

Anpassungsfragen, Messtechnik und Aufbau einer

Breitband-Dipol-Antenne.

K. Fränz

Nachdem Herr Buschbeck in seinem Referat die historische Entwicklung der Breitbandtechnik geschildert hat, soll im folgenden der Stand der Technik bei den heute aktuellen Aufgaben dargestellt werden. Dazu gehören :

1. Anforderungen an das Strahlungsdiagramm und grundsätzliche Lösungsvorschläge.
2. Anforderungen an die Impedanz und grundsätzliche Lösungsvorschläge.
3. Messtechnik von Strahlungsdiagramm und Impedanz.
4. Bereits eingeführte Breitbandantennen und stossfreie Leitungszüge.

An den Beginn jeder Entwicklung sollte man eine eingehende Diskussion der Anforderungen setzen; wir wollen wenigstens das Zustandekommen einiger wichtiger Forderungen an unsere Antennen besprechen.

1. Strahlungsdiagramm.

Will man Breitbandcharakter eines Strahlungsdiagramms erzielen, so bedeutet es eine wesentliche Erleichterung, wenn die technische Aufgabenstellung sich auf die Einhaltung einer Reichweite beschränkt, d.h. wenn sich nur Anforderungen an die Hauptmaxima des Diagramms und nicht auch noch an seine Nebenstrahlung ergeben. Die Reichweite im freien Raum ist der Wurzel aus der Absorptionsfläche oder der Wurzel aus dem "Gewinn" der Antenne proportional [1]. Sie hängt also von der Grösse des Raumwinkels ab, in den die Strahlungsenergie ausgestrahlt wird oder aus dem merkliche Empfangsenergie einfallen kann; das ist zugleich der Raumwinkel, in dem sich die Beiträge aller Antennenströme zum Feld addieren. Gegen kleine Abweichungen der Antennen

ströme von ihren optimalen Werten ist daher die Grösse dieses Raumwinkels und damit die Absorptionsfläche und erst recht die Reichweite unempfindlich.

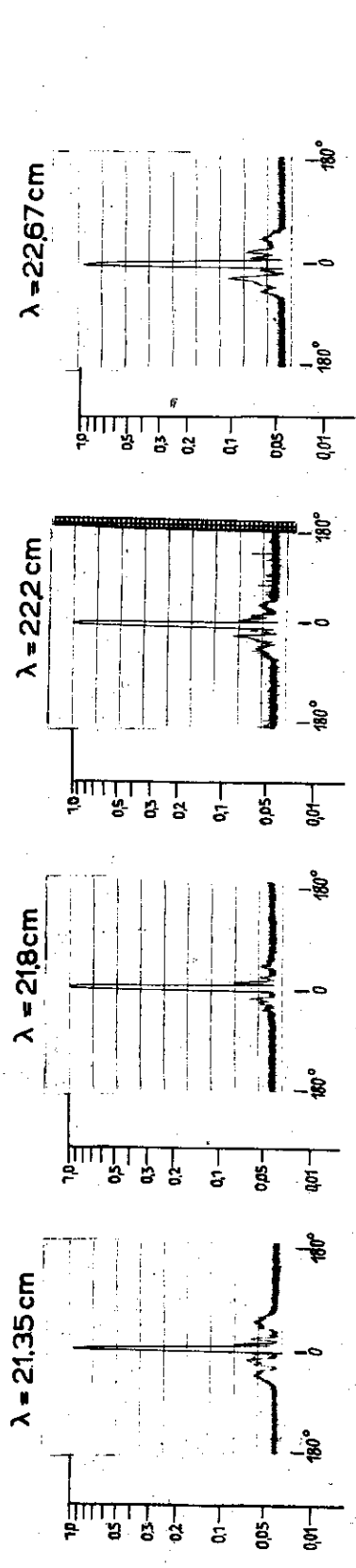
Will man dagegen in einem gegebenen Raum möglichst viele einander nicht störende Richtverbindungen aufstellen, so muss man Kleinheit der Nebenstrahlung fordern. Die Nebenstrahlung spielt sogar eine entscheidende Rolle, wenn man Eindeutigkeit von Leitstrahlen bei Navigation oder fehlerfreie Tiefpeilverfahren bei der Ortung von Flugzeugen anstrebt. In den Raumwinkeln der Nebenstrahlung heben sich die Beiträge der einzelnen Antennenströme zum Feld nahezu auf; die Nebenstrahlung ist also verhältnismässig empfindlich gegen kleine Abweichungen der Antennenströme von ihren optimalen Werten.

Bei einer tannenbaumartigen Antenne aus Einzeldipolen kann man nicht nur das Diagramm in der Umgebung des Hauptmaximums, sondern auch die Grösse der Nebenzipfel berechnen; setzt man  $n$ -Dipole nebeneinander, so beträgt die Querabstrahlung gerade  $\frac{1}{n}$  oder, wenn man wie üblich  $n$ -Dipole mit  $n$ -Reflektoren versieht,

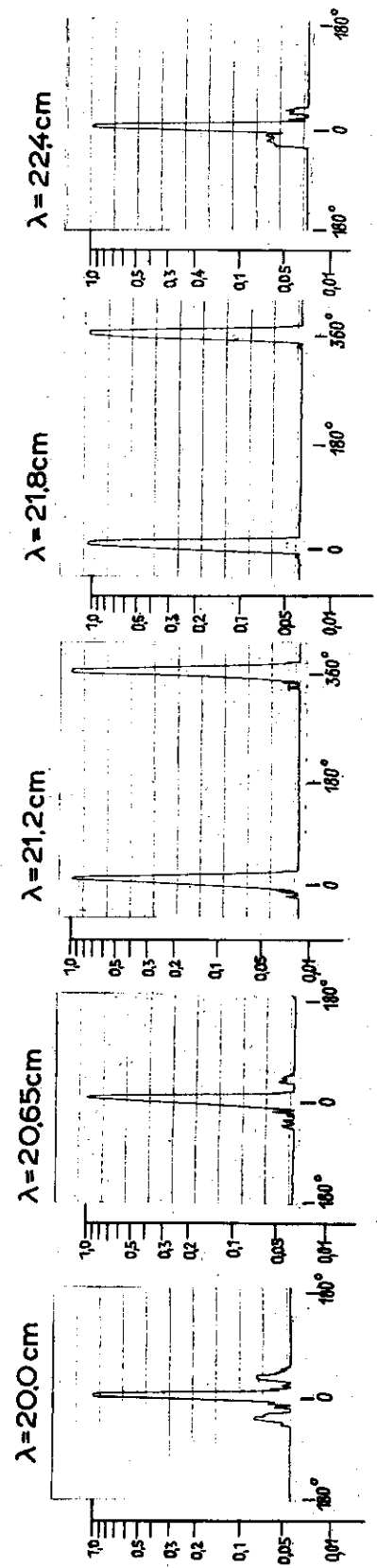
$$\frac{1}{\sqrt{2} \cdot n}$$

Wird zum Beispiel einer der  $n$  Strahler falsch gepolt, so ergibt sich eine Erhöhung der Querabfeldstärke auf das Dreifache des theoretischen Wertes; bei kleinerem Fehler als der vollen Umkehr der Stromrichtung kann man aus diesem Wert leicht die zugehörigen Änderungen der Nebenstrahlung entnehmen.

