma_{02} & \dots & \Gamma_{0m} \\ \Gamma_{01} & \Gamma_{11} & \Gamma_{12} & \dots & \Gamma_{1m} \\ \Gamma_{02} & \Gamma_{12} & \Gamma_{22} & \dots & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \Gamma_{0m} & \Gamma_{1m} & \dots & \dots & \Gamma_{mm} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{a}_0 \\ \underline{a}_1 \\ \underline{a}_2 \\ \vdots \\ \underline{a}_n \end{pmatrix} \quad (1)$$

Bei dieser Schreibweise ist bereits berücksichtigt, daß der zu untersuchende Wandler als übertragungssymmetrisch, verlustbehaftet und passiv aufgefaßt wird. Die Elemente $\Gamma_{\mu\nu}$ der Streumatrix bedeuten anschaulich für $\mu = \nu$ die Eigenreflexionsfaktoren am Wandler, also den Reflexionsfaktor eines Wellentyps bei Abschluß der anderen Ersatzschaltbildklemmen mit dem Wellenwiderstand. Für $\mu \neq \nu$ bedeutet $\Gamma_{\mu\nu}$ den Transmissionsfaktor zwischen den Typen μ und ν .

Die Berechnung des Eingangsreflexionsfaktors $\underline{r} = \underline{b}_0/\underline{a}_0$ kann für m Wellentypen auf der Ausgangsseite vorteilhaft mit der Methode des linearen Signalflußdiagramms [1] durchgeführt werden. Die ausführliche Rechnung [2] [3] ergibt einen einfachen Zusammenhang:

$$\underline{r} = \underline{\Gamma}_{00} + \sum_{\nu=1}^m \left[\underline{\Gamma}_{0\nu}^2 \left\{ \sum_{n_\nu=1}^2 \underline{\Gamma}_{\nu\nu}^{n_\nu-1} e^{-j2n_\nu\beta_\nu l} \right\} \right] \quad (2)$$

$$+ 2 \sum_{\nu=1}^{m-1} \sum_{\mu=\nu+1}^m \left[\underline{\Gamma}_{0\mu} \underline{\Gamma}_{0\nu} \underline{\Gamma}_{\mu\nu} e^{-j2(\beta_\mu+\beta_\nu)l} \right] + R(1)$$

Diese Beziehung stellt die allgemeine Gleichung für das Meßverfahren dar, mit dessen Hilfe alle Streumatrixelemente eines Wellentypwandlers nach Betrag und Phase ermittelt werden können. Es ist der Reflexionsfaktor erklärt durch seine längenharmonischen Spektralanteile mit der Kurzschlußschieberstellung l als unabhängiger Variabler. Wenn durch einen Analysator diese Spektralanteile bestimmt werden können, erhält man aus ihnen alle gesuchten Größen. In Gleichung (2) sind nur diejenigen Spektralanteile ausgeschrieben, die zur Bestimmung der $\underline{\Gamma}_{\mu\nu}$ erforderlich sind, ohne daß das System überbestimmt wird. Das Restglied $R(1)$ enthält alle weiteren überflüssigen Anteile, die jedoch andere Perioden haben als die ausgeschrieben Glieder. Die vom Spektralanalysator des Meßaufbaus ermittelten Koeffizienten $\underline{c}_{\mu\nu}$ sind deshalb eindeutig und erhalten folgende Bedeutung:

$$\underline{c}_{00} = \underline{\Gamma}_{00} = \text{Mittelwert}$$

$$\underline{c}_{0\nu 1} = \underline{\Gamma}_{0\nu}^2 = \text{Koeffizient der ersten Harmonischen des Wellentyps } \nu, \text{ also von } 2\beta_\nu l .$$

$$\underline{c}_{0v2} = \Gamma_{0v}^2 \Gamma_{vv} = \text{Koeffizient der zweiten Harmonischen des Wellentyps } v, \text{ also von } 4\beta_v l$$

$$\underline{c}_{1v} = 2 \Gamma_{01} \Gamma_{0v} \Gamma_{1v} = \text{Koeffizient der Mischresonanz der Hauptwelle mit dem Wellentyp } v, \text{ also von } 2(\beta_1 + \beta_v) l$$

$$\underline{c}_{\mu v} = 2 \Gamma_{0\mu} \Gamma_{0v} \Gamma_{\mu v} = \text{Koeffizient der Mischresonanz der beiden Wellentypen } \mu \text{ und } v$$

Mit diesen Beziehungen sind alle Matrixelemente $\Gamma_{\mu v}$ bestimmt. Lediglich Γ_{0v} hat zwei Phasenwinkel als Lösung, was in der Art der Messung begründet ist.

3. Der Meßaufbau

Es wurde ein Meßplatz aufgebaut, mit dem der Realteil des eingangsseitigen Reflexionsfaktors eines Wellentypwandlers in Abhängigkeit von der Stellung eines motorisch bewegten Kurzschlußschiebers kontinuierlich aufgezeichnet werden kann. Der so gewonnene Funktionsverlauf wird mittels eines Analogrechners in seine Spektralanteile zerlegt.

Das Schaltbild des gesamten Meßplatzes zeigt Bild 2. Die vom Klystron gelieferte Hochfrequenzleistung gelangt über Dämpfungsglied, Richtkoppler und Richtungsleitung in den zu untersuchenden Wellentypwandler, an dessen Ausgang ein motorisch bewegter Kurzschlußschieber vom Analogrechner gesteuert wird. Der Realteil des Reflexionsfaktors des Wandlers wird mit einer Zweisondenmeßleitung ermittelt. Diese koppelt die elektrische Feldstärke an zwei Punkten des Hohlleiters mit dem Abstand einer viertel Wellenlänge aus, wo sie getrennt quadratisch gleichgerichtet werden. Die Differenz der Detektorspannungen liefert bei konstanter Senderleistung den gewünschten Realteil. Die schwankende Leistung des Klystrons wird durch eine besondere Regelung ausgeglichen. Diese besteht aus einem durch ein Drehpulsystem angetriebenes Dämpfungsglied, das bei Änderung der Senderleistung vom Regler

