

Grundlagen der Breitbandantennenanlagen.

=====

Von O. Zinke

Die militärische Funktechnik fordert sowohl für Rundstrahlung als auch für scharf gebündelte Richtstrahlung Breitbandantennen, damit Wellenwechsel vorgenommen werden kann, um von Feind- oder Freundstörungen freizukommen.

Ebenso benötigt der Horchdienst zur Ueberwachung feindlicher Sendungen Antennen mit sehr grossem Frequenzbereich 1 : 2 bis 1 : 4. Breitbandforderungen sind nicht nur für Nachrichtenverbindungen, sondern auch für die Funkmesstechnik Bord und Boden zu erfüllen.

Als Breitbandantennen im engeren Sinne können nur die Konstruktionen gelten, die keine mechanischen Veränderungen oder mechanische Nachstimmungen während des Wellenwechsels notwendig haben.

Die elektrischen Eigenschaften von Breitbandantennen sind auf zwei wesentliche Gesichtspunkte auszurichten :

1. Erhaltung des Strahlungsdiagramms bei Wellenwechsel.
Insbesondere dürfen nicht etwa die Nebenzipfel hochschliessen.
2. Erhaltung der Anpassung des Antennenwiderstandes an den Wellenwiderstand des Verbindungskabels, das zum Sender bzw. Empfänger führt.

Im ersten Teil sollen kurz die Veränderungen des Strahlungsdiagramms der gebräuchlichen Antennen bei Breitbandbetrieb, im zweiten Teil die Anpassungsforderungen von Antennen, im dritten Teil die technischen Grundformen von Antennen, Symmetrierungen und Transformatoren gekennzeichnet werden.

I. Veränderung des Strahlungsdiagramms bei Frequenzänderungen.

Rundstrahler.

Ein vertikaler Dipol als Rundstrahler bleibt auch bei Breitbandbetrieb ein Rundstrahler. Seine vertikale Bündelung ändert sich bei kurzen Längen bis etwa $\lambda/2$ selbst bei weiter Frequenzänderung unwesentlich.

Richtantennen.

1. Rhombus-Langdrahtantennen.

Sie haben dank ihres Abschlusswiderstandes eine gute Anpassung im weiten Frequenzbereich 1:3 bis 1:4. Die Strahlungsdiagramme sind im Beitrag von Dr. Moser enthalten. Wie bei allen Richtantennen nimmt natürlich die Richtschärfe mit wachsender Wellenlänge ab.

Die Frage der Veränderung des Strahlungsdiagramms durch Aufhängen an eisernen Masten bei Breitbandbetrieb wird sicherlich durch Messungen bald geklärt werden können. Diese Frage ist für den beweglichen Aufbau der Rhombusantennen entscheidend.

Rhombusantennen auf Flugzeug-Tragflächen werden im Beitrag von Prof. Goubau behandelt.

2. Dipolgruppen als Querstrahler.

Diese können, ohne dass die Nebenzipfel stören, im Frequenzbereich 1:3 bis 1:4 betrieben werden, wenn durch das Speisungssystem dafür gesorgt ist, dass alle Dipole gleichphasig gespeist bleiben.

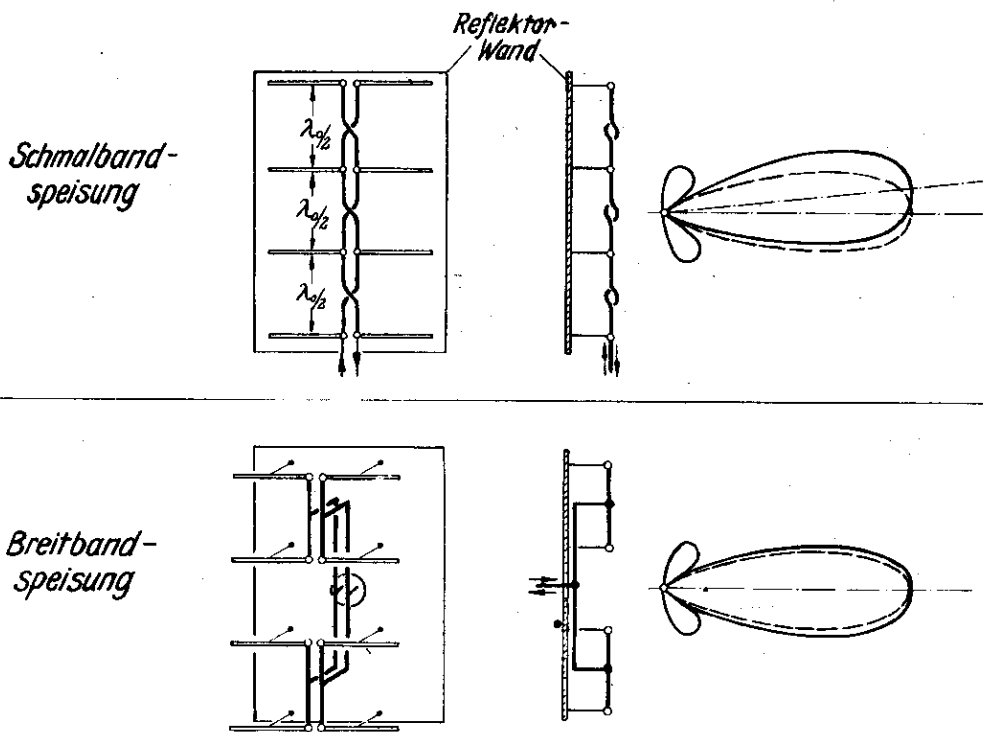


Abb.1 Schmalband- und Breitbandspeisung von Querstrahlergruppen.

Abb.1 zeigt den Unterschied zwischen Schmalband- und Breitbandspeisung. In der oberen Bildhälfte ist die übliche Schmalbandspeisung gezeigt. Der Abstand zwischen benachbarten Dipolen beträgt jeweils $\lambda_0/2$. Das gestrichelte Diagramm ist in Ordnung. Wird die Betriebswelle gegenüber λ_0 verlängert, so treten Phasendrehungen auf der Speiseleitung auf, das Diagramm wird breiter und schieft. Ausserdem kommen Nebenzipfel hoch. Durch Speisung in der Mitte wird zwar das Schielen beseitigt, nicht aber das Hochschiessen der Nebenmaxima. Einwandfrei im Bereich $f_{\max}/f_{\min} = 4:1$ arbeitet dagegen die Breitbandspeisung. Sie hat sich für Horchdienstantennen, entwickelt von Oberbaurat Dr. Rindfleisch, seit Jahren gut bewährt.

Im nächsten Bild sind einfache Gruppen in Schmalbandspeisung der Breitbandspeisung gegenübergestellt.

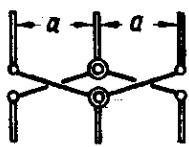
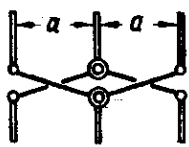
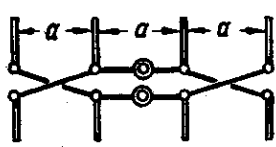
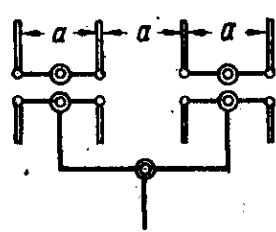
			$\frac{a}{\lambda}$	$\frac{I_{\max}}{I_{\min}}$	$\frac{\Delta f}{f_0}$
Geringe Bandbreite	Dreiergruppe		0,4 ... 0,55	1,35 : 1	± 15 %
	Vierergruppe		0,45 ... 0,55	1,22 : 1	± 10 %
Grosse Bandbreite	Zweiergruppen beliebig zur 2 ⁿ -Gruppe zu erweitern		0,2 ... 0,9	4 : 1	± 60 %

Abb.2 Erreichbares Frequenzband bei verschiedenen Speisungssystemen mit Rücksicht auf die Strahlungscharakteristik.