Es ist bekannt, dass man durch geeignete ungleichmässige Erregung der Antennenfläche eine Unterdrückung der Nebenmaxima erreichen kann, und zwar muss man die mittleren Teile der Antenne stärker erregen als die seitlichen; dann ist mit der Unterdrückung der Nebenstrahlung zwangsläufig ein Verlust an Bündelung in der Hauptrichtung verbunden. Ein derartiger Vorschlag lautet z.B., man speise die Antennenstrahler nach Binomialkoeffizienten gestaffelt, dann treten überhaupt keine Nebenmaxima auf [2]. Wegen der Schwierigkeiten einer korrekten Speisung ist dieser Vorschlag wohl bisher noch nicht ausgeführt worden, erst recht natürlich nicht als Breitbandantenne.



Brennweite  $f \sim \frac{Z}{4} \lambda$



Brennweite  $f \sim \frac{5}{4} \lambda$

Abb. 1 und 2

Dagegen bietet die natürliche Tendenz eines Parabolspiegels, sich in der Mitte stärker zu erregen als am Rand, eine Möglichkeit, technisch brauchbare "entzipfelte" Breitbandantennen mit einer besonders einfachen Speisung, nämlich nur einem gespeisten Strahler zu bauen. In Abb.1 und 2 sind Messungen von Failer an  $10 \lambda$  - breiten Exponentialparabolen wiedergegeben. Das sind flache Zylinderparabole von ungefähr  $3/8 \lambda$  Höhe mit Deckeln und einer anschliessenden exponentiellen Erweiterung des "Mauls" (vergl. die Skizze Abb.1a).

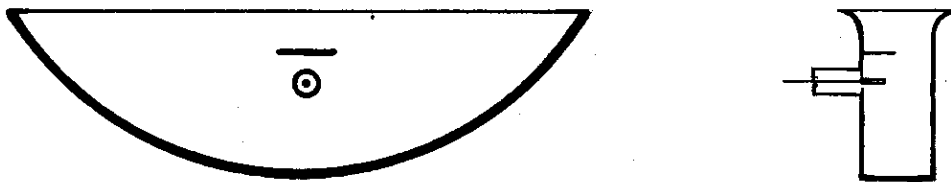


Abb.1a Grundriss und Seitenansicht eines Exponentialparaboles mit gespeistem  $\lambda/4$ -Dipol und Blende.

Die Nebenstrahlung wird um so kleiner, je breiter das Parabol in Wellenlängen ist, auch je tiefer es ist bei gegebener Breite des Mauls. Im günstigsten Fall (vergl. Abb.2  $\lambda = 21,8$  cm) bleibt die Nebenstrahlung unter 3 % der Feldstärke des Hauptmaximums. Ebenso entnimmt man den Abb.1 und 2, dass sich die Nebenstrahlung in einem grösseren Wellenlängenbereich kleinhalten lässt. Dass die Nebenstrahlung auch bei Rotationsparabolen mit wachsender Oeffnung abnimmt, ergibt sich durch Vergleich der Spiegel von Würzburg ( $d \sim 6 \lambda$ ) und Riese ( $d \sim 14 \lambda$ ), wo nach Messungen von Failer die Feldstärken des ersten Maximums von 17 % auf 6 % abnehmen.

## 2. Impedanz.

Bei der Diskussion der Anforderungen an die Antennenimpedanz muss man vor allem das Zusammenwirken von Antenne und Kabel behandeln. In der Dezimetertechnik hat man es oft mit viele Wellenlängen langen Kabeln zu tun (Länge  $L$ ;  $\frac{L}{\lambda} = n \gg 1$ ), die insgesamt eine merkliche Dämpfung haben (Dämpfungskonstante  $\beta$ ;  $\beta L \approx 1$ ), während die Dämpfung auf einem Stück von einer Wellenlänge klein ist ( $\beta \lambda \ll 1$ ). Man kann dann ganz anschaulich die Fehl-

anpassung  $m$  an einer Stelle des Kabels als das Verhältnis der Spannung im nächsten Spannungsbauch zu der im nächsten Knoten definieren ( $m \geq 1$ );  $m$  ist zugleich das Verhältnis des grössten zum kleinsten Wirkwiderstand auf dem Kabel. Längs des Kabels ändert sich die Fehlanpassung wegen der Kabeldämpfung. Führt man noch den Reflexionskoeffizienten  $\rho \leq 1$  als das Amplitudenverhältnis der rücklaufenden und hinlaufenden Welle ein, so besteht der Zusammenhang :

$$(1) \quad \frac{1 + \rho}{1 - \rho} = m \quad \text{oder} \quad \frac{m - 1}{m + 1} = \rho .$$

Sei  $\rho_0$  der Reflexionsfaktor am Lastende des Kabels und  $\rho$  der am Speiseende, so ergibt sich aus der Definition des Reflexionsfaktors der einfache Zusammenhang :