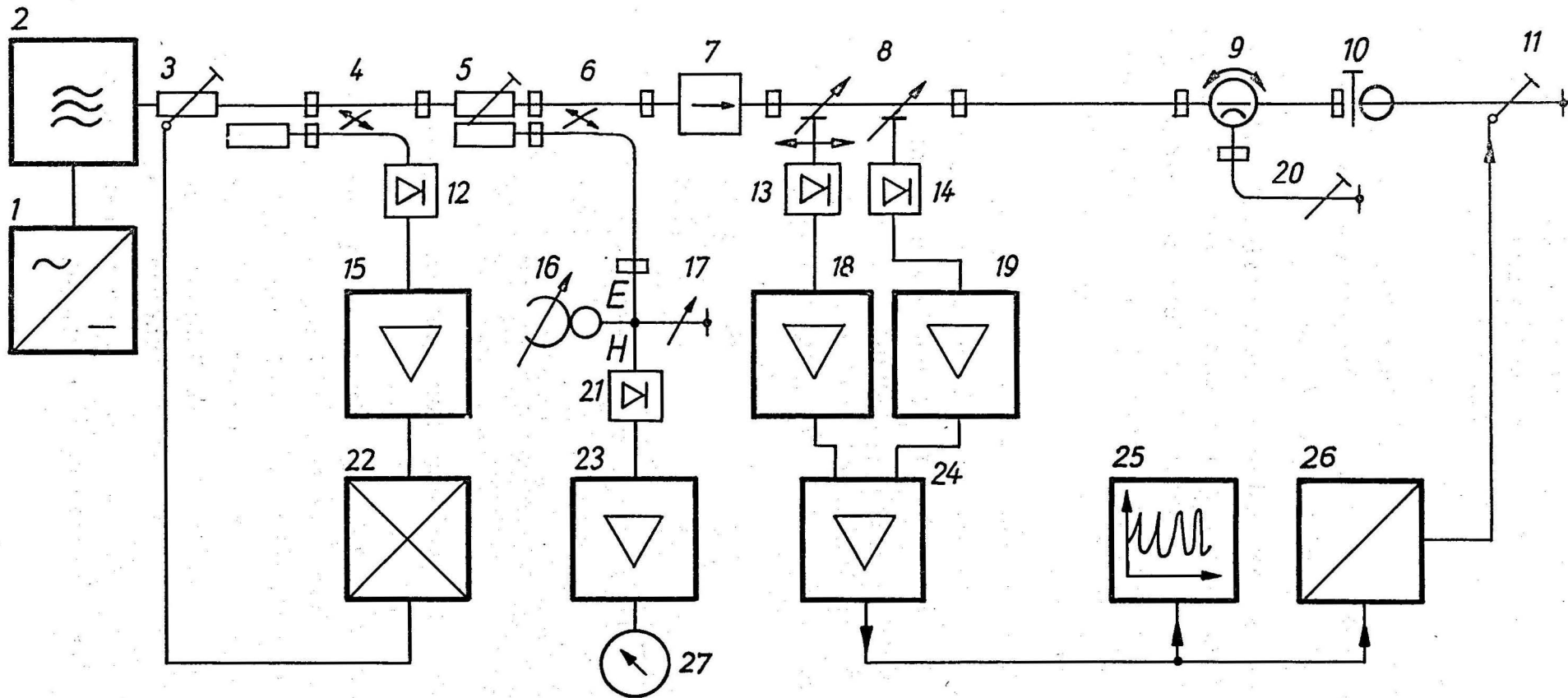


Bild 2: Schaltbild des Meßplatzes zur Bestimmung der Streumatrix eines Wellentypwandlers

- | | |
|--------------------------------------------|------------------------------------------------------|
| 1 = Netzgerät | 12, 13, 14, 21 = Gleichrichter |
| 2 = Klystron | 15, 18, 19, 23 = Verstärker |
| 3 = Leistungsregelndes Dämpfungsglied | 16 = Frequenzmesser |
| 4, 6 = Richtkoppler | 17 = Magisches T mit Kurzschlußschieber |
| 5 = Dämpfungsglied einstellbar | 20 = Eichkurzschlußschieber (Mikrometerblindleitung) |
| 7 = Richtungsleitung | 22 = Regler |
| 8 = Zweisondenmeßleitung | 24 = Differenzverstärker |
| 9 = Hohlleiterschalter | 25 = X-Y-Schreiber |
| 10 = Wellentypwandler (Meßobjekt) | 26 = Analogrechner |
| 11 = Motorisch bewegter Kurzschlußschieber | 27 = Anzeigegerät |

nachgezogen wird. Zur Eichung des Reflexionsfaktors wird über den Hohlleiterschalter der Wellentypwandler von der Meßleitung abgetrennt und ein Eichkurzschluß mit Mikrometertrieb angelegt.

Die jeweilige Meßfrequenz kann an einem Frequenzmesser vom Reflexionstyp abgelesen werden. Der Frequenzbereich der Apparatur liegt zwischen 50 und 75 GHz.

Zur quantitativen Bestimmung der Streumatrixelemente wird eine Spektralanalyse der vom Differenzverstärker gelieferten Spannung vorgenommen, indem der Analogrechner den Kurzschlußschieber auf konstanter Geschwindigkeit durchsteuert, und gleichzeitig die Spektralanteile in einer Suchkreisschaltung [4] ermittelt.

Es ist bei der Analyse zu beachten, daß die Perioden der einzelnen Wellentypen entsprechend ihrer Phasengeschwindigkeit inkommensurabel sind. Bei einer endlichen Anzahl von Perioden muß sich daher ein Auswertungsfehler ergeben, denn die Spektralanteile verschiedener Wellentypen sind nicht orthogonal, sondern nur die desselben Wellentyps.

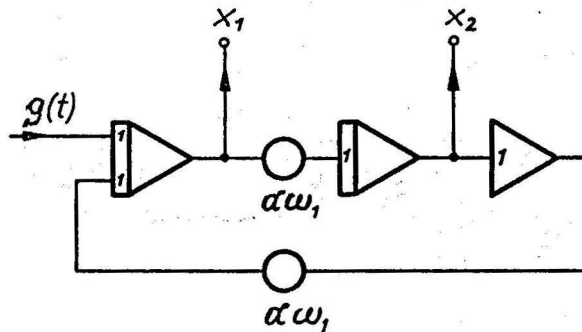


Bild 3: Suchkreisschaltung zur Spektralanalyse

Die Suchkreisschaltung Bild 3 ist ein ungedämpfter Schwingkreis, dessen Energie immer weiter zunimmt, wenn die Kreisfrequenz mit der gesuchten Frequenz übereinstimmt. Bei einer endlichen Zahl untersuchter Perioden erscheint eine Filtercharakteristik mit Seitenbändern. Die Schaltung gestattet es, von einer Eingangsfunktion $g(t)$ innerhalb der Rechenzeit τ die Funktionen x_1 und x_2 zu errechnen, deren geometrische Summe die Spektralanteile ergibt:

$$x_1 = \int_0^{\tau} g(t) \cos \omega_1 t \, dt ; \quad x_2 = \int_0^{\tau} g(t) \sin \omega_1 t \, dt \quad (3)$$

Das Ergebnis der Analyse ist somit eine kontinuierliche Spektralfunktion, aus deren Maxima nach entsprechender Eichung die Koeffizienten $c_{\mu\nu}$ und somit die Streumatrixelemente $\Gamma_{\mu\nu}$ ermittelt werden.

Einen Eindruck vom Hohlleiteraufbau vermittelt Bild 4, wo ein Wellentypwandler zur Erzeugung der H_{02}^0 -Welle [5] erprobt wird.

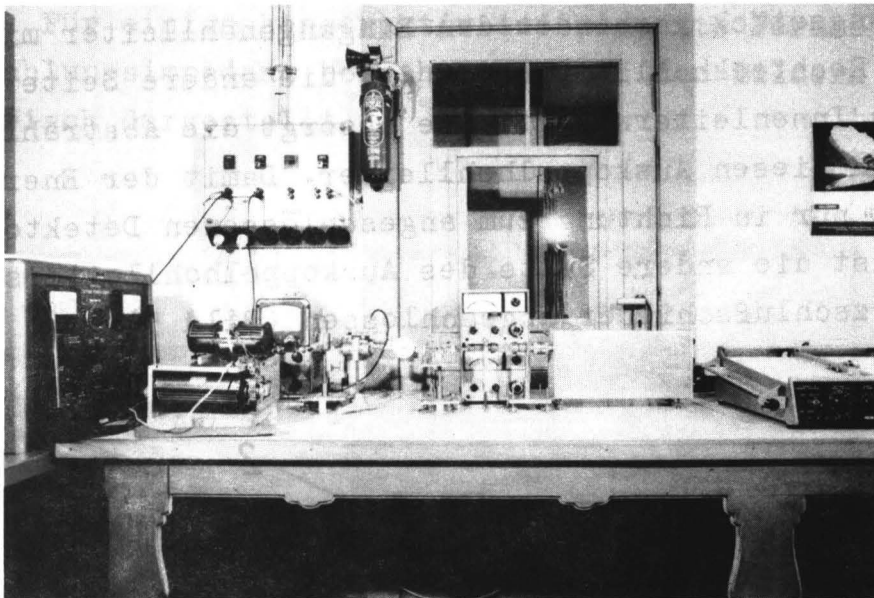


Bild 4: Vollständiger Hohlleiteraufbau

4. Die Spezialgeräte des Meßplatzes

Neben den handelsüblichen M-Bandhohlleiterteilen, wie Krümmern, Richtungsleitung und Hohlleiterschalter mußten eine Reihe von Spezialgeräten für den Meßplatz extra entwickelt werden. Es sind dies der automatische Kurzschlußschieber, die Zweisondenmeßleitung und die Leistungsregelung für den Sender. Die Bauelemente wurden im Heinrich-Hertz-Institut konstruiert und von der Werkstatt gebaut.