Elektrische Schwenkung der Charakteristik.

Will man die Charakteristik von Gruppen mittels Phasenschieber elektrisch drehen, so werden den einzelnen Strahlern die Speisespannungen über Kompensatorschienen phasenverschoben zugeführt. Hierbei kommen leider wieder die Nebenzipfel hoch, so dass die Forderung erhoben werden muss, nebenzipfelarme Antennen zu entwickeln. Diese Forderung hat auch für die Störbeseitigung und bestimmte Fragen der Funkmesstechnik an Bord von Flugzeugen Bedeutung. Diese Fragen müssen in Kürze ihre Lösung finden.

Es fragt sich, ob die elektrische Drehung der Charakteristik bei einer bestimmten Einstellung des Kompensators von der Frequenz abhängt. Dies ist nur bei R-C-Schaltungen der Fall. Bei den "Laufzeit-Kompensatoren", welche die Phase durch einen längs der Kompensator-Leitung verschobenen Abgriff verändern, ist die zu einem bestimmten Schwenkwinkel der Charakteristik notwendige Abgriffstellung frequenzunabhängig.

3. Dipolgruppen als Längsstrahler.

In Hauptstrahlrichtung aufgestellte Dipole (insbesondere als Yagi-Antenne) waren bisher für Breitbandbetrieb ungeeignet. Vom Verfasser wurde die Möglichkeit der Breitbandspeisung vom letzten Strahler her angegeben [1], wobei durch eine geringe Verkürzung der Dipolabstände die Bündelung erheblich schärfer wird. Unabhängig davon wurde ein ähnlicher Weg durch Kirchner (Telefunken) gefunden.

4. Parabolspiegel.

Bei Parabolspiegeln existiert in der Literatur [2] die Empfehlung, dass die Brennweite $0,27 \lambda + n \cdot 0,5 \lambda$ sein soll. Bei grösseren Spiegeln von etwa 5λ an ist diese Bedingung aber unkritisch, so dass man mit ziemlich gleichbleibenden Nebenzipfeln auch bei Breitbandbetrieb rechnen kann, wenn man nur den Dipol etwa im Brennpunktsabstand anbringt. Arbeiten zur Unterdrückung der Nebenzipfel wurden bei Telefunken und Pintsch durchgeführt.

5. Hornstrahler.

In einer früheren Arbeit hat Pauls [3] gezeigt, dass sich das Strahlungsdiagramm von Hornstrahlern bei Veränderung der Welle in seiner Halbwertbreite entsprechend dem Verhältnis der Trichteröffnung zur jeweiligen Wellenlänge ändert, die Nebenzipfel aber unterdrückt bleiben. Ein Frequenzverhältnis f_{\max}/f_{\min} von 2:1 bis 3:1 kann hierbei erreicht werden.

6. Flächenstrahler.

Flächenstrahlergruppen, Bauart Pintsch, bieten bei Breitbandspeisung hinsichtlich der Charakteristik keine Schwierigkeiten, sind aber zur Zeit in der Widerstandsanpassung nur für den Frequenzbereich $\pm 5\%$ entwickelt (s. Beitrag Weissfloch).

7. Dielektrische Richtstrahler.

Für Wellenlängen unter 1 m und besonders zwischen 30 cm und 1 cm sind die von meinem Mitarbeiter Mallach angegebenen und entwickelten Richtstrahler aus Isolierstoff besonders geeignet (s. Beitrag Mallach). Diese Strahler überstreichen etwa 1 Oktave, ohne dass sich die Diagrammform wesentlich verschlechtert.

II. Anforderungen an die Anpassung bei Breitbandbetrieb.

=====

Gute Strahlungsdiagramme ohne Nebenzipfel sind für Breitbandbetrieb wertlos, wenn die Anpassung der Antenne durch den Frequenzwechsel verloren geht.

Bei den folgenden Ausführungen soll die Anpassung lediglich durch Strahlung bedämpfter Antennen behandelt werden. Rhombus-Langdrahtantennen mit ihrem energieverzehrenden Abschlusswiderstand und Reusen mit Schluckwiderstand seien übergangen.

Was versteht man nun überhaupt unter Breitbandanpassung? Die Antenne soll einen ohmschen Widerstand darstellen, der bei Frequenzänderung sich möglichst wenig ändert. Ebenso darf der Blindwiderstand der Antenne bei Verstimmung nicht die Größenordnung des ohmschen Widerstandes R erreichen, sondern soll sich auf die Grösse von 10 % bis 20 % von R beschränken. Nach Zusammenschaltung von Einzelstrahlern (meist Parallelschaltung) soll über Symmetrierglieder und Transformatoren ein Widerstand von 60 bzw. 70 Ohm entsprechend dem Wellenwiderstand des Anschlusskabels herauskommen. Bei Veränderung der Frequenz soll sich der Antennenwiderstand möglichst um nicht mehr als 10 % bis 20 % ändern. Durch die Fehlanpassung treten auf dem Kabel stehende Wellen auf, die durch im Abstand einer halben Kabelwellenlänge sich folgende Spannungsmaxima U_{\max} und Minima U_{\min} gekennzeichnet sind. Als Maß für die Güte der Anpassung wird vorwiegend die Welligkeit $m = U_{\max}/U_{\min}$ bzw. die in % gemessene Fehlanpassung $w = 100 (U_{\max} - U_{\min})/U_{\max}$ benutzt. Zeichnet man die Vektoren des Antennenwiderstandes nach Wirk- und Blindwiderstand und verbindet die Spitzen der Vektoren, so erhält man

eine "Ortskurve" bei Durchlaufen des gewünschten Frequenzbandes. In der Widerstandsebene bilden nun die Linien konstanter Welligkeit Kreise, deren Radius mit m zunimmt.

Die Forderung nach guter Anpassung bedeutet nun, dass man die gesamte Antennenortskurve in einen m -Kreis mit möglichst kleinem Radius einschliessen kann. Es soll nun ein Ueberblick darüber gegeben werden, welche höchsten m -Werte zulässig sind. Es können folgende Gesichtspunkte massgebend sein:

1. Reichweite.

Der Wirkungsgrad soll sich nicht durch Fehlanpassung verschlechtern. Eine Welligkeit $m = 2$ bedeutet z.B., dass der Generator von der Antenne her mit einem äusseren Widerstand belastet wird, der sich zum Innenwiderstand des Generators wie 2:1 verhält. Dabei beträgt aber der Wirkungsgrad immer noch 90%. Bei einer Nachrichtenverbindung geht dabei die Reichweite nur um 6 % gegenüber völliger Anpassung ($m = 1$) zurück, während die Rückstrahlreichweite sogar nur um 3 % sinkt. Hinsichtlich der Reichweite ist also eine beträchtliche Fehlanpassung zulässig. Dieses Ergebnis soll aber nicht darüber hinwegtäuschen, dass andere Bedingungen eine viel bessere Anpassung fordern.

2. "Springen" der Frequenz eigenerregter Sender.