$$(2) \quad \rho = \rho_0 e^{-2\beta L} .$$

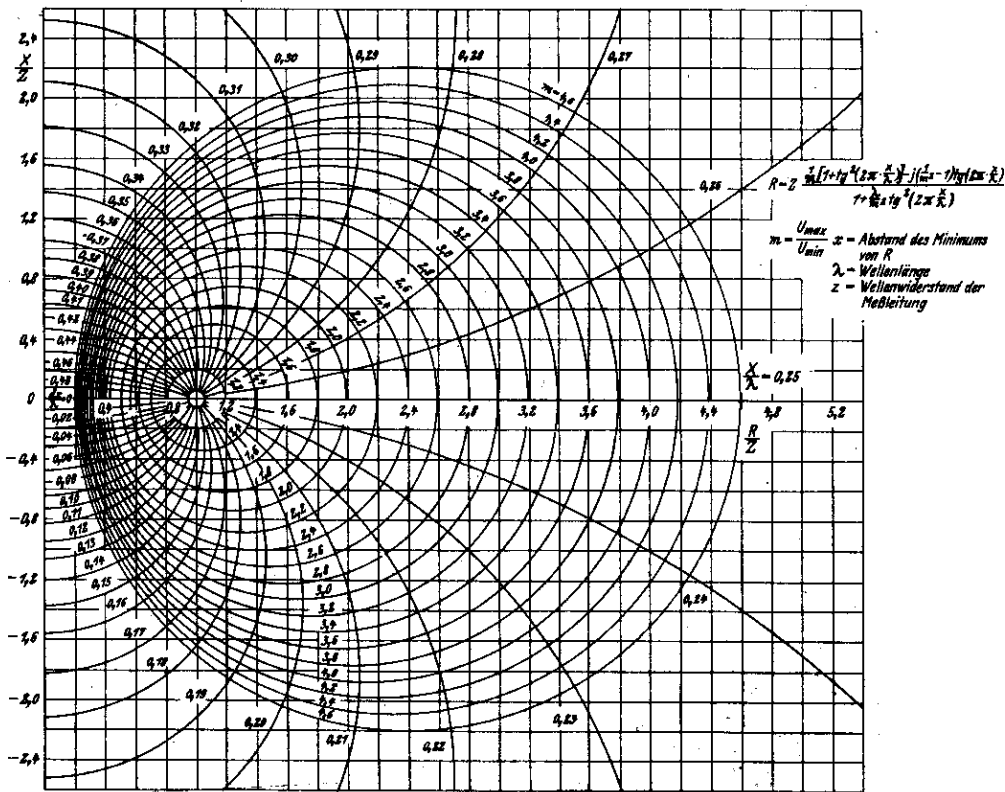
Formel (2) gilt für alle Fehlanpassungen; für kleine Fehlanpassungen ( $\rho \ll 1$ ;  $m \approx 1$ ) gilt näherungsweise :

$$(3) \quad m \approx 1 + 2 \rho .$$

Für die am antennenfernen Ende angeschlossenen Apparate kommt es nun nur auf die dort auftretenden Kabelimpedanzen an, die man bei Kenntnis von  $m$  den Kreisdiagrammen der Abb.3a und b entnimmt [3]. Diagramme nach Art der Abb.3a lassen sich besonders für kleine Fehlanpassungen bequem auswertbar herstellen, Diagramme nach Art der Abb.3b auch noch für sehr grosse Fehlanpassungen. Alle Anforderungen an die Antennenimpedanz lassen sich daher bequem als Vorschriften für  $\rho_a$  oder  $m_a$  angeben. So wird zum Beispiel der Kabelwirkungsgrad :

$$(4) \quad \eta_k = \frac{1 - \rho_a^2}{1 - \rho_a^2 e^{-4\beta L}} e^{-2\beta L} ; \quad \rho_a^2 = \frac{1 - \eta_k e^{2\beta L}}{1 - \eta_k e^{-2\beta L}} .$$

Im Kabelwirkungsgrad erfassen wir die Wärmeverluste auf dem Kabel; wenn wir nun die am gespeisten Ende des Kabels nicht an die bei  $m \neq 1$  von der Kabellänge und der Wellenlänge abhängige Impedanz anpassen können - und das wird meist der Fall sein - ergeben sich aus dieser Fehlanpassung weitere Abweichungen vom Optimum, die man in der Betriebsdämpfung erfasst.

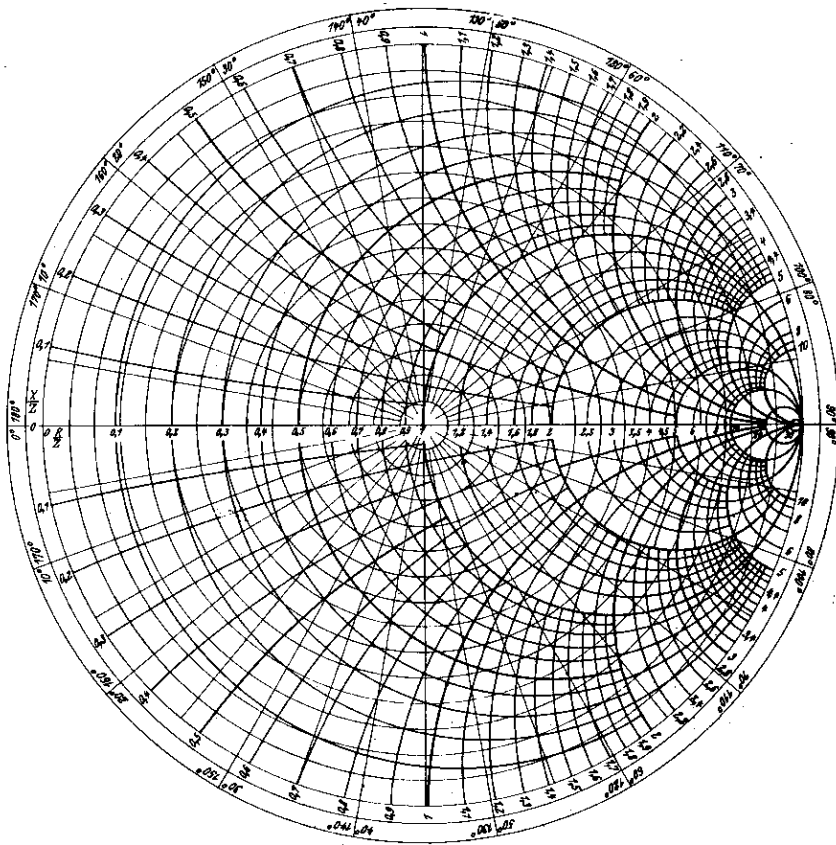


**Abb. 3a** Kreisdiagramm für den Zusammenhang zwischen Impedanz auf der Leitung und Fehlanpassung und Phasenmaß.

Darunter versteht man im Empfangsfall den halben natürlichen Logarithmus des Verhältnisses der dem Kabel tatsächlich zugeführten zur maximal der Antenne entnehmbaren Wirkleistung. (Analog im Sendefall.) Der Quotient der beiden Leistungen lässt sich bequem durch die Fehlanpassung ausdrücken :

$$(5) \quad \frac{N}{N_{opt}} = \frac{4}{2 + m + \frac{1}{m}} .$$

Kabelwirkungsgrad und Betriebsdämpfung hängen in der Gegend der Anpassung ( $m \approx 1$ ) nur wenig von  $m$  ab. Es wird also bei Breitbandanlagen keine grossen Schwierigkeiten machen, die Fehlanpassung so klein zu halten, dass die gesamte Leistungsbilanz davon nicht merklich beeinflusst wird. Jedenfalls hängt der mit Rücksicht auf die Leistungsbilanz zulässige Wertebereich von  $m$  nicht wesentlich von der Kabellänge ab.