4.1 Die Zwei-Sonden-Meßleitung

Der Wunsch nach einer bequemen Messung des Realteiles des Reflexionsfaktors von Hohlleiter-Mehrtoren, insbesondere Wellentypwandlern, führte zur Konstruktion einer Zwei-Sonden-Meßleitung [6].

An zwei Stellen des Eingangshohlleiters zum Wellentypwandler soll ein Teil der Energie ausgekoppelt werden und einem Detektor mit quadratischer Gleichrichtung zugeführt werden.

Diesem Zwecke soll ein Doppelübergang, Rechteckhohlleiter-Koaxialleitung-Rechteckhohlleiter, dienen, von dem es eine ortsfeste und eine bewegliche Ausführung geben soll. Aus dem Eingangshohlleiter wird ein Teil der Energie mittels eines Sondendrahtes ausgekoppelt, der zugleich der verlängerte Innenleiter eines Koaxialleitungsstückes ist. Dieses Leitungsstück verbindet den Eingangshohlleiter mit einem weiteren Rechteckhohlleiter, in den die andere Seite des verlängerten Innenleiters ragt. Sie besorgt die Abstrahlung der Energie in diesen Auskoppelhohlleiter. Damit der Energietransport nur in Richtung zum angeschlossenen Detektor stattfindet, ist die andere Seite des Auskoppelhohlleiters mit einem Kurzschlußschieber abgeschlossen (Bild 5).

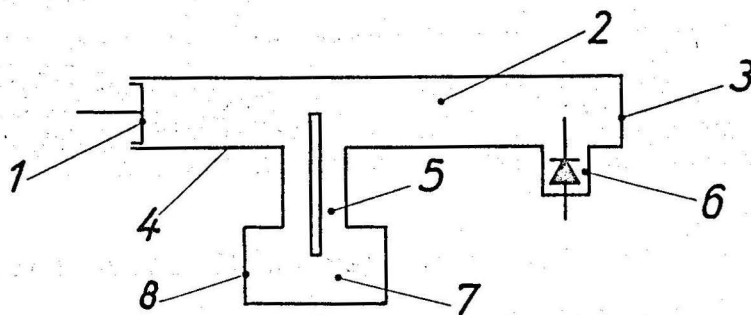


Bild 5: Der Doppelübergang

- | | |
|-----------------------------|------------------------|
| 1 = Kurzschlußschieber | 5 = Koaxialleitung |
| 2 = Auskoppelhohlleiter | 6 = Detektor |
| 3,8 = Hohlleiterschmalseite | 7 = Eingangshohlleiter |
| 4 = Hohlleiterbreitseite | |

Natürlich wird Wert darauf gelegt, die dem Eingangshohlleiter entnommene Energie möglichst vollständig dem Auskoppelhohlleiter und dem Detektor zuzuführen. Deshalb muß der Strahlungswiderstand des Sondendrahtes möglichst gleich dem Wellenwiderstand der Koax-Leitung sein.

Die Bestimmung des Strahlungswiderstandes einer Koaxialleitung, dessen Innenleiter in einen Rechteckhohlleiter ragt, ist in exakter Form kaum möglich, doch kann mit erträglichem Aufwand eine Näherung erzielt werden, die für die meisten praktischen Fälle ausreicht. In [7] ist eine derartige Ableitung der Strahlungsimpedanz für zentrische Lage der Sonde im Hohlleiter zu finden.

Die Strahlungsimpedanz für eine beliebige Lage der Sonde wurde in [6] abgeleitet. Es zeigte sich jedoch, daß für die gefragte Konstruktion eine zentrische Lage der Sonde günstiger ist. Für einige konstruktiv interessante Parameter wurde die Strahlungsimpedanz berechnet und in den Bildern 6 und 7 grafisch dargestellt.

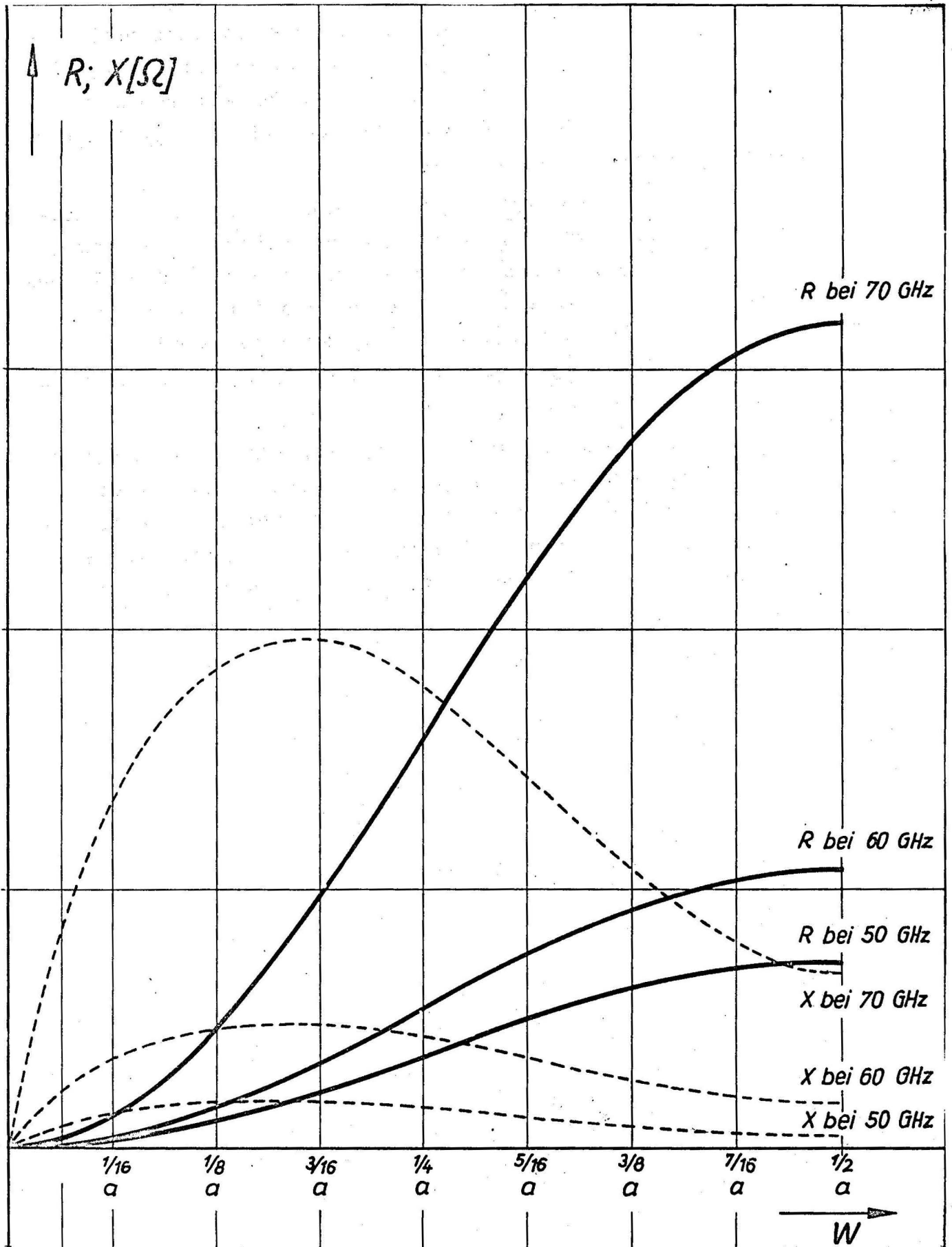


Bild 6: Real- und Imaginärteil des Strahlungswiderstandes als Funktion der Sondenlage W . Sondendicke $2r = 0,3$ mm