Bei nicht vollkommener Anpassung wirkt auf den Schwingkreis eines eigenerregten Senders von der Antenne her nicht nur ein angekoppelter Wirkwiderstand zurück, sondern auch ein Blindwiderstand. Dieser wechselt beim Durchstimmen des Senders ständig Vorzeichen und Grösse, und zwar um so schneller, je mehr Wellenlängen auf die Kabelstrecke zwischen Abstimmkreis und Antennenfusspunkt entfallen. Ist nun die Senderkapazität zu klein bzw. die Fehlanpassung zu gross, so "springt" die Frequenz bei stetigem Durchdrehen des Drehkondensators. Gewisse Frequenzinseln sind dann überhaupt nicht erreichbar. Abb.3 gibt die Erklärung. Es ist dabei Y der vom Kabel in den Schwingkreis eingekoppelte Blindleitwert. Die Frequenz, die sich erregt, ist näherungsweise bestimmt durch die Gleichung

$$\frac{1}{\omega L} = \omega C + Y$$

Y ist eine periodische Funktion von ω , die, wie erwähnt, von der Kabellänge abhängt. Daher schreibt man die Gleichung besser in der Form

$$\frac{1}{\omega^2 L} - \frac{Y}{\omega} = C$$

Die linke Seite ist abhängig von der Frequenz in Abb.3a, oben aufgetragen. Verändert man C, so ergibt sich ein eindeutiger Schnittpunkt und damit eine stetige Kurve für die Frequenz abhängig von C. Abb.3b zeigt, wie das Springen der Frequenz entsteht.

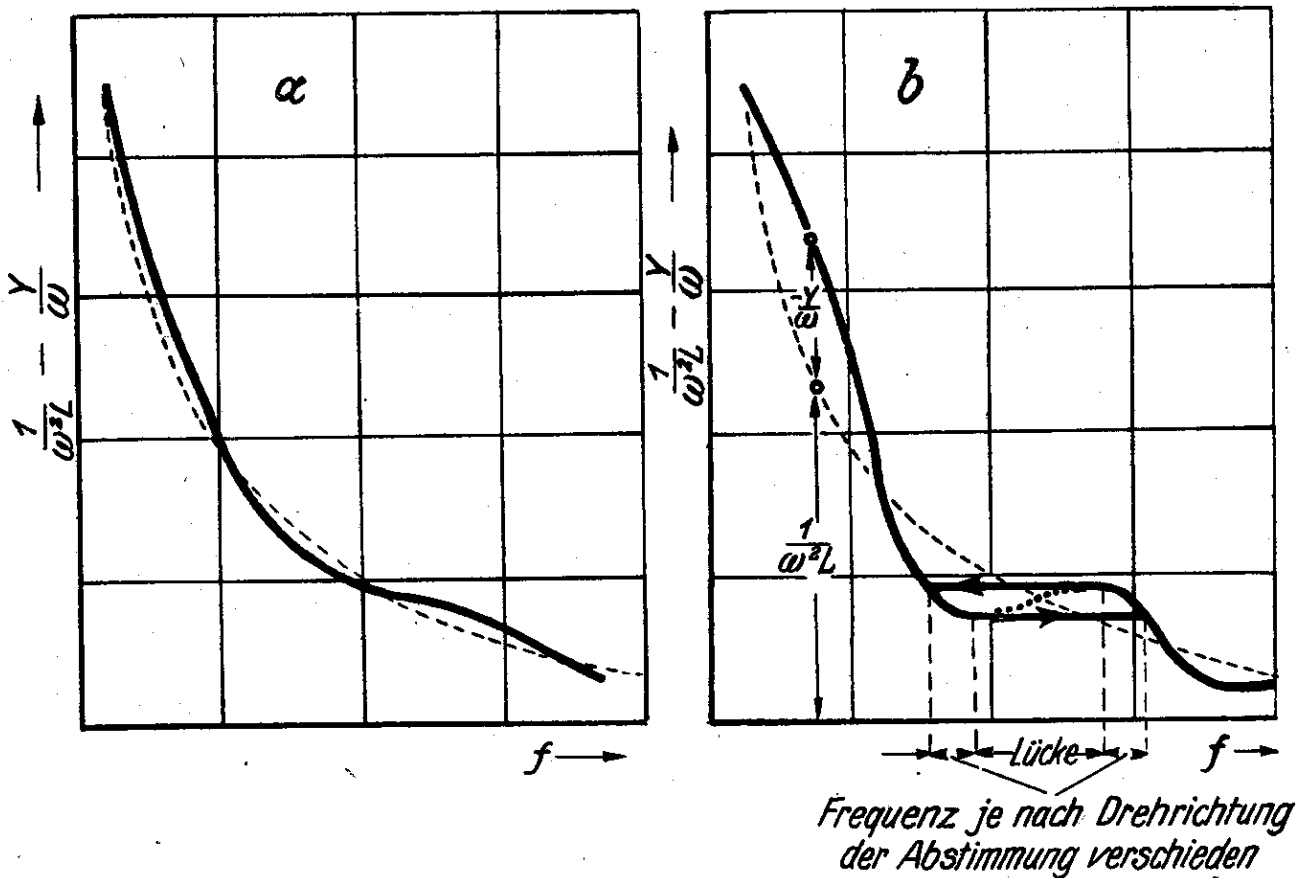


Abb.3 Zur Abstimmung eigenerregter Sender.

a. Stetige Durchstimmung

b. Die Frequenz springt ($-\frac{dY}{d\omega} > \frac{2}{\omega^2 L}$ für $Y = 0$)

Eine Angabe als Beispiel: Für einen eigenerregten Sender war bei Anschluss der Antenne an einen Kabelzug von 8 Wellenlängen eine Welligkeit $m = 1,5$ noch zulässig.

3. Nichtlineare Verzerrungen bei Amplitudenmodulation.

Die Fehlanpassung kann Phasenunsymmetrie der Seitenbänder hervorrufen. Bei einer Breite des Seitenbandes von 5 % des Trägers ist $m \leq 1,2$ vollkommen ausreichend, um auch bei hohem Modulationsgrad den Klirrfaktor verschwindend klein zu halten.

4. Nichtlineare Verzerrungen bei Frequenzmodulation.

Hier geht wieder das Verhältnis von Kabellänge zu Wellenlänge ein, weil die Verzerrungen von der Laufzeit $d\varphi/d\omega$ abhängen. Ein m -Wert $\leq 1,2$ reicht auch bei dm-Wellen und einem Frequenzhub von 500 kHz aus.

5. Peilfehler bei Anwendung von Kompensatoren zur Schwenkung der Charakteristik.

Die Kompensatorschienen sollen von beiden Antennen her mit dem Kompensator-Wellenwiderstand abgeschlossen sein. Ueber die zulässigen Fehler gingen die Ansichten vor kurzem weit auseinander. Während einerseits $m \leq 1,05$ gefordert wurde, behaupteten andere, dass selbst bei $m = 2$ nur sehr geringe Peilfehler auftreten. Merkwürdigerweise bestehen beide Ansichten bei Einfrequenzbetrieb zu Recht. Wenn nämlich die von den Antennen an die Enden der Kompensatorschiene übertragenen Widerstände unter sich gleich sind und eine Blindkomponente besitzen, in ihrem Wirkwiderstand aber mit dem Wellenwiderstand der Kompensatorwendel übereinstimmen, bekommt man tatsächlich sehr geringe Peilfehler trotz grosser Fehlanpassung. Die genannten Bedingungen können im allgemeinen bei Breitbandbetrieb nicht genau eingehalten werden, wenn man die Fertigungstoleranzen beachtet. Für Breitband-Kompensatoren ist daher eine Welligkeit $m \leq 1,1$ für die Antenne einzuhalten.

III. Breitbandtechnik von Dipolen, Symmetrierungen und

Transformatoren.