**Abb. 3b** Kreisdiagramm für den Zusammenhang zwischen Impedanz auf der Leitung und Fehlanpassung und Phasenmaß. Kurven konstanten Phasenmaßes sind die Radien des Polarkoordinaten-Netzes, Kurven konstanter Fehlanpassung sind die zu 1 konzentrischen Kreise, Kurven konstanten Blind- oder Wirkwiderstandes werden durch das System der übrigen orthogonalen Kreise gegeben.

Neben dem von Herrn Buschbeck behandelten Fernsehproblem gibt es jedoch zwei weitere aktuelle technische Probleme, bei denen die Qualität der Anpassung umso weiter getrieben werden muss, je länger die Kabel sind. Da man in der Dezimetertechnik meist gezwungen ist, viele Wellenlängen lange Kabel zu benutzen, resultieren hieraus besonders scharfe Anforderungen. Erstens besteht bei selbsterregten Sendern die Gefahr, dass der Einfluss des Kabelblindwiderstandes auf die Frequenz eine Instabilität des Senders hervorruft. Damit diese Instabilität nicht eintritt, muss man verlangen :

$$(6) \quad S_a \leq \frac{1 - \eta_{kr}}{\eta_{kr} \eta_k d2\pi n} ; \quad \text{gültig für } S_a \ll 1.$$

In der für  $S_a \ll 1$  gültigen Formel (6) ist  $\eta_{kr}$  der Wirkungsgrad des Senderkreises, also das Verhältnis der an das Kabel

abgegebenen Leistung zur gesamten Senderleistung und  $d$  die Dämpfung des Senderkreises ohne Belastung durch die Antenne,  $n$  ist wieder die Anzahl der Wellenlängen auf dem Kabel. Für das Gleichheitszeichen tritt bereits Instabilität ein, man muss also einen ausreichenden Respektsabstand einhalten.

Zweitens hängt bei Frequenzmodulation die zulässige Fehlanpassung explizite von der Kabellänge ab. Verwendet man wieder einen selbsterregten Sender, so wird schon merklich, ehe eine Instabilität eintritt, der Frequenzhub bei gegebener Modulationsspannung des Senders stark von  $L/\lambda$  abhängig, und es ergeben sich Klirrfaktoren aus dem nichtlinearen Zusammenhang zwischen Frequenzhub und Modulationsspannung. Aber auch wenn man fremd erregte Sender benutzt oder im Empfangsfall bleiben immer noch diejenigen Klirrfaktoren übrig, die aus einem nichtlinearen Zusammenhang zwischen der Phasendifferenz  $\phi$  des Fernfeldes und der Sender-EMK beziehungsweise Empfängereingangsspannung als Funktion der Frequenz resultieren. Bei den heutigen Anlagen interessiert vor allem der Klirrfaktor 3. Ordnung  $k_3$ :

$$(7) \quad k_3 = \frac{H^2 \omega_m \phi'''}{8} \cdot [4]$$

Dabei ist  $H$  der Frequenzhub,  $\omega_m$  die niederfrequente Modulationsfrequenz und  $\phi'''$  die dritte Ableitung der Phasendifferenz nach der Frequenz. Verwendet man an den Wellenwiderstand des Kabels angepasste Empfänger, so fällt die Kabellänge wieder heraus, und es bleiben nur diejenigen Verzerrungen übrig, die auch schon auftreten, wenn man Antenne und Empfänger direkt verbindet.

Im nächsten Abschnitt sollen nur kurz die grundsätzlichen Möglichkeiten zur Erzielung des Breitbandcharakters von Impedanzen, jedoch nicht technische Ausführungen und ihre Grenzen besprochen werden, die schon in dem zusammenfassenden Vortrag von Professor Z i n k e und in mehreren Einzelvorträgen behandelt werden. Wir werden zeigen, dass es grundsätzlich nicht möglich ist, eine gegebene Antenne durch Kompensationsschaltungen und Anpassungsschaltungen über ein begrenztes Maß hinaus zu verbessern. Diese Grenze ist im wesentlichen durch die natürliche Strahlungsdämpfung der verwendeten Strahler bestimmt. Man wird also der Reihe nach folgende Maßnahmen durchführen:

Erstens wird man den Strahlern eine möglichst hohe Eigendämpfung geben, zweitens Korrekturen durch zusätzliche Schaltmaßnahmen zur Kompensation und Anpassung vornehmen und drittens, wenn diese auch noch nicht die Erfüllung der Forderungen bringen, zusätzlich Verlustdämpfung wie bei Rhombus- und Reusenantennen einführen.

Welcher Art eigentlich die prinzipielle Grenze für die Anpassung ist, soll kurz dargestellt werden [5]. Sie hängt eng mit dem lange bekannten Foster'schen Reaktanztheorem zusammen, aus dem man unmittelbar entnimmt, dass man den Blindwiderstandsgang einer Antenne in der Nähe ihrer ersten Resonanz ( $\lambda/4$ -Resonanz) nicht durch einen verlustfreien Zweipol (Reaktanz) kompensieren kann. Es besagt, dass eine Reaktanz  $X(\omega)$  bis auf Sprungstellen mit der Frequenz nur zunimmt. ( $\frac{\delta X}{\delta \omega} > 0$ ). Beispiele dafür sind in Abb.4 wiedergegeben.