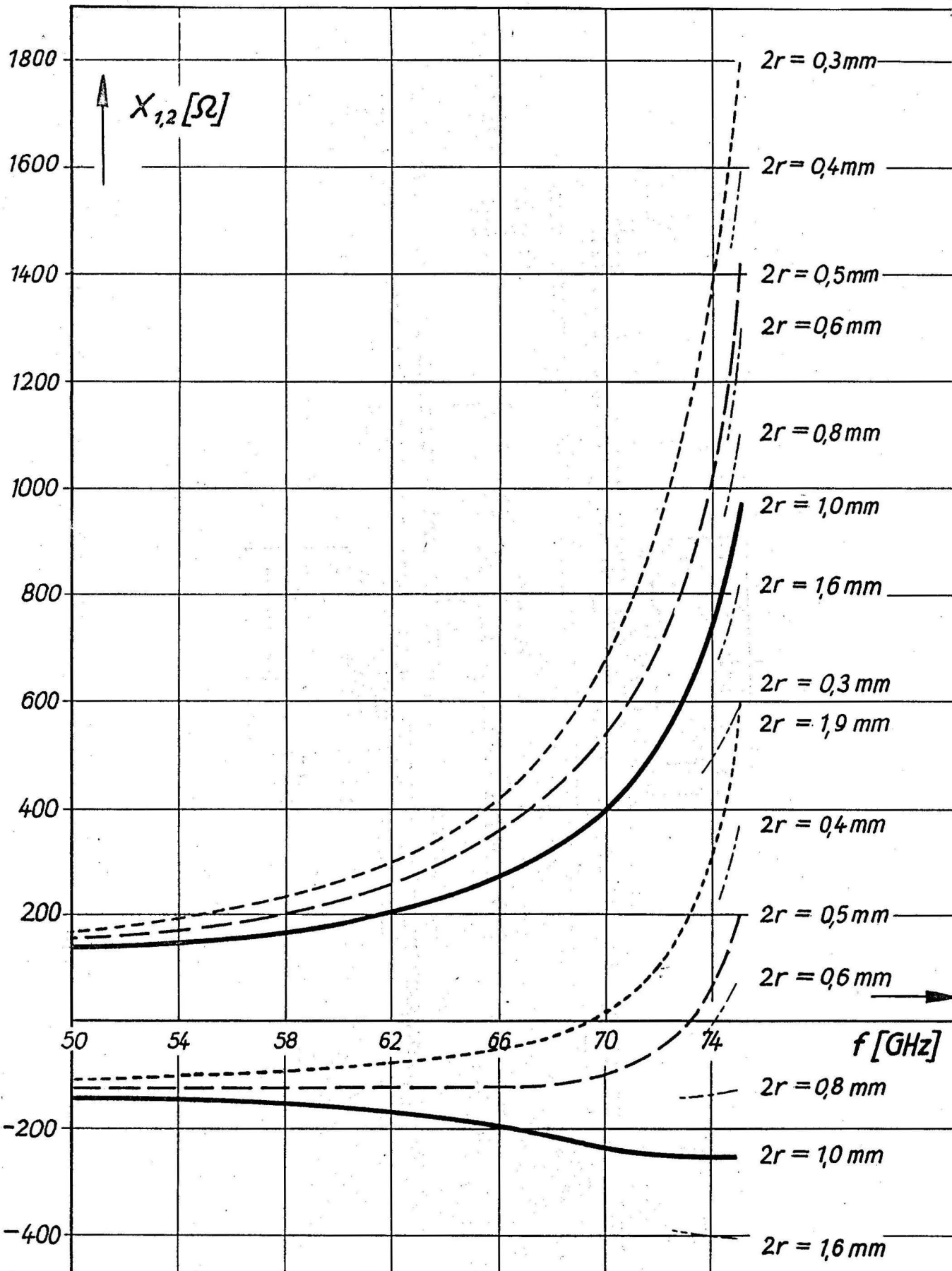


Bild 7: Blindanteil des Strahlungswiderstandes für $R = 66 \Omega$ als Funktion der Frequenz. Parameter: Sondendicke $2r$

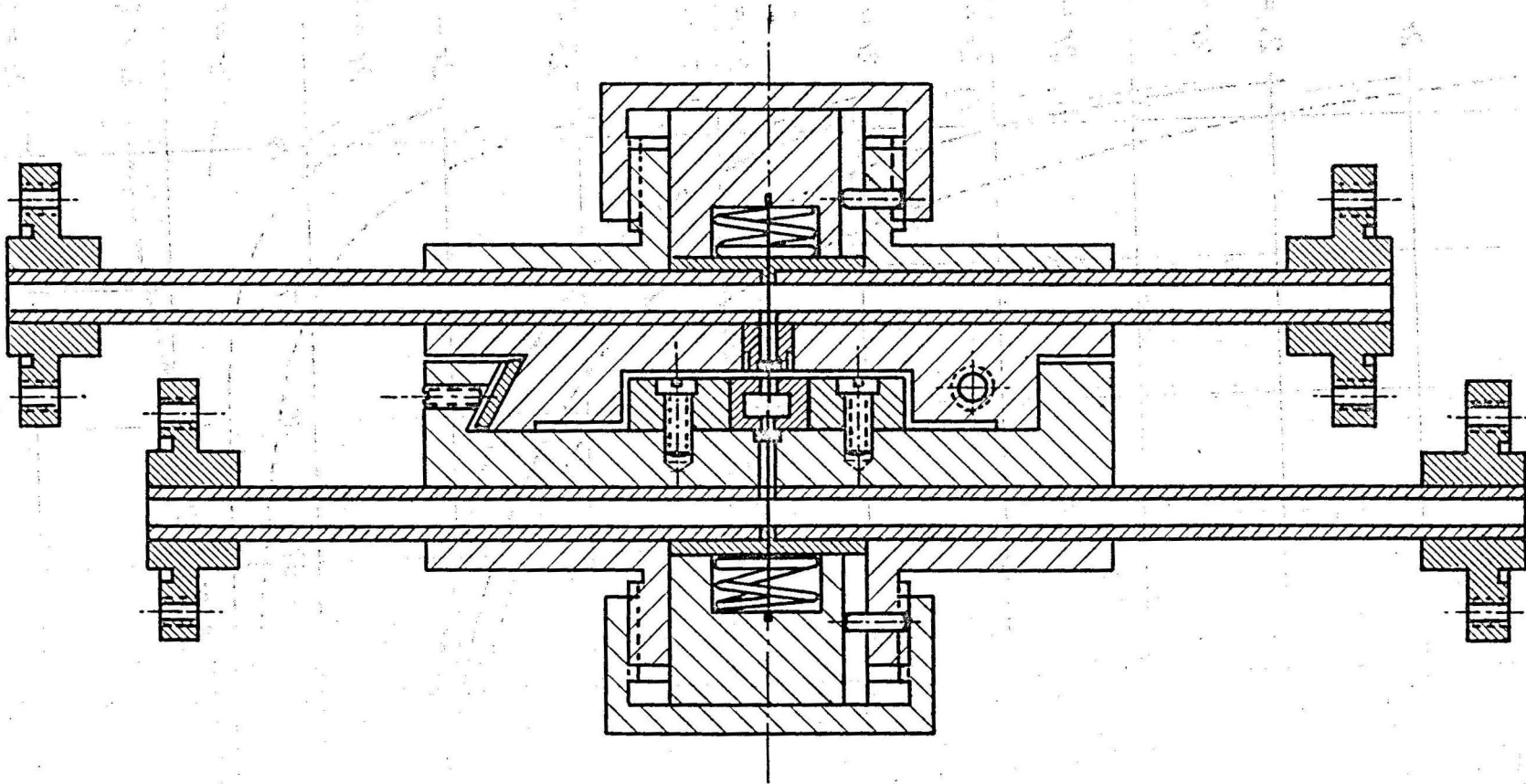


Bild 8: Konstruktionszeichnung der Zweisondenmeßleitung

An die Konstruktion der Zwei-Sonden-Meßleitung sind vier wichtige Forderungen zu stellen.

Erstens muß der Abstand der beiden Sonden voneinander so klein wie möglich gemacht werden. Geringe Frequenzschwankungen des Klystrons bewirken, daß die notwendige Beziehung $2\beta_{10}l_1 = (2n + 1) \pi$; $n=0,1,2,\dots$ für den Abstand der Sonden um so schwieriger eingehalten werden kann, je größer l_1 ist.