Der dritte Teil soll nun die Anpassung des Widerstandes der Antennen an das Speisekabel behandeln. Die Uebersicht über die verschiedenen Antennen hat gezeigt, dass die meisten Antennen wenigstens einen Dipol zur Anregung verwenden. Bisher wurde im Einfrequenz-Betrieb der Dipol so abgestimmt, dass der Anschlusswiderstand der Antenne ein ohmscher Widerstand ist. Durch Transformation mit $\lambda/4$ -langen Leitungen gelingt es praktisch, jeden beliebigen Antennenwiderstand an den Kabelwiderstand von z.B. 70 Ohm anzupassen, so dass die Antenne am Eingang des Kabels auch mit dem Widerstand von 70 Ohm erscheint.

1. Ortskurve von dünnen Antennen.

Wie stimmt man denn nun die Antenne ab, dass sie die Eigenschaften eines ohmschen Widerstandes hat ? Es ist zunächst notwendig, der Antenne die richtige Länge zu geben. Wir wollen uns dies an Bild 4 veranschaulichen, welches die Ortskurve des Wechselstromwiderstandes darstellt. Die Ortskurve gibt den ohmschen Widerstand der Antenne und ihren induktiven bzw. kapazitiven Anteil für jede auf die Wellenlänge bezogene Antennenlänge L_A an. Nach rechts sind die ohmschen Widerstände, nach oben und unten die induktiven bzw. kapazitiven Widerstände der Antenne vermerkt. Z.B. zeigt der Punkt $L_A/\lambda = 0,9$, dass die Antenne an ihrem Speisepunkt wie ein ohmscher Widerstand von knapp 1500 Ohm wirkt und dabei einen induktiven Widerstand von etwa 900 Ohm besitzt.

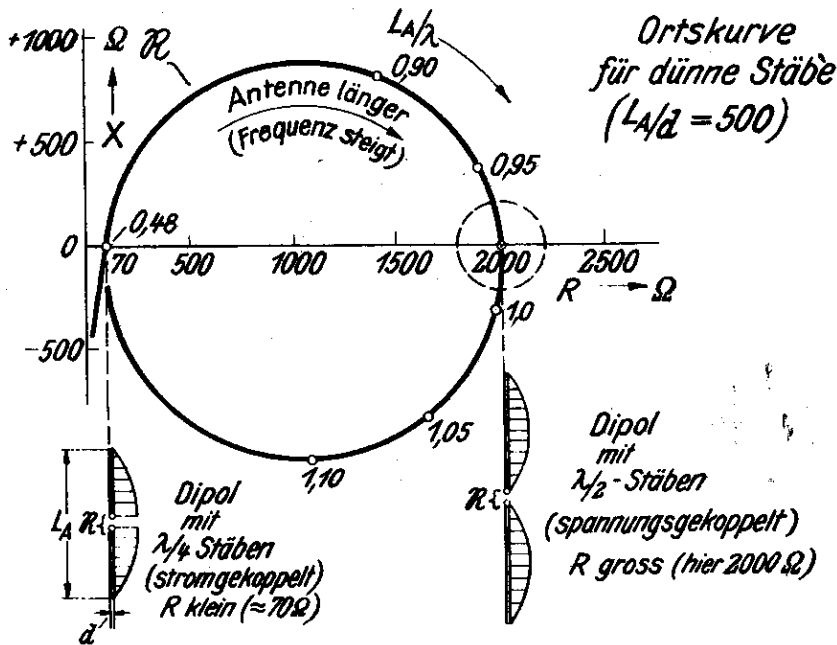


Abb.4 Ortskurve von dünnen Dipol-Antennen.

Zwei Punkte sind besonders ausgezeichnet, die Punkte mit verschwindender Blindkomponente, wo die Ortskurve die reelle Achse schneidet. Dies ist bei unserer Antenne der Fall bei 70 Ohm und bei 2000 Ohm. Für diese beiden Fälle ist die Stromverteilung auf den Antennenstäben wiedergegeben. Beim 70 Ohm-Punkt ist jeder Stab etwa $\lambda/4$ lang. Der Strom, der am Antennenende Null ist, steigt zum Anschlusspunkt auf seinen Höchstwert an. Wir nennen daher den Dipol mit zwei $\lambda/4$ -langen Stäben stromgekoppelt. Der Widerstand im Antennenfußpunkt ist reell und verhältnismässig klein (70 Ohm). Wenn wir nun bei fester Betriebsfrequenz die Antennenstäbe länger machen (oder bei fester Länge L_A die Frequenz wachsen lassen), so durchlaufen wir die Ortskurve im Sinne des Uhrzeigers, bis wir bei $R = 2000$ Ohm wieder zu einem rein ohmschen Widerstand gelangen. Warum ist der Widerstand jetzt so hoch? Wir erkennen an der unten gezeichneten Stromverteilung, dass der Strom am Speisepunkt klein ist und die Spannung gross.

Wir haben hier die Eigenschaften des Dipols mit $\lambda/2$ -Stäben vor uns, Jeder Stab hat die Länge einer knappen halben Wellenlänge. Weil im Fusspunkt die Spannung hoch ist und der

Strom klein, nennen wir den Dipol mit $\lambda/2$ -Stäben spannungsgekoppelt. Diese werden bei der Freya- und Lichtenstein-Antenne verwendet.

Jetzt erhebt sich die Frage, wie der Dipol auf Frequenzänderungen bei Vollwismar reagiert. Es wird die Ortskurve durchlaufen und wir erkennen, dass bei $\pm 10\%$ Verstimmung fast ein Halbkreis überstrichen wird. Zulässig ist aber für viele Zwecke nur eine Fehlanpassung entsprechend dem gestrichelten Kreis. Die Ortskurve geht aber weit über diesen Fehlerkreis hinaus. Damit beginnt nun die Aufgabe der Breitbandanpassung. Sie ist erfreulicherweise mit einfachen konstruktiven Mitteln zu verwirklichen.

2. Breitbandkompensation von Dipolen mit $\lambda/2$ -Stäben.

Mit sehr dünnen Antennen ist eine Kompensation nicht möglich, dagegen gelingt sie bei Antennen, die ein Verhältnis von Länge zu Dicke von etwa 10 ... 20 haben, ohne weiteres. Die Ortskurve, die der Dipol vor einer Reflektorwand zeigte, ist in dem Bereich von $\pm 10\%$, in welchem wir die Antenne nun betreiben wollen, fett ausgezogen. Für eine gute Kompensation ist zu fordern, dass die Ortskurve in der Nähe des ohmschen Widerstandes von 400 Ohm bleibt. Das können wir erreichen, wenn wir ein Schaltelement hinzufügen, dessen Wirkwiderstand sehr klein ist, so dass keine Energieverluste auftreten, und dessen Blindwiderstand das umgekehrte Verhalten wie der Antennenwiderstand zeigt. Für den Punkt, wo die Verstimmung $Af/f_0 - 10\%$ ausmacht, ist die Blindkomponente der Antenne mit X bezeichnet. Die Kompensation besteht nun einfach darin, ein Schaltelement einzubauen, dessen Blindwert X_k bei der gleichen Verstimmung gleich gross ist und entgegengesetztes Vorzeichen hat. Diese Eigenschaft hat ein auf die Bandmitte fest abgestimmter Saugkreis oder ein $\lambda_0/4$ langes offenes Leitungsende, oder auch ein $\lambda_0/2$ langes, am Ende kurzgeschlossenes Leitungsstück. Was man wählt, ist eine konstruktive Einzelfrage, die hier nicht interessiert. Bei dm-Wellen wird als Kompensationselement ein Stück Leitung konstruktiv bequemer sein als ein Saugkreis mit Spule und Kapazität.