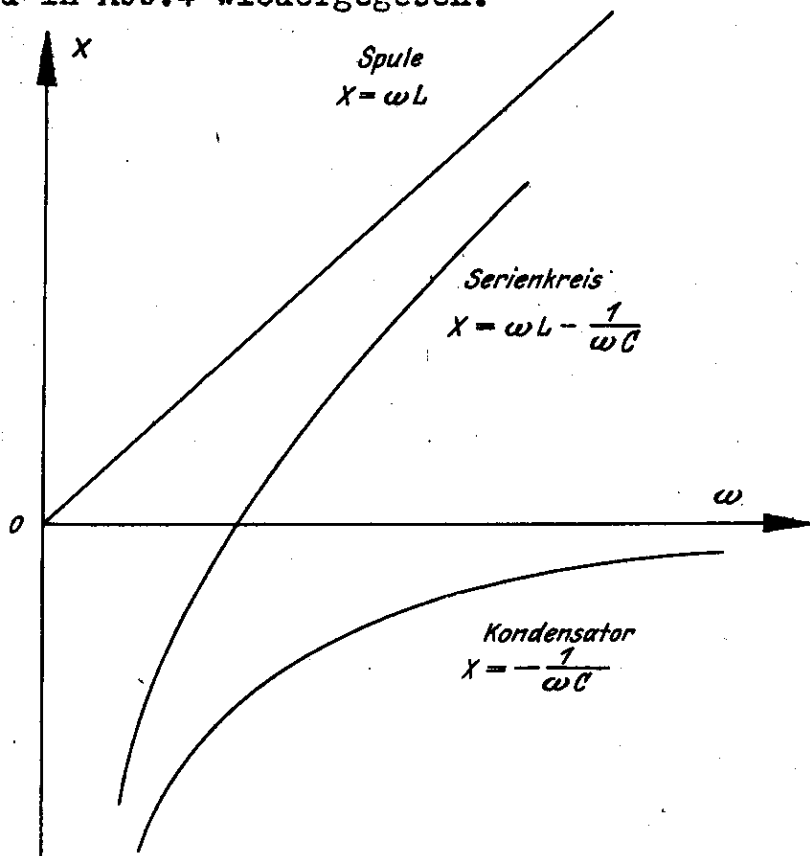


Abb.4 ▾ Beispiele für das Foster'sche Reaktanztheorem.

Die Aufgabe, eine vorgegebene Antenne mit der Impedanz  $\mathcal{R}_a = R_a + jX_a$  an den Wellenwiderstand  $Z$  eines Kabels anzupassen, ist offenbar mit der Aufgabe identisch (vergl. Abb.5), den Widerstand  $Z$  durch einen verlustfreien Vierpol so zu trans-

formieren, dass rechts von den Antennenklemmen der Widerstand  $\mathcal{R}_k = R_k + jX_k = R_a - jX_a = \mathcal{R}_a^*$  erscheint.

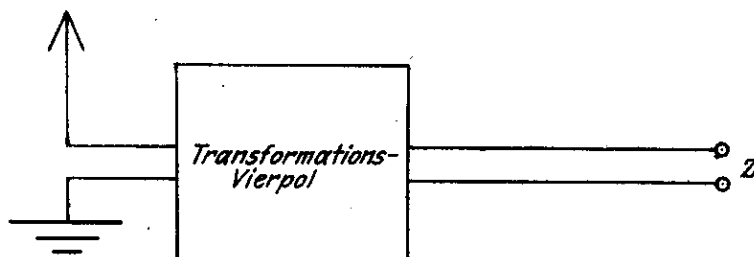


Abb. 5 Anpassung des Wellenwiderstandes  $Z$  eines Kabels an den Antennenwiderstand  $\mathcal{R}_a$  durch einen verlustfreien Vierpol.

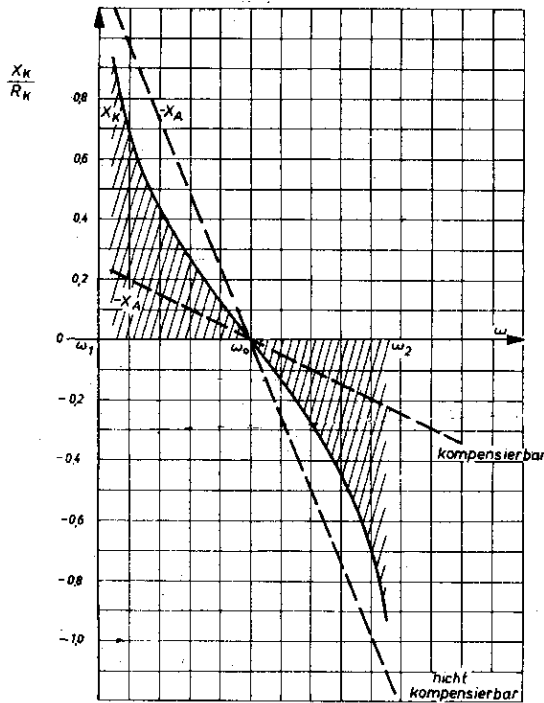
Nun kann man gewiss jeden beliebigen Frequenzgang der einen Scheinwiderstandskomponente erzwingen, wenn man für die andere keine Vorschriften macht; man kann also entweder den Wirkwiderstand oder den Blindwiderstand willkürlich vorgeben, leider aber nicht beide zugleich, wie wir jetzt zeigen wollen. Sei  $(\omega_1, \omega_2)$  das Frequenzintervall, in dem angepasst werden soll, so sollte in  $(\omega_1, \omega_2)$  gelten  $\mathcal{R}_k = \mathcal{R}_a^*$ . Nehmen wir an, wir hätten die Forderung für den Wirkwiderstand bereits erfüllt ( $R_k = R_a$ ), dann existiert analog zum Foster'schen Theorem eine von  $R_a$  und der Frequenz abhängige untere Schranke  $S$  für die Abnahme von  $X_k$  mit der Frequenz

$$(8) \quad \frac{\delta X_k}{\delta \omega} \geq S(\omega) \quad (\text{nach Foster gilt } S = 0, \text{ wenn } R_k = 0).$$

Für den einfachsten Fall:  $R_a = \text{const}$  in  $(\omega_1, \omega_2)$  ist in Abb. 6 diejenige Blindwiderstandskurve  $X_k(\omega)$  gezeichnet, für die überall

$$\frac{\delta X_k}{\delta \omega} = S$$

ist. Wenn nun  $-X_a$  noch steiler verläuft, so kann man offenbar auch bei noch so grossem Aufwand nicht mehr anpassen.



Wenn  $R_k = R_0 = \text{const.}$   
 in  $(\omega_1, \omega_2)$ , so muß  
 $\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \leq \frac{2}{\pi} d_a$  sein,  
 damit  $X_a$  kompensierbar ist.

Wenn der Wirkwiderstand  $R_k$   
 in  $(\omega_1, \omega_2)$  vorgegeben ist,  
 ist die Steilheit des zugehörigen  
 Blindwiderstandes  $\frac{\partial X_k}{\partial \omega}$   
 nach unten beschränkt.

**Abb.6** Beispiel für den Zusammenhang zwischen Wirk- und Blindwiderstand.

In Abb.6 ist je ein Beispiel für einen kompensierbaren und einen nicht kompensierbaren Antennenblindwiderstand  $-X_a = X_k$  eingezeichnet. Hat man in  $(\omega_1, \omega_2)$  konstanten Wirkwiderstand oder auch konstanten Wirkleitwert der Antenne, so findet man als Grenze zwischen den erreichbaren oder nicht erreichbaren Blindwiderständen :

$$(9) \quad \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_1 \omega_2} \leq \frac{2}{\pi} d_a ,$$

wobei  $d_a$  die Dämpfung des die Antennenimpedanz genähert darstellenden Ersatzkreises ist. Damit haben wir eine exakte Begründung für die Erfahrung gefunden, dass man Breitbandcharakter grössenordnungsmässig nur in Bereichen von der relativen Breite der natürlichen Antennendämpfung erreicht. Man kann diese Schranke auch für beliebigen Verlauf des Realteiles konstruieren, nicht nur wie in unserem Beispiel für konstanten Wirkwiderstand. Es bestehen übrigens noch weitere Schranken, was man daran erkennt, dass die sämtlichen ungeraden Ableitungen einer Reaktanz nach der Frequenz positiv sind, nicht nur die erste.