Zweitens muß die Auskopplung so reflexionsarm wie möglich gemacht werden. Die in [6] vorgenommenen Berechnungen liefern die nötigen Dimensionierungsunterlagen.

Drittens muß der Abstand der Sonden entsprechend der Frequenz auf 0,01 mm reproduzierbar einzustellen sein. Viertens müssen die Kopplungsfaktoren der Sonden einstellbar sein, um bei unterschiedlichen Empfindlichkeiten der angeschlossenen Detektoren gleiche maximale Ausgangsspannungen zu erhalten. Die Eintauchtiefe der Sondendrähte in den Meßhohlleiter ist deshalb variabel.

Die Konstruktion wird Zwei-Sonden-Meßleitung genannt (Bild 8). Die eine Sonde ist ortsfest, die andere beweglich wie bei einer normalen Meßleitung. Hier ändert die bewegliche Sonde ihre Lage, wenn eine Messung bei einer anderen Frequenz durchgeführt werden soll. Der Schlitten braucht nicht extrem parallel zum Meßhohlleiter geführt zu werden (Bild 9).

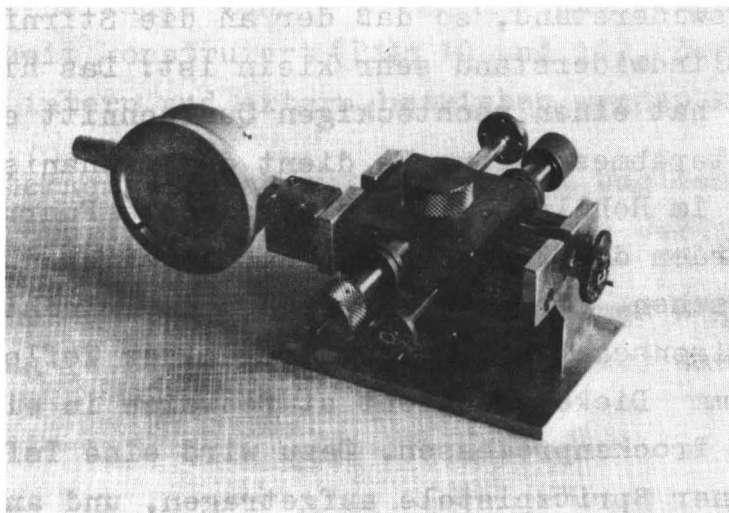


Bild 9: Zweisondenmeßleitung

Der ersten Forderung auf möglichst kleinen Abstand der Sonden voneinander wurde dadurch bestens entsprochen, daß die beiden Sonden einander gegenüberliegend angeordnet sind. Die Sonden selbst, ihre Halterungen und die Auskoppel-Vorrichtungen sind sich dadurch mechanisch nicht im Wege. Es kann tatsächlich ein minimaler Abstand von nur $\lambda_H/4$ eingestellt werden. Normale Instabilitäten der Klystronfrequenz würden die nötige Phasenbeziehung nicht stören. Der maximale Hub des Schlittens beträgt ca. 7 mm entsprechend einem l_1 zwischen 3 und 10 mm.

Die zweite Forderung bezüglich Reflexionsarmut der Sonden-Auskopplungen wird durch optimale Dimensionierung des Dreitors erfüllt. Der Sondendurchmesser beträgt 0,3 mm, der Außendurchmesser des Koax-Leitungstückes ist 1 mm. Dessen Wellenwiderstand ist dann 66 Ω . Die Kurzschlußebene in der einen Seite des Auskoppelhohlleiters wird in die Stellung gebracht, bei der möglichst viel von der aus dem Meßhohlleiter ausgekoppelten Energie zum Detektor gelangt. Die Auskoppelhohlleiter wurden natürlich so kurz wie möglich gemacht, um den verfälschenden Einfluß von Frequenzschwankungen klein zu halten. Die Kurzschlußebene wird durch einen kleinen Kolben aus Messing gebildet. Der vorderste Teil erfüllt die elektrische Funktion und besteht aus einem Zylinder von $\lambda_H/4$ Länge und 1,5 mm Durchmesser, woran sich ein kurzer dünner Schaft anschließt. Der am Schaftende herrschende Blindwiderstand ist relativ groß. Der Zylinder dient als Transformator mit kleinem Leitungswiderstand, so daß der an die Stirnfläche transformierte Blindwiderstand sehr klein ist. Das hintere Ende des Kolbens hat einen rechteckigen Querschnitt entsprechend den Hohlleiterabmessungen. Es dient der mechanischen Führung des Kolbens im Hohlleiter. Um eine sichere Führung zu gewährleisten, wurden die Führungsflächen mit einer dünnen Teflonschicht versehen. Sie ist elastisch und verleiht dem Kolben gute Gleiteigenschaften. Das Auftragen der Teflonschicht von etwa 0,05 mm Dicke geschieht stufenweise in einer Serie von Spritz- und Trockenprozessen. Dazu wird eine Teflon-Dispersion mit einer Spritzpistole aufgetragen, und anschließend einige Minuten bei ca. 300° C getrocknet. Die in einem Arbeits-

zyklus aufgetragene Schicht darf 0,02 mm nicht überschreiten. Anderenfalls blättert die soeben aufgetragene Schicht selbst auf der gut gereinigten Metalloberfläche wieder ab.

Die Einstellbarkeit des Sondenabstandes ist die dritte Forderung an die Konstruktion. Der Schlitten mit der beweglichen Sonde wird durch eine Zugspindel angetrieben. Den Abstand zwischen den Sonden zeigt eine Meßuhr an. Die Eichung erfolgt durch Messung mittels beweglichem Kurzschluß bei bekannter Frequenz. Die Beziehung zwischen Meßfrequenz und einzustellendem Sondenabstand vermittelt ein Kurvenblatt.

Die vierte Forderung nach variabler Sondentiefe ist prinzipiell leicht zu erfüllen. Wichtig ist die ausreichende elektrische Kontaktgebung an den Stellen, wo die Sonde mechanisch geführt wird. Der Sondendraht besteht aus Federbronze und besitzt genügend große Steife, um der Gefahr des Ausbiegens zu begegnen. Die Einzelvorrichtung gestattet die Einstellung der Sondentiefe zwischen 0 und 1,5 mm. Die Reproduzierbarkeit der Einstellung liegt bei weniger als 0,05 mm. Höhere Anforderungen sind hier unnötig.

4.2 Automatischer Kurzschlußschieber

4.2.1 Einleitung

Für Messungen des Realteiles des Reflexionsfaktors von Wellentypwandlern als Funktion der Kurzschlußschieberstellung im Ausgangshohlleiter, wurde ein automatischer Kurzschlußschieber mit einer Schieberlänge von $l = 120$ mm und einer einstellbaren Durchlaufzeit konstruiert (Bild 10 und 11). Der Kurzschlußschieber mußte intern und extern betrieben werden können:

- a) Bei internem Betrieb mußte eine dem Weg des Kurzschlußschiebers proportionale Spannung entnommen werden können.
- b) Bei externem Betrieb mußte er von einer sägezahnförmigen Spannung (z.B. von einem Analogrechner) ansteuerbar sein.