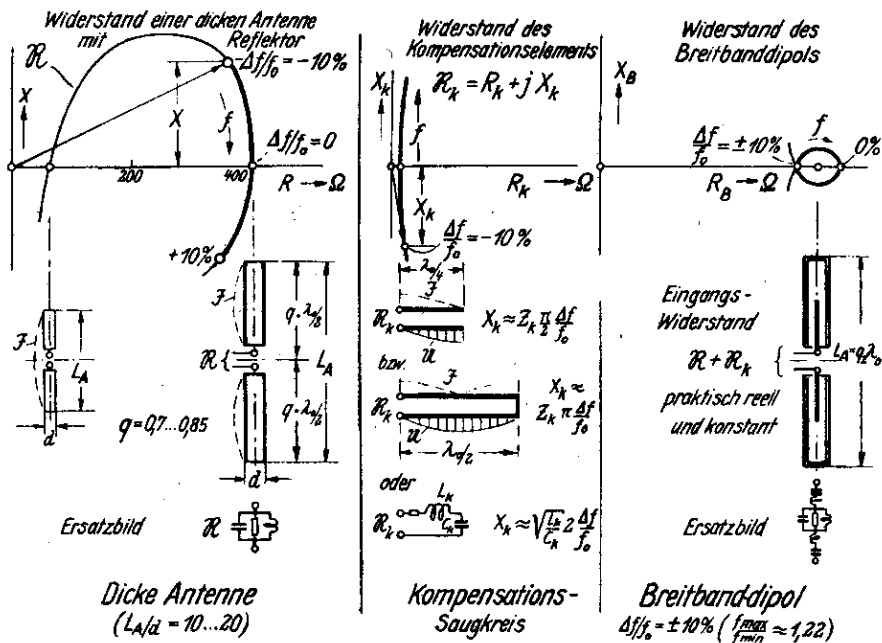


Abb.5 Ortskurven und Aufbau eines Breitbanddipols mit $\lambda/2$ -Stäben.

Die Kompensation erfordert bei Verwendung eines Saugkreises ein bestimmtes Verhältnis der Induktivität L_k zur Kapazität C_k . Es gilt bei kleinen Verstimmungen $\Delta f/f_0$ die Beziehung

$$X_k = \sqrt{\frac{L_k}{C_k}} 2 \frac{\Delta f}{f_0}$$

Da der Zweck der Kompensation darin besteht, den Blindwiderstand X der Antennen-Ortskurve durch X_k zu kompensieren, gilt

$$X = -X_k = -\sqrt{\frac{L_k}{C_k}} 2 \frac{\Delta f}{f_0}$$

Da X bei einer bestimmten Verstimmung $\Delta f/f_0$ auftritt, ist damit L_k/C_k festgelegt.

Bei der Ausführung der Kompensation mittels Saugleitungen muss der Wellenwiderstand Z_k dieser Leitungen richtig festgelegt werden. Dazu dienen die dem Saugkreis analogen Formeln

a) für die offene $\lambda/4$ -Leitung

$$X_k = Z_k \frac{\pi \Delta f}{2 f_0}$$

b) für die kurzgeschlossene $\lambda/2$ -Leitung

$$X_k = Z_k \pi \frac{\Delta f}{f_0}$$

Für grössere Verstimmungen sind die angegebenen Formeln nicht genau genug. In diesem Falle gilt die Beziehung

$$X_k = Z_k \operatorname{tg} \left(n \frac{\pi \Delta f}{2 f_0} \right)$$

Hierin bedeutet n die Zahl der auf die Leitung entfallenden $\lambda/4$ -Leitungsstücke.

In Bild 5 rechts ist als Beispiel einer konstruktiven Ausführung ein Breitbanddipol gezeichnet, bei dem die offene $\lambda/4$ -Leitung als Kompensationselement benutzt wird. Das elektrische Ersatzschaltbild ist unter dem Dipol angegeben. Als Ergebnis der Kompensation erkennt man über dem Dipol die zusammengekrümmte Ortskurve, welche sich in diesem Beispiel gerade bei den Grenzverstimmungen von $+ 10 \%$ und $- 10 \%$ zu einem kleiner Kreis schliesst. Damit ist die Fehlanpassung genügend klein. Sie hat bei der gezeichneten kompensierten Ortskurve nur noch den Betrag von etwa 10% .

3. Kompensation von Dipolen mit $\lambda/4$ -Stäben.

In Bild 6 ist eine Antenne gezeichnet, die aus zwei Stäben besteht, deren elektrisches Verhalten einer $\lambda/4$ -Leitung entspricht. Ihre geometrische Länge ist bei dicken Antennen wesentlich kürzer als $\lambda/4$. Als Verkürzungsfaktor ist q eingeführt, so dass die Gesamtlänge der Antenne

$$L_A = 2q \cdot \lambda_0 / 4 = q \lambda_0 / 2$$

ausmacht. Das elektrische Ersatzbild entspricht bei diesen Antennen einem Saugkreis, dem ein Widerstand von 40 bis 60 Ohm vorgeschaltet ist. Eine Kompensation ist daher (Mitte von Bild 6) durch ein Kompensationselement mit Sperrkreischarakter möglich. Dieser Sperrkreis bzw. eine Sperrleitung wird im Fusspunkt der Antenne parallelgeschaltet.

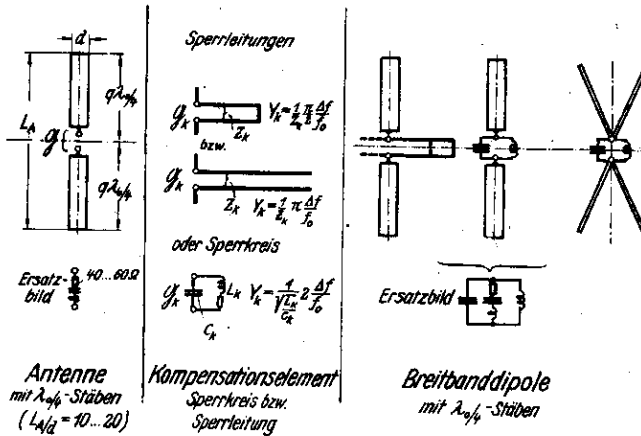


Abb.6 Kompensation von Dipolen mit $\lambda/4$ -Stäben.

Da der Sperrkreis hochohmig ist, verzehrt er nur einen zu vernachlässigenden Bruchteil der vom Speisekabel gelieferten Energie und erfüllt die Aufgabe, den Blindleitwert Y der Antenne durch die bei Verstimmung auftretende eigene Blindkomponente Y_k zu kompensieren. Ein Sperrkreis liefert die Blindkomponente

$$Y_k = \frac{2}{\sqrt{\frac{L_k}{C_k}}} \frac{\Delta f}{f_0}$$

Bei dm-Wellen wird man wieder häufig Sperrleitungen verwenden. Diese ergeben bei kleinen Verstimmungen folgende Blindkomponente:

- a) kurzgeschlossene $\lambda/4$ -Leitung mit dem Wellenwiderstand Z_k

$$Y_k = \frac{1}{Z_k} \frac{\pi}{2} \frac{\Delta f}{f_0}$$

- b) offene $\lambda/2$ -Leitung mit Wellenwiderstand Z_k

$$Y_k = \frac{1}{Z_k} \cdot \pi \frac{\Delta f}{f_0}$$

Allgemein gilt ohne Beschränkung auf kleine Verstimmung für verlustarme Leitungen

$$Y_k = \frac{1}{Z_k} \operatorname{tg} \left(n \frac{\pi}{2} \frac{\Delta f}{f_0} \right)$$

n ist wiederum die Zahl der auf die Leitungslänge entfallenden $\lambda/4$ -Abschnitte.