### 3. Messtechnik von Strahlungsdiagrammen und Impedanz.

Die Messung von Strahlungsdiagrammen erfordert eine Meßstrecke, auf der nach Möglichkeit die Ausbreitungsverhältnisse des freien Raumes herrschen sollen. Wir haben daher Sender und Empfänger auf den Dächern zweier gegenüberliegender Gebäude aufgebaut. Aus demselben Grund ist auch die feste Empfangsantenne eine Richtantenne, nämlich eine quadratische Tannenbaumantenne. Damit man sich schon im Fernfeld der Antenne befindet, muss folgende Bedingung für Sende- und Empfangsantenne erfüllt sein :

$$r \gg \frac{L^2}{4\lambda}$$

dabei ist L die grösste Ausdehnung der Antenne. Die Regel besagt, dass man am Ort der Antenne bereits mit ebenen Wellen statt mit Kugelwellen rechnen darf. Der Prüfling wird als Sendeantenne auf einem Drehgestell montiert, das von einem Synchronmotor gedreht wird. Auf der Empfangsseite wird eine Diode mit nachfolgendem Niederfrequenzverstärker und logarithmischem Neumannschreiber benutzt. Damit können wir Diagramme bis zu Feldstärkeverhältnissen 100:3 schreiben, ohne den Empfänger zu übersteuern und ohne den Empfang im Störpegel untergehen zu lassen. Die Diagramme der Abb.1 und 2 wurden auf diesem Wege gewonnen. Zum Schreiben noch schwächerer Nebenstrahlung haben wir den Diodenempfänger durch einen Ueberlagerungsempfänger ersetzt, so dass wir Feldstärkeverhältnisse 1000:1 noch registrieren können. Dabei ist der Einfluss der Meßstrecke auf die Nebenstrahlung natürlich sorgfältig zu kontrollieren, zum Beispiel müssen sich nach Aendern der Antennenaufstellungsorte identische Diagramme ergeben. Die Meßeinrichtungen für Strahlungsdiagramme wurden von Failer entwickelt.

Zur Messung von Impedanzen bei Dezimeterwellen verwenden wir die Messleitung Lötos (vergl. Abb.7), mit der wir eine Messgenauigkeit von 1 % erreichen. Die konzentrische Leitung von 70 Ohm Wellenwiderstand hat ein Stahlrohr als Innenleiter. Es ist notwendig, Durchbiegungen dieses nur an seinen Enden in 80 cm Abstand gelagerten Innenleiters durch Eigengewicht u.s.w. unter 0,1 mm zu halten, wenn man bei einem Abstand des Abtasters vom Innenleiter von 1 cm eine Genauigkeit der Spannungsmessung von 1% einhalten will.

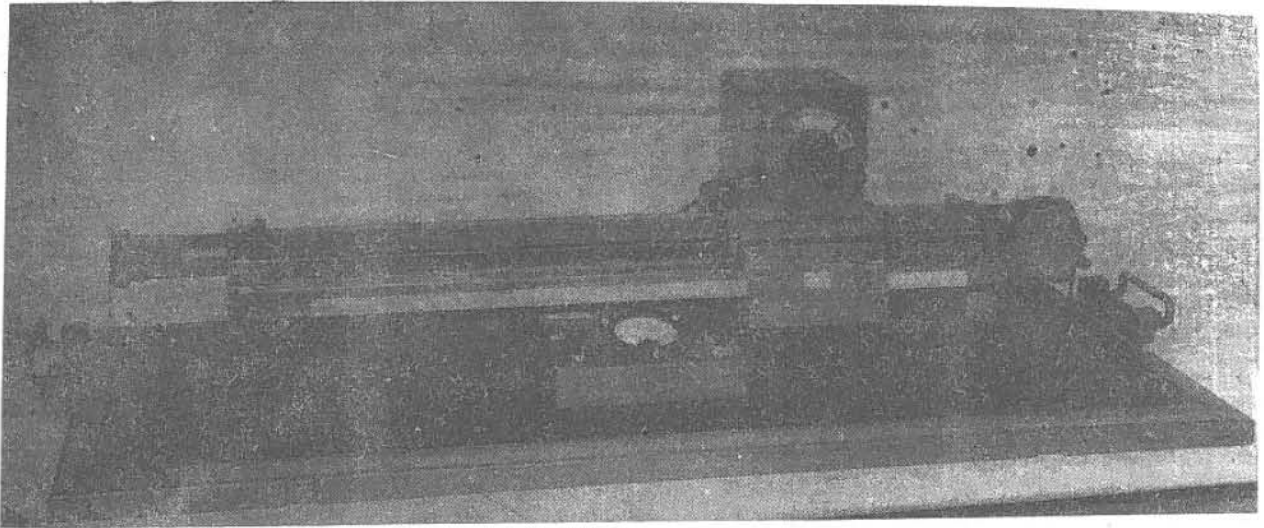


Abb.7 Messleitung Lotos.

Die Abtastung erfolgt kapazitiv durch einen Dorn, an den bei Messungen von nahezu angepassten Impedanzen ein linearer Diodegleichrichter angeschlossen wird, bei Messung grosser Fehlanpassungen oder bei Messungen mit Empfängerspannungen auf der Leitung statt der Diode ein Ueberlagerungsempfänger. Der Meßkopf wird durch eine Spindel ohne Spiel oder schneller von Hand verschoben. Als Spannungsquelle dient ein 5 Watt-Sender, der so lose angekoppelt wird, dass keine Rückwirkungen des Messvorganges eintreten; in kritischen Fällen, d.h. bei grossen Fehlanpassungen verwenden wir statt dessen den über ein Dämpfungsglied mit besonders grosser Schwächung angekoppelten Empfängermeßsender Tulpe, der zudem seiner guten Abschirmung wegen keine Ausstrahlung an der Messleitung entlanglaufenden Wellen anregt, die bei grossen Fehlanpassungen durch Einwirkung auf den Messkopf die Spannungsminima verschieben oder trüben könnten. Die Eichung der Leitung erfolgt durch Normalblindwiderstände, wozu wir kurzgeschlossene Stücke konzentrischer Leitungen verwenden. Da sie weder Stützen noch Längsschlitze enthalten wie die Messleitung selber, kann man ihre Reaktanz exakt errechnen. Besondere Aufmerksamkeit erfordert die Stütze des Innenleiters der Messleitung auf der Messobjektseite, die den Wellenwiderstand der Leitung nicht beeinflussen soll; wir verwendeten zunächst Fadenaufhängungen, die überhaupt keine nennenswerten dielektrischen Volumina enthalten, neuerdings richtig dimensionierte Stützen aus üblichen Materialien (Trolitul). Die Messeinrichtungen für Impedanzen wurden von H.Meinke entwickelt.