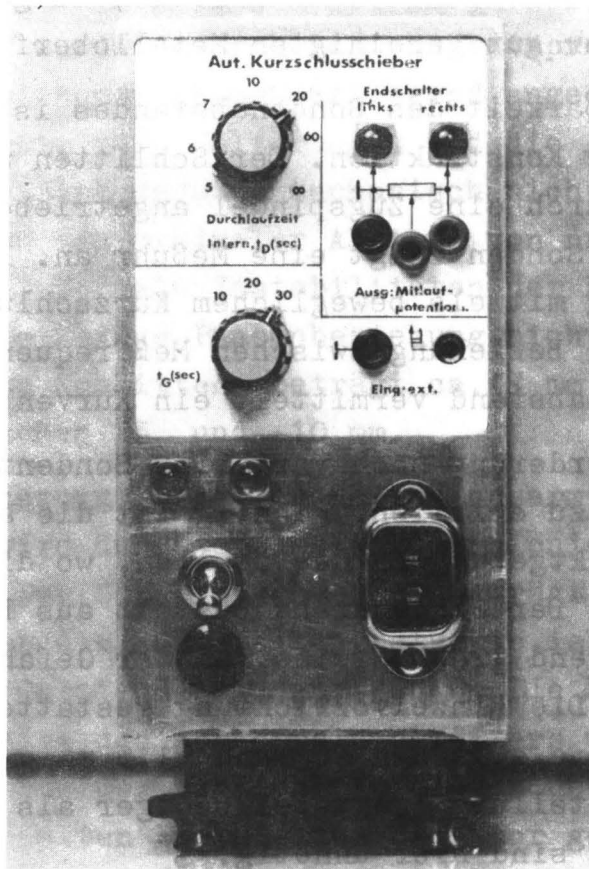


Bild 10: Frontplatte des Kurzschlußschiebers

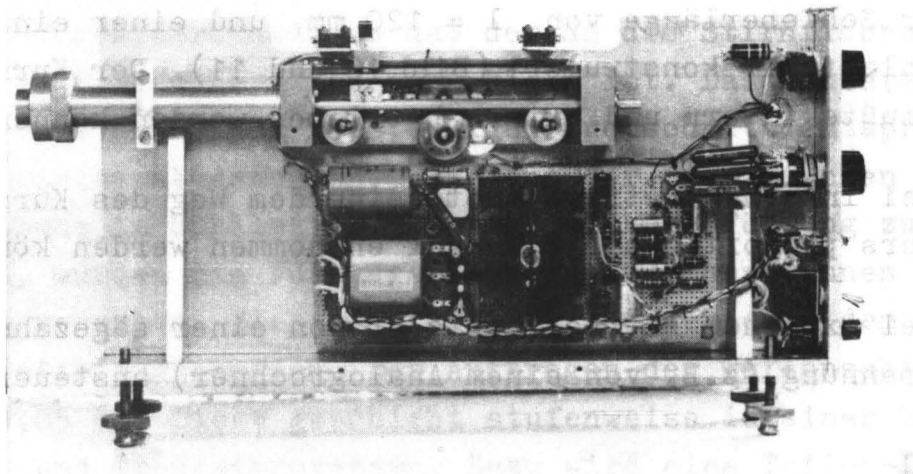


Bild 11: Gesamtansicht des Kurzschlußschiebers

4.2.2 Mechanischer Aufbau des Kurzschlußschiebers

Der Kurzschlußträger wird mit Hilfe von Zahnraduntersetzungen und einem Seilantrieb gleichmäßig bewegt. Der Kurzschlußweg (1), bzw. die Stellungen der Endschalter können manuell von 50 mm bis 140 mm verändert werden. Die Kurzschlußschieberstellung kann an einer Skala (in mm eingeteilt), die auf der Deckplatte des Gehäuses angebracht ist, abgelesen werden. Das Gerät ist für Rundhohlleiterabmessungen von 8 mm^\emptyset und 14 mm^\emptyset geeignet.

Schwierigkeiten in der Auswahl der Antriebselemente ergaben sich durch das unterschiedliche Reibmoment längs des Weges des Kurzschlußschiebers. Nachdem ein Motor und eine Untersetzung von $\frac{56}{12}$ nicht ausreichten um

- a) eine genügend lange Durchlaufzeit ($\sim 100 \text{ sec}$) und
- b) einen gleichmäßigen Lauf zu erreichen,

wurde die Untersetzung durch Einfügung einer 2. und 3. Stufe entscheidend vergrößert. Der Energieverbrauch durch Reibung in den Rädern wurde aber so groß, daß die Verbesserung, mit mehreren Untersetzungen zu arbeiten, nicht voll zur Wirkung kam. Stattdessen wurde ein zweiter Motor und eine Untersetzung von $80 : 1$ eingeführt.

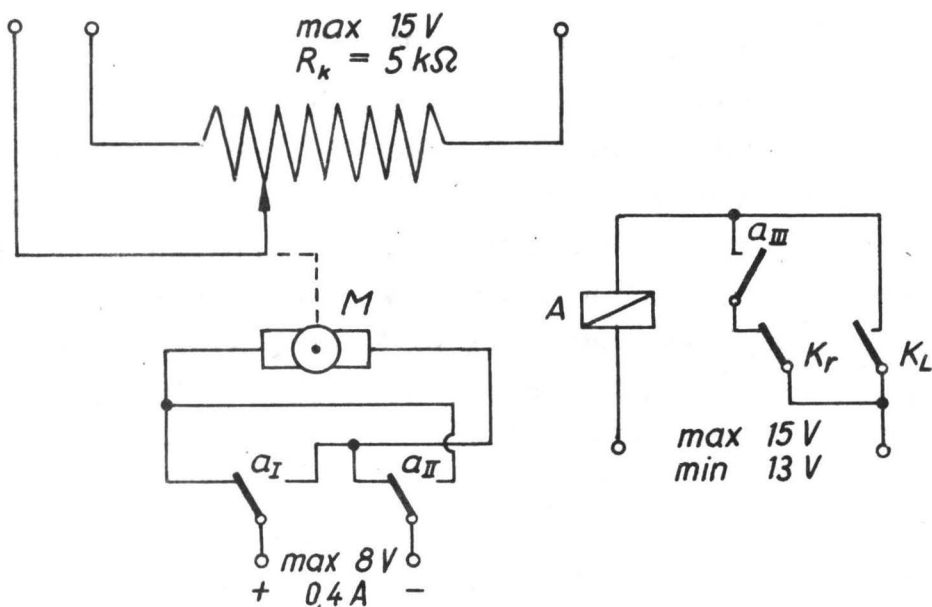


Bild 12: Umsteuerschaltung

4.2.3 Elektrischer Teil des motorisch betriebenen Kurzschlußschiebers

a) Ausführung: freilaufend

Funktion der Umsteuereinrichtung (Bild 12)

Der Motor M ist so gepolt, daß er in Richtung des Endschalters K_1 läuft. Beim Anschlag schließt K_1 , A-Relais zieht. Der Arbeitskontakt a^{III} hält das Relais nach der Öffnung von K_1 .

Die Kontakte a^I , a^{II} polen die Motorspannung um, so daß der Motor in Richtung des Endschalters K_r läuft. Beim Anschlag an Kontakt K_r wird dieser kurz geöffnet. Ebenso öffnet sich der Stromkreis für das A-Relais. Der Kontakt a^{III} öffnet und die Kontakte a^I und a^{II} polen die Motorspannung um.

Für den internen Betrieb ist am Potentiometer 25Ω (siehe Bild 10) die Durchlaufzeit (t_0) des Kurzschlußschiebers einstellbar (5 sec. ... ∞). Für die X-Koordinate eines Schreibers kann über die Buchsen: Ausgang, Mitlaufpotentiometer eine dem Weg des Kurzschlußschiebers proportionale Spannung entnommen werden. Dies gilt für hochohmigen Abschluß ($100 k\Omega$, Fehler 1 %). Zwei Anzeigelampen geben die Endlage des Kurzschlußschiebers an.

b) Ausführung: synchronisierbar

Bei externem Betrieb kann gegen Masse eine positive Spannung eingespeist werden, deren Verlauf beliebig sein kann (Ansteuerungsgrenze 0.....4 V). Beim Einspeisen schaltet sich das Gerät automatisch auf synchronisierbaren Betrieb um. Da das Gerät keine Rutschkupplung und keine elektrische Ansteuerungsbegrenzung besitzt, ist es nötig, diesen Punkt besonders zu beachten, um eine zu große Abnutzung zu vermeiden. Mit dem Umschalter (siehe Bild 10) läßt sich die Grenzfrequenz des Systems einstellen. Die Werte für t_G [sec] (10, 20, 30) gelten für die Aussteuerung mit einer sägezahnförmigen Spannung über den vollen Hub mit t_G als Periodendauer.