Das Bild 6 zeigt rechts in der Mitte den Dipol mit dem einge-

schalteten Sperrkreis, links davon die kurzgeschlossene $\lambda/4$ -Schleife (ausgezogen), wie sie im Speisepunkt der Antenne eingeschaltet werden muss. Will man eine stärkere Kompensation erreichen, ohne am Wellenwiderstand Z_k etwas zu ändern, so ist es möglich, die gesamte Leitung nach links zu verschieben und in die gestrichelte Lage zu bringen. Die Gesamtlänge der Leitung bleibt dabei erhalten. Ganz rechts erkennt man eine Ausführung, bei der die Antenne nicht aus verhältnismässig dicken Rohren besteht, sondern in einzelne Stäbe aufgelöst ist. Dabei kann dann der Durchmesser der einzelnen Stäbe wesentlich dünner gehalten werden. Zweckmässig wird man etwa je 2, 3 oder 4 Stäbe wählen. Eine Anordnung mit 4 schlanken Stäben kommt bei der Bodenantenne für das Gerät "Christa" zur Ausführung. Dabei wird ein die beiden Antennenhälften und den Sperrkreis enthaltender Antennenkopf auf das Ende eines Teleskopmastes aufgesetzt.

Das Prinzip der Fusspunktskompensation wurde vor Jahren von Buschbeck angegeben und einige der möglichen Kompensationsmassnahmen im UKW-Bereich (Fernsehantennen) verwirklicht. Es ergeben sich dabei technisch einfachere Aufbauten, als sie die Breitbandantenne von Lindenblad erfordert.

Wenn die Fusspunktskompensation nicht genügt, kann man durch Ueberkompensation und anschliessende Verwendung von $\lambda/4$ bzw. $\lambda/2$ -langen Leitungsstrecken geeigneten Wellenwiderstandes die Ortskurve zu einem Doppelkreis zusammenschnurren lassen und damit kleinere Fehlanpassung erreichen.

4. Dipol mit Reflektorwand.

Bringt man einen Dipol mit 2 $\lambda/2$ -Stäben im Abstand $\lambda/4$ vor eine Reflektorwand, so weitet die Ortskurve auf. Durch Vergrössern des Abstandes auf etwa $\lambda/3$ erhält man eine gut zu kompensierende Ortskurve.

5. Gleichphasige Gruppe aus 2 Dipolen mit Reflektorwand.

Der Beitrag Dieckmann bringt eine Möglichkeit, ohne Fusspunktkompensation eine Gruppe aus zwei Dipolen mit Reflektorwand mit Hilfe der Strahlungskopplung zwischen den beiden Dipolen einerseits und zwischen Dipolen und Reflektorwand andererseits zu kompensieren. Auch hier ist ein grösserer Reflektorabstand von etwa $0,29 \lambda_0$ (bezogen auf Bandmitte) wesentlich. Es lässt sich hierbei ein Band von etwa $\pm 20\%$ mit einer Welligkeit $m = 1,1$ überstreichen. Die Tatsache, dass man ohne Fusspunktkompensation bei Gruppen gute Ergebnisse erzielt, wurde zuerst von Kauffmann bei den Arbeiten an der "Wassermann"-Antenne gefunden (s. Beitrag Kauffmann).

Neuere Messungen von Dieckmann (s. Beitrag Dieckmann) haben ergeben, dass die Gruppe seitlich von zwei Blechen im Abstand λ eingeschlossen werden kann, ohne dass die Welligkeit sich wesentlich verschlechtert. Damit kann man grössere Gruppen aus Zweier-Gruppen zusammensetzen, ohne befürchten zu müssen, dass die zusätzliche Strahlungskopplung die Anpassung verschlechtert.

Ein weiteres Beispiel für einen Breitbanddipol mit Reflektor im Parabolspiegel bietet die Entwicklung des Antennenkopfes "Breitbein" für Mannheim und Gigant (s. Beitrag Pauls).

Die Untersuchungen über eine Gruppe aus 2×4 Dipolen mit Profilrohren, wobei der Reflektor ebenfalls aus 8 Profilrohren besteht ("Lichtenstein") werden von Dr. Becker (Telefunken) in Zusammenarbeit mit dem Vifs durchgeführt. Die Messungen sind noch nicht abgeschlossen.

6. Breitbandantennen für sehr breite Frequenzbereiche.

Für Frequenzbereich $f_{\max}/f_{\min} = 3:1$ bis $4:1$ wurden vom Vifs in Zusammenarbeit mit Ln-Ausbaustab 8 (mot.) Oberbaurat Friedrich, leichte Reusen entwickelt, die eine Welligkeit $m \leq 1,5$ aufweisen.

7. Symmetrierungen für den Uebergang von unsymmetrischen Kabeln zu symmetrischen Antennen bzw. Leitungen.

Bei den meisten Antennenaufbauten liegt die Aufgabe vor, die symmetrisch aufgebauten Antennen an konzentrische Speisekabel überzuführen. Es besteht dabei die Forderung, dass die beiden Dipolhälften gleichmässig gespeist werden, d.h. den gleichen Strom führen.

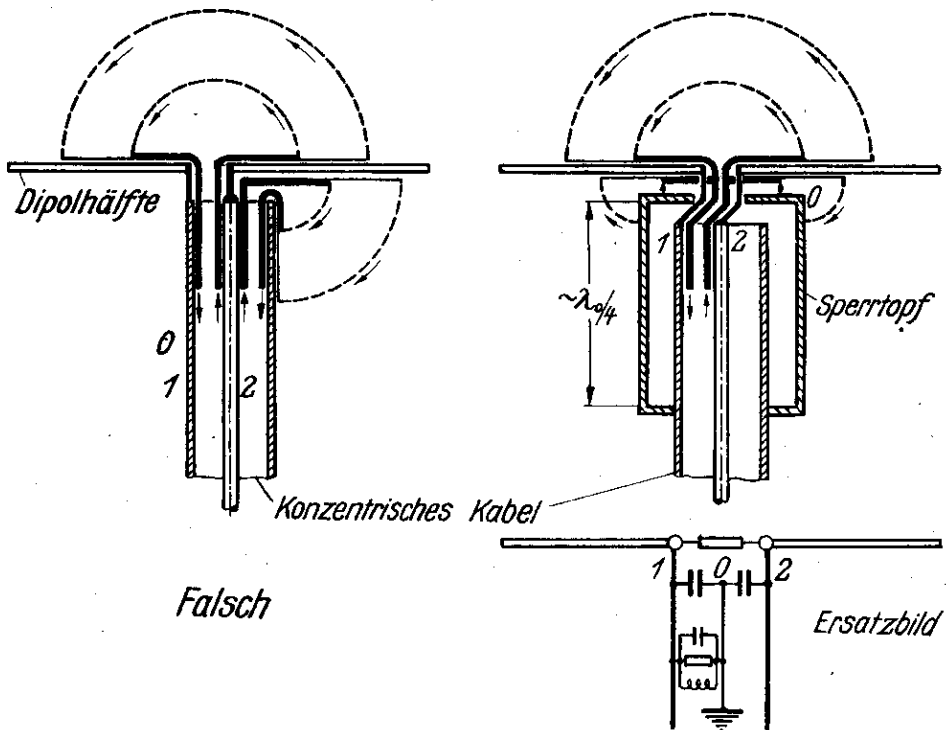


Abb.7 Uebergang vom unsymmetrischen Kabel auf eine symmetrische Antenne.

Abb.7 zeigt links, dass man nicht ohne weiteres einen symmetrischen Dipol an Mantel und Innenleiter eines konzentrischen Kabels anschliessen darf. Das Kabel führt in diesem Falle zwei Ströme, die sich überlagern, nämlich den symmetrischen Antennenstrom, der durch beide Dipolhälften fliesst und sich in Feldlinien fortsetzt, die oberhalb des Dipols als Halbkreise angedeutet sind. Ausserdem fliesst aber von dem Innenleiter in die rechte Dipolhälfte ein unsymmetrischer Strom, der wegen der erheblichen Spannung des rechten Dipolstabes gegen den Kabelmantel auf dem Wege, wie er durch

die Viertelkreis-Bögen angedeutet ist, auf den Aussenmantel übergeht und an der Kabelmündung zum Kabelinnenmantel zurückkehrt.