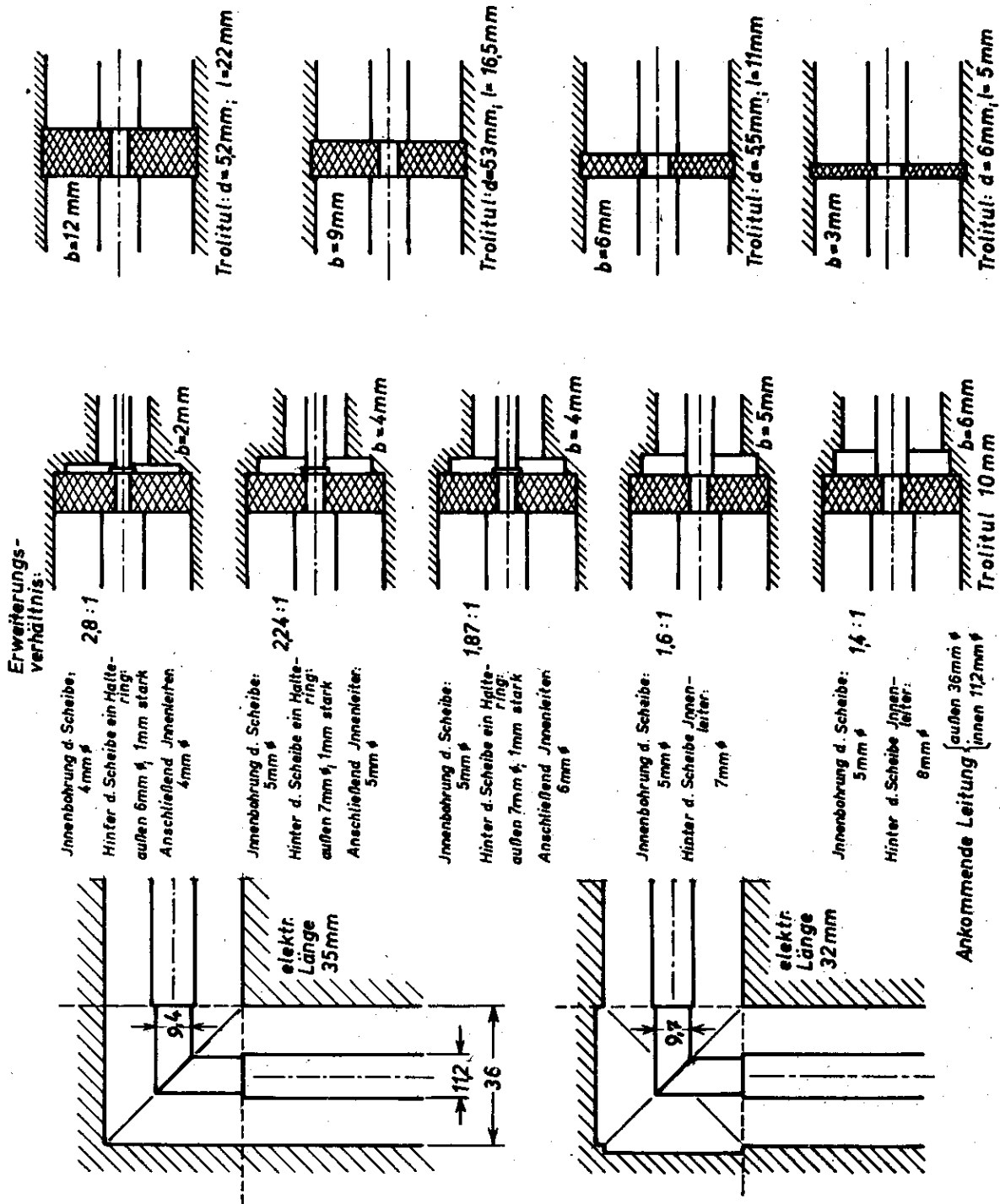


Abb. 8

#### 4. Beispiele eingeführter Breitbandantennen und stossfreier Leitungszüge.

Für die Verbindung einzelner Antennenteile untereinander und der Geräte mit den Antennen wurden Normteile für stossfreie Leitungszüge entwickelt, nämlich Stützen für die Innenleiter, Kniestücke und Teile mit Querschnittsänderungen. Sämtliche Teile besitzen von beliebig langen Wellen bis zu 20 cm-Wellen keine messbaren Fehlanpassungen. Sie entsprechen also elektrisch einer homogenen Leitung vom Wellenwiderstand 70 Ohm; ihre elektrische Länge ist aus Messungen bekannt. Die verschiedenen von Meinke entwickelten Ausführungsformen, die in Abb.8 dargestellt sind, wurden in der Absicht durchgebildet, nur einfach herstellbare Teile zu verwenden. So erwies es sich z.B. als völlig überflüssig, für Querschnittsänderungen bei konstantem Wellenwiderstand konische Leiterstücke zu benutzen.