4.2.4 Beschreibung der elektrischen Schaltung

Als Arbeitsunterlage diente ein Schaltbeispiel einer Nachlaufsteuerung der Firma INTERMETALL 61 [8].

Die Schaltung (Bild 13) dient zur Steuerung eines Gleichstrom-Stellmotors in Abhängigkeit von einer Eingangsgleichspannung. Mit dem zu stellenden Glied muß das Potentiometer mechanisch gekoppelt sein, das den elektrischen Istwert für den in der Steuerschaltung wirksamen Regelkreis bildet.

Der Istwert wird mit dem Eingangs-Sollwert in einem Differenzverstärker verglichen. Dieser enthält zwei Transistoren OC 304/2 in deren gemeinsamer Emitterleitung eine Konstantstromquelle mit einem weiteren Transistor OC 304/2 liegt. Der Stellmotor bildet die Diagonale einer Brücke aus zwei NPN-Transistoren BSY 51 und zwei PNP-Transistoren OC 308.

Es fließt bei abgeglichenem Mitlaufpotentiometer kein oder ein nur unwesentlicher Strom. Erst wenn die Eingangspotentiale um mehr als 30 mV voneinander abweichen, wird je nach Polanteil dieser Spannungsdifferenz einer der NPN-Transistoren stromführend. Wegen der kreuzweisen Ankopplung ist der PNP-Transistor im gegenüberliegenden Brückenzweig ebenfalls stromführend. Der Motor beginnt zu laufen und dreht das Stellglied und das Potentiometer so lange, bis Ist- und Sollwert wieder übereinstimmen.

Der Motorstrom durchfließt den 22 Ω -Widerstand im Basisspannungsteiler der Konstantstromquelle. Dadurch steigt die Spannung U_{BE} des Stromkonstanttransistors, und mehr Kollektorstrom fließt. Dieser Strom vergrößert über den Differenztransistor die Spannung U_{BE} am BSY 51. Da dieser Prozeß sehr schnell den Kollektorstrom des BSY 51 anwachsen läßt, entsteht eine Triggerwirkung, die die Endtransistoren nicht stetig durchsteuert, sondern durchschaltet und die in ihnen umgesetzte Verlustleistung klein hält. Da die Schaltung für einen sehr leichten Antrieb entworfen wurde, bei dem das Bremsmoment das Trägheitsmoment überwog, entstand bei umgekehrten Verhältnissen ein Überlauf über den Sollwert, der wieder einen ebenso starken Überlauf zur anderen Seite zur

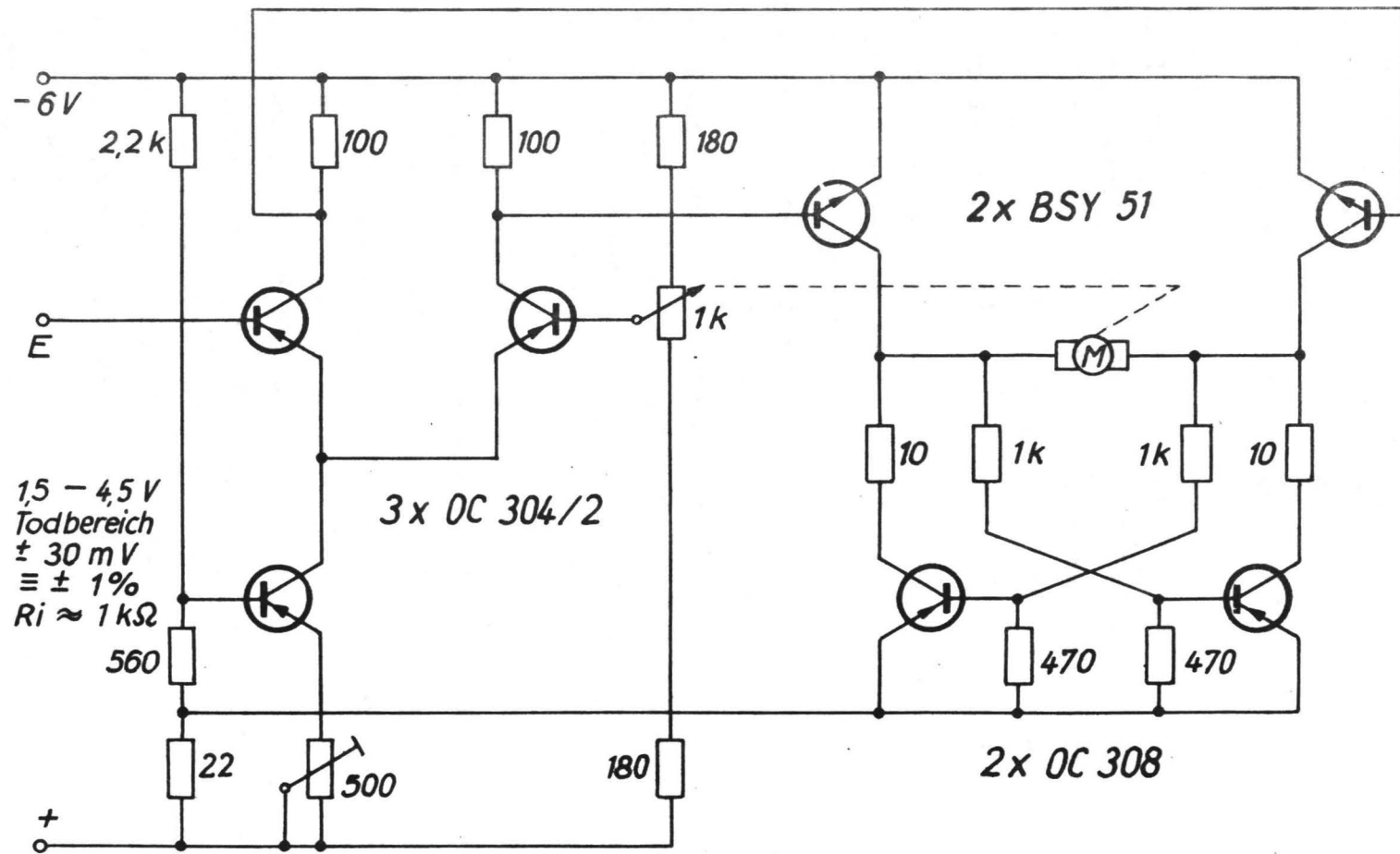


Bild 13: Nachlaufsteuerung

Folge hatte. Dieser Fehler wurde zum Teil dadurch beseitigt, daß durch Wegnahme der Rückkopplung über den 22-Ohm-Widerstand, die sprunghafte Änderung in eine stetige umgewandelt wurde.

4.3 Aufbau des automatischen Dämpfungsgliedes

Wirkungsweise:

Unter Verwendung eines Drehspulsystems 3 (Instrumentenmeßwerk) und einer kreisförmigen Dämpfungsscheibe 2 (Synthanesmaterial) wurde ein Leistungsregler aufgebaut (Bild 14). Der an der Achse 1 des Meßwerks befestigte Zeiger diente als Führungsschiene für die exzentrisch angebrachte Dämpfungsscheibe. Um eine vorgeschriebene Dämpfung zu bekommen (in unserem Fall 0...8db) kann die Exzentrizität mittels einer Schraube verstellt werden.