Diesen unsymmetrischen Betrieb, der das Diagramm verfälscht, vermeidet man in bekannter Weise durch Aufsetzen eines Sperrtopfes auf den Kabelmantel mit einer Länge, die etwas kürzer ist als $\lambda/4$ (s. Bild 7 rechts). Unter dem Sperrtopf ist das Ersatzschaltbild der gesamten Anordnung gezeichnet. Hierin bedeutet 1 das Ende des Aussenmantels und zugleich den Anschlusspunkt der linken Dipolhälfte, 2 den Anschlusspunkt des Innenleiters an die rechte Dipolhälfte und 0 die Mündung des Sperrtopfes. Zwischen 0, 1 und 2 liegen Kapazitäten, die gleich gross sein sollen. Zwischen 1 und 0 liegt einseitig der Sperrkreis, da ja der Sperrtopf nur auf dem Kabelmantel angebracht ist. Man erkennt aus dem Ersatzbild deutlich, dass Symmetrie nur gegeben ist, wenn der Sperrtopf auf Resonanz abgestimmt ist und ferner der kapazitive Blindwiderstand zwischen 0 und 1 erheblich kleiner ist als der Resonanzwiderstand des Sperrtopfes. Bei Verstimmung gegen die Resonanzwelle des Sperrtopfes wird der Dipol wieder zum Teil unsymmetrische Ströme führen. Beim Ueberstreichen breiter Frequenzbänder wird es also vorteilhaft sein, zu voll symmetrischen Anordnungen überzugehen.

Bild 8 zeigt dafür drei Beispiele. In der Ausführung links ist zu der bisher beschriebenen Anordnung noch zusätzlich ein in den äusseren Dimensionen gleicher Sperrtopf hinzugefügt, der mit dem Kabelinnenleiter und der rechten Dipolhälfte Verbindung hat. Die Mäntel der beiden Sperrtöpfe sind getrennt. Auch das Ersatzschaltbild zeigt, dass jetzt volle Symmetrie vorhanden ist. Diese Ausführung ist bisher nicht verwendet worden und muss noch erprobt werden. Seit langem bekannt sind aber die beiden anderen Ausführungen von Bild 8. In der Mitte erkennt man, dass die Aussenmäntel der beiden Sperrtöpfe miteinander verbunden sind. Die Länge dieser Symmetriereinrichtung kann erheblich verkürzt werden, wenn man an den Speisepunkten der beiden Dipolhälften die Kapazitäten der spannungführenden Leiter erhöht. Dann ist die für Resonanzabstimmung notwendige Induktivität kleiner, so dass man bei dem rechts gezeichneten Symmetriertopf eine kurze Baulänge erzielt.

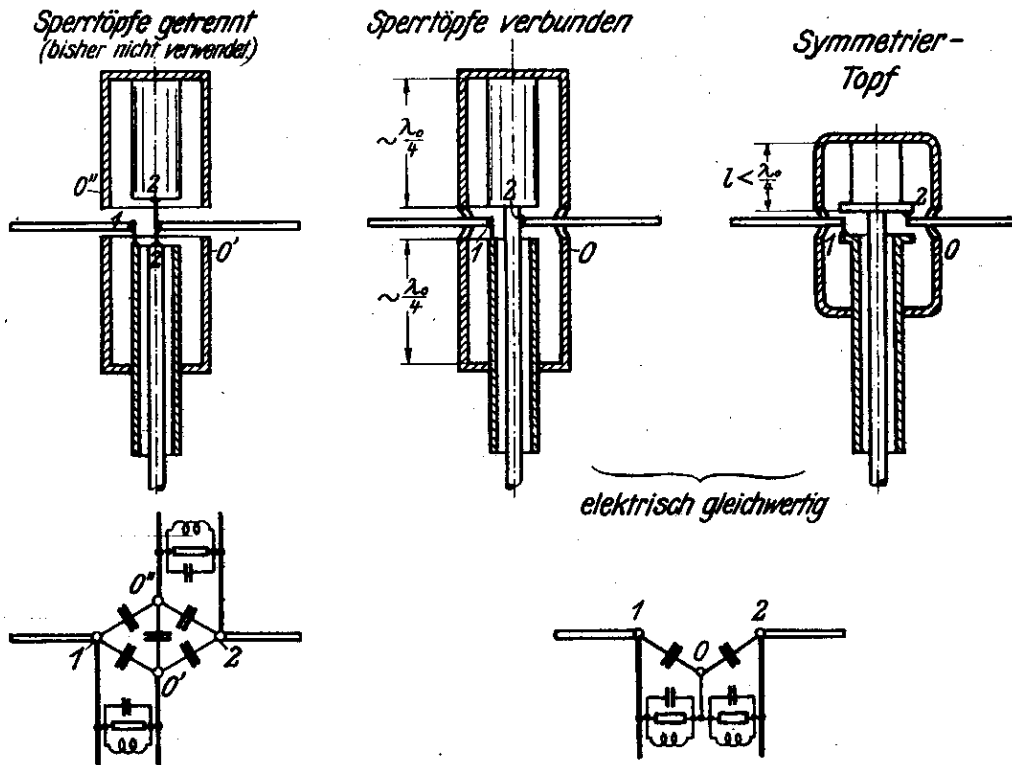


Abb.8 Breitband-Symmetrier-Anordnungen.

Das nächste Bild zeigt eine andere Möglichkeit, die Baulänge der Symmetrieranordnung herabzusetzen. Im Bild 9 links ist nämlich einfach der obere Sperrtopf um 180° nach rechts herumdreht und neben den unteren Sperrtopf gesetzt. Diese Symmetrierschleife ist als Amy-Schleife bekannt geworden.

Eine weitere Möglichkeit zur Symmetrierung wurde im VifS in Form der im Bild rechts gezeichneten Symmetrierhalbschale entwickelt. Hierbei ist der Kabelmantel von einer zylindrischen Halbschale umgeben und mit dem Innenleiter verbunden. Am andern Ende ist die Halbschale im Abstand von etwa $\lambda/4$ mit dem Kabelmantel kurzgeschlossen. Es ist nicht notwendig, wie im unten gezeichneten Querschnittsbilde, den Kabelmantel auf der Seite, welche der Halbschale abgewandt ist, zu verstärken.

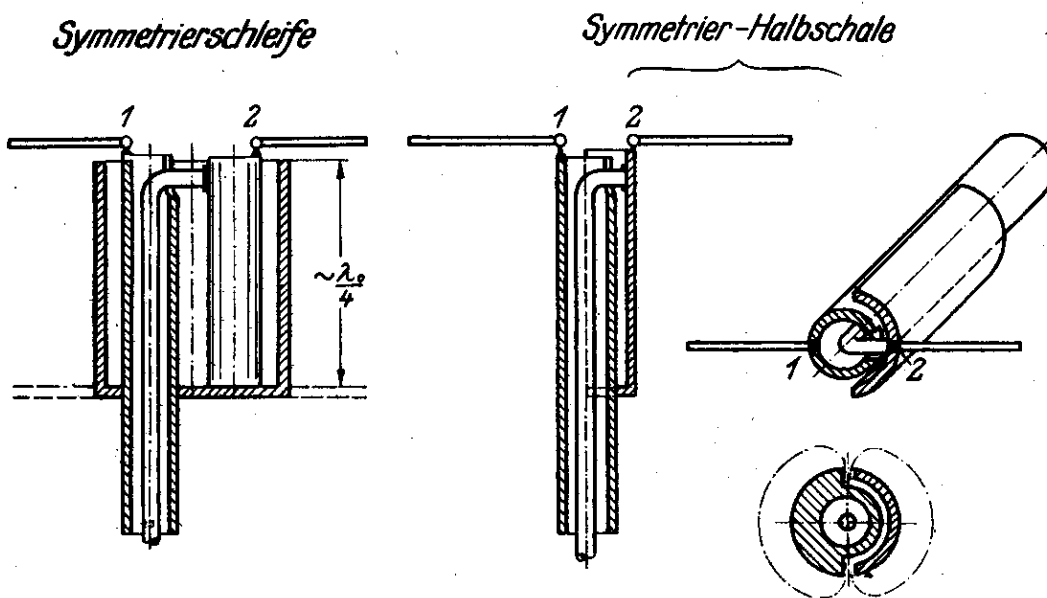


Abb.9 Symmetrier-Schleife und Halbschale.