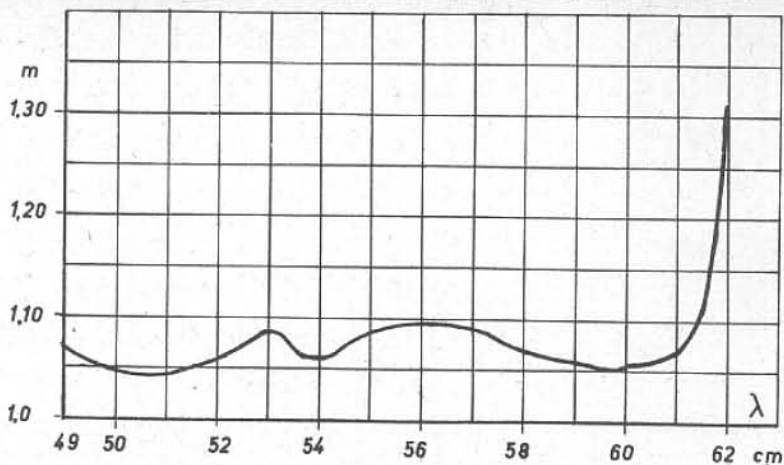
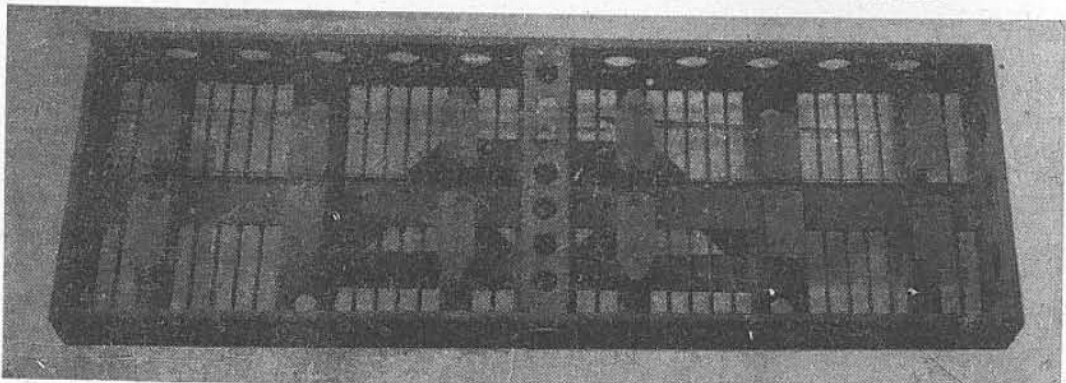


Abb.9 Breitbandantenne für Relaisstrecken.  
Messungen von E.Missler.

In Abb.9 und 10 sind zwei Breitbandantennen dargestellt, die bei einer Fehlanpassung  $m = 1,1$  eine Verstimmung

$$\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} = 10 \%$$

zulassen.

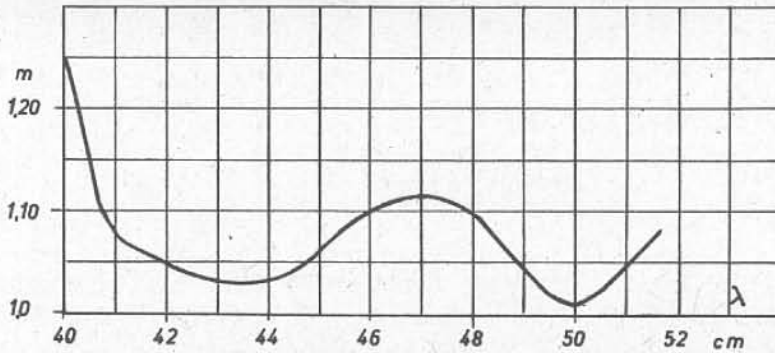
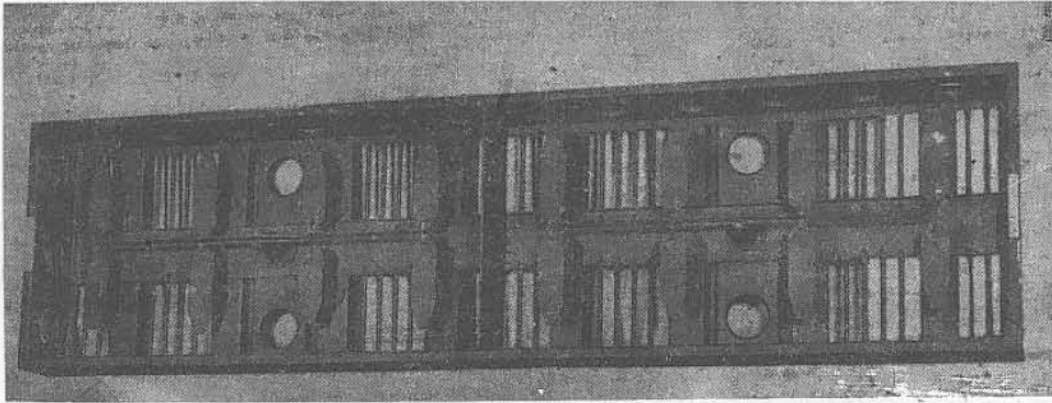


Abb.10 Breitbandantenne für Relaisstrecken.  
Messungen von E.Missler.

Die einzelnen Dipole sind sogenannte spannungsgekoppelte Dipole von der ungefähren Länge  $2 \cdot \frac{\lambda}{2}$ , die eine merklich höhere Strahlungsdämpfung besitzen als stromgekoppelte Dipole der Länge  $2 \cdot \frac{\lambda}{4}$  und daher breitere Frequenzbänder durchlassen. Zur Verringerung ihres Wellenwiderstandes und damit wieder Erhöhung ihrer Dämpfung sind die Dipole als breite Blechstreifen ausgeführt. Die Längen der äusseren und inneren Dipole sind verschieden und experimentell so bestimmt, dass am Speisepunkt sich schon eine möglichst geebnete Impedanz ergibt. Die Kreuzung der Leitungen, die zwischen je zwei benachbarten Dipolen vorgenommen werden muss, damit die Ströme auf allen Dipolen gleichphasig sind, ist in den Dipolfusspunkt verlegt, damit die Verbindungsleitungen als einfache Paralleldrahtleitungen mechanisch sauber ausgeführt werden können. Zum Uebergang auf das konzentrische Speisekabel dient eine Symmetrierschleife, die zugleich als Anpassungsglied benutzt wird. Es zeigt sich, dass man bei den an diese Antenne gestellten Anforderungen darauf verzichten kann, jedem einzelnen Dipol eine besondere Kompensation einzubauen. Es besteht daher nicht die Gefahr, dass nach Herstellung

einer brauchbaren Impedanzkurve durch das Prüffeld sich das Strahlungsdiagramm in unbekannter Weise geändert hat. Bei den abgebildeten Antennen beschränkt sich die Prüffeldarbeit auf das Abstimmen der einen Symmetrierschleife je Antenne. Alle anderen Bauteile lassen sich mit hinreichender Genauigkeit fabricieren. Die Entwicklung dieser für Richtverbindungen vorgesehenen Antennen lag in den Händen von E.Missler.

Schrifttum.

- [1] Vergleiche den Vortrag "Antenne und Reichweite".
- [2] W.Berndt, Zs.f.Hochfr. 44 (1934) 23.
- [3] H.Meinke, Zs.f.Hochfr. 57 (1941) 17 und  
E.N.T. 19 (1942) 27.
- [4] T.Vellat, E.N.T. 18 (1941) 61 und  
E. Hölzler, E.N.T. 18 (1941) 106.
- [5] K.Fränz, E.N.T. 20 (1943) im Druck.