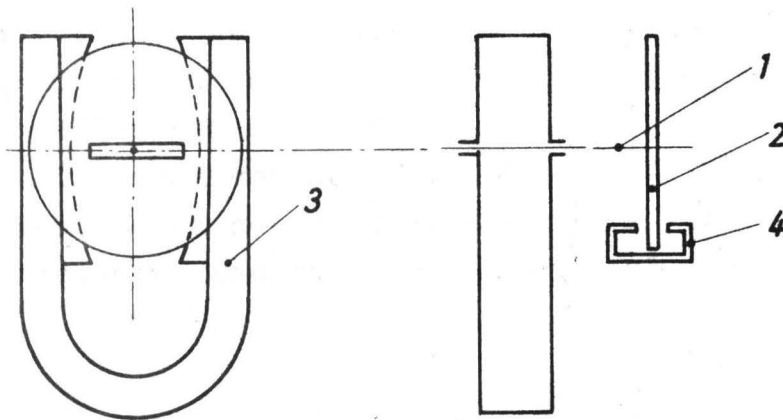


Bild 14: Mechanischer Aufbau des Dämpfungsgliedes
1 = Instrumentenachse 3 = Drehspulsystem
2 = Dämpfungsscheibe 4 = Hohlleiter

Die Dämpfung wurde dadurch bewirkt, daß bei Achsendrehung die Synthanescheibe in einem Längsschlitz eines Rechteckhohlleiters 4 (Rechteckhohlleiter für 50 ...75 GHz) eintaucht.

Die Beziehung zwischen Dämpfung und Achsendrehung sollte möglichst linear verlaufen. Das gesamte Dämpfungssystem besteht aus dem Leistungsregler, einer Vergleichsspannungsquelle (Diodenmeßkopf) und einer Referenzspannungsquelle. Mit Hilfe der Mikrowellendiode wird ein Teil der erzeugten Hochfrequenz-Leistung gleichgerichtet und dann mit einer Referenzspannung verglichen. Die Differenz beider Spannungen wird in einem Gleichspannungsdifferenzverstärker verstärkt und dann dem Leistungsregler zugeführt.

Arbeitsweise des Gleichspannungsdifferenzverstärkers [9]

Es wurde ein zweistufiger Gleichspannungsdifferenzverstärker mit Gleichstromkopplung aufgebaut (siehe Bild 15). Bei Transistoren mit gleichem Temperaturverhalten ist jede einzelne Stufe, auf Grund des gemeinsamen Emitterwiderstandes, hinsichtlich ihrer Temperaturdrift gegengekoppelt. Die Gegenkopplung durch den gemeinsamen Emitterwiderstand ist bei einer äusseren Zuführung einer Differenzspannung zwischen den Basispunkten nicht wirksam.

Die mit einer Zenerdiode Z 6 erzeugte Referenzspannung wird der einen Basis, die Vergleichsspannung von der Mikrowellendiode (sie wird von der Diode OA 180 gegen Überspannung geschützt) der anderen Basis zugeführt. Der Phasengang des Verstärkers wird von den Koppelgliedern $180 \text{ k}/0,47 \text{ }\mu\text{F}$ beeinflusst. Durch den Einbau der Koppelglieder wurde ein Schwingen des Leistungsreglersystems unterdrückt.

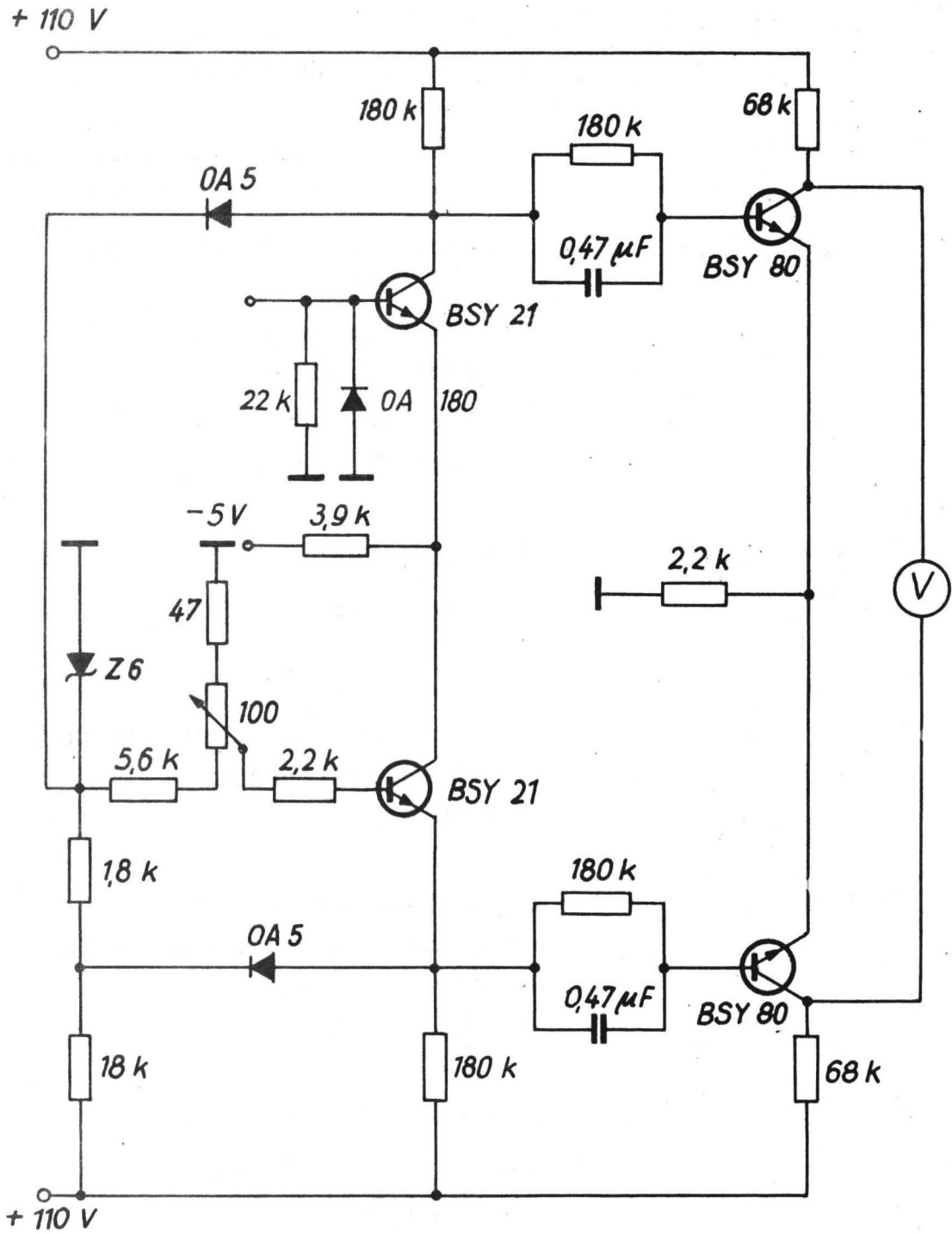


Bild 15: Gleichspannungsdifferenzverstärker

Literaturverzeichnis

- [1] A. Fiebig Lineare Signalflußdiagramme
Archiv für elektrische Übertra-
gung 1961 Seite 285
- [2] B. Strebel Resonanzverfahren zur Wellentyp-
analyse im Kreishohlleiter
Dissertation TU Berlin 1966
- [3] B. Strebel Ein Resonanzmeßverfahren für
Wellentypwandler
Nachrichtentechnische Zeitschrift
20 (1967) Seite 449
- [4] W. Giloi
R. Lauber Analogrechnen
Springer-Verlag 1963
- [5] G. Draschner Studienarbeit Nr. 367
am Lehrstuhl und Institut für
Hochfrequenztechnik
der TU Berlin
- [6] F. Kienscherf Studienarbeit Nr. 336
am Lehrstuhl und Institut für
Hochfrequenztechnik
der TU Berlin
- [7] R.E. Collin Field Theory of Guided Waves
Kap. 7.1.; Mc Graw-Hill Book
Company, Inc. N.Y.
- [8] Intermetall Bauelemente
Band 2 Schaltbeispiel 61

[9] U. Lammers

Eine Sende-Empfangsanlage für
Ausbreitungsuntersuchungen bei
5-6 mm Wellenlänge

Technischer Bericht Nr. 85
des Heinrich-Hertz-Instituts
für Schwingungsforschung
1966

[10] H. Brand

Wellengrößen und Wellenmatrizen
insbesondere für Mikrowellennetz-
werke mit Vieltypwellenleitern
Archiv für elektrische Übertra-
gung 1961 Seite 48