Dieses Bild soll nur den symmetrischen Verlauf der magnetischen Feldlinien andeuten. Man kann sich auch vorstellen, dass die elektrischen Feldlinien symmetrisch vom Kabelmantel und der Halbschale ausgehen. Die Symmetrierhalbschale wird zweckmässig dann verwendet, wenn es darauf ankommt, einen kleinen Wellenwiderstand zwischen Kabelmantel und Halbschale z.B. zu Kompensationszwecken zu verwirklichen.

Mit einer der in den vorstehenden Bildern gezeichneten Anordnungen ist es immer möglich, die Aufgabe zu lösen, ein unsymmetrisches Kabel zur Speisung von symmetrischen Dipolgruppen oder symmetrischen Doppelleitungen zu verwenden.

8. Breitband-Transformatoren.

Im Zuge der Antennenspeisung ist es notwendig, die Antennenwiderstände auf den Wellenwiderstand des gewünschten Anschlusskabels von z.B. 60 Ohm oder 70 Ohm zu transformieren. Im dm-Wellenbereich ist es üblich, diese Transformation mit einem Leitungsstück durchzuführen, dessen Länge $\lambda/4$ ausmacht und dessen Wellenwiderstand dem geometrischen Mittel aus den beiden anzupassenden Widerständen entsprechen muss.

Schmalband-Transformatoren

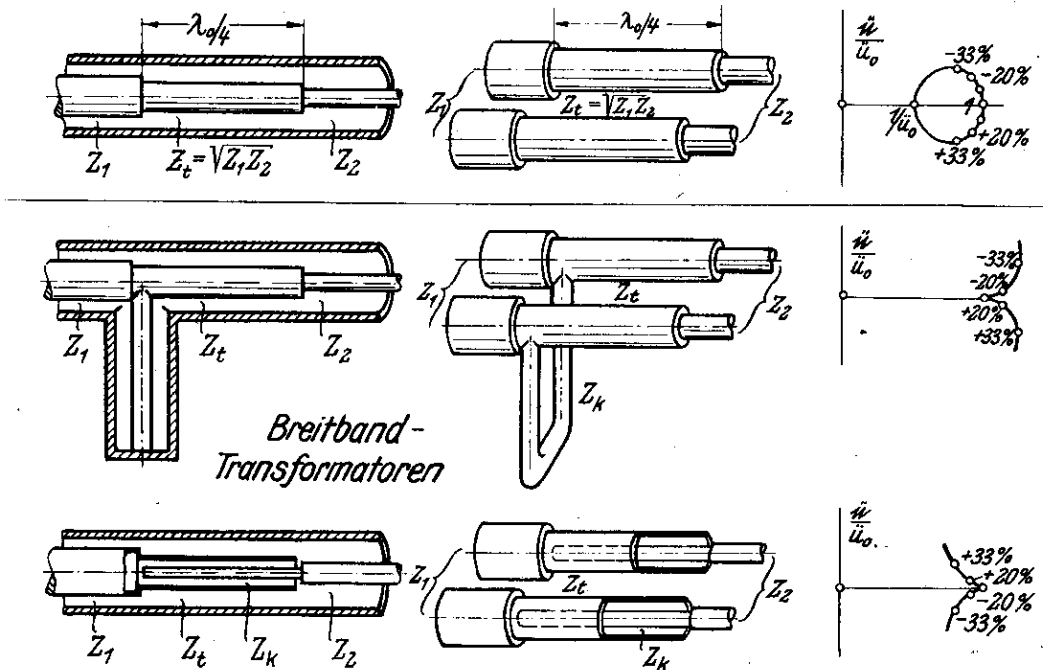


Abb.10 Schmalband- und Breitband-Transformatoren.

Bild 10 zeigt oben derartige Schmalbandtransformatoren und zwar links in konzentrischer Ausführung, rechts bei Verwendung von symmetrischen Doppelleitungen. Es soll hierbei der niedrige Wellenwiderstand Z_1 mittels des Transformatorstücks mit dem Wellenwiderstand Z_t an den hohen Widerstand Z_2 angepasst werden. Es fragt sich nun, ob diese Transformatoren Breitbandcharakter besitzen. Der Name " $\lambda/4$ -Transformator" deutet schon darauf hin, dass diese Ausführung nur in einem sehr schmalen Frequenzbereich brauchbar sein wird. Dies bestätigt die rechtsstehende Ortskurve des Übersetzungsverhältnisses $\frac{u}{u_0}$. Das Nennübersetzungsverhältnis bei Bandmitte (Wellenlänge λ_0) ist mit u_0 bezeichnet und das Verhältnis $\frac{u}{u_0}$ rechts eingetragen. Bei Bandmitte hat dieses Verhältnis den Wert 1. Verstimmt man nun die Frequenz gegenüber der Bandmittenfrequenz, so treten Blindkomponenten auf. Ausserdem wird das Übersetzungsverhältnis der Widerstände sich ändern. Bei Verstimmung wird also ein rein ohmscher Widerstand in einen zweiten Widerstand, zu dem aber noch eine Induktivität bzw. Kapazität zugeschaltet ist, transformiert. Dies ist höchst unerwünscht. Die an der Ortskurve angeschriebenen Prozentzahlen bedeuten

die Verstimmung $\Delta f/f_0$ gegenüber der Bandmitte. Bei einer Verstimmung von z.B. 20 % haben wir entsprechend der Ortskurve eine Fehlanpassung von etwa 25 ... 30 % zu erwarten. Dieser Betrag lässt sich durch Verwendung der in Bild 10 unten gezeichneten Breitbandtransformatoren herabsetzen. Dabei erkennt man in der Mitte von Bild 10, dass auf der niederohmigen Seite des Transformators eine festeingestellte $\lambda/4$ -Sperrleitung entweder konzentrisch oder als Kurzschlussbügel vorgesehen ist. Die rechts gezeichnete Ortskurve zeigt, dass der Punkt für 20 % Verstimmung näher an die Bandmitte herangerückt ist und damit die Fehlanpassung auf etwa 10 ... 15 % herabgeht. Dasselbe leistet der unten gezeichnete Breitbandtransformator, bei dem auf der hochohmigen Seite in Reihe mit dem Transformator-Leitungstück eine $\lambda/4$ -lange Saugleitung eingeschaltet ist. Auch hiermit gelingt es, die Blindkomponente zu kompensieren, ähnlich wie das ja auch bei den Antennen der Fall war. Bei einer Verstimmung von ± 20 % tritt hier an den Bandgrenzen eine Fehlanpassung von etwa 10 % auf.

Das nächste Bild 11 zeigt in der oberen Bildhälfte die Anwendung eines Breitbandtransformators mit Sperrleitung auf der niederohmigen Seite.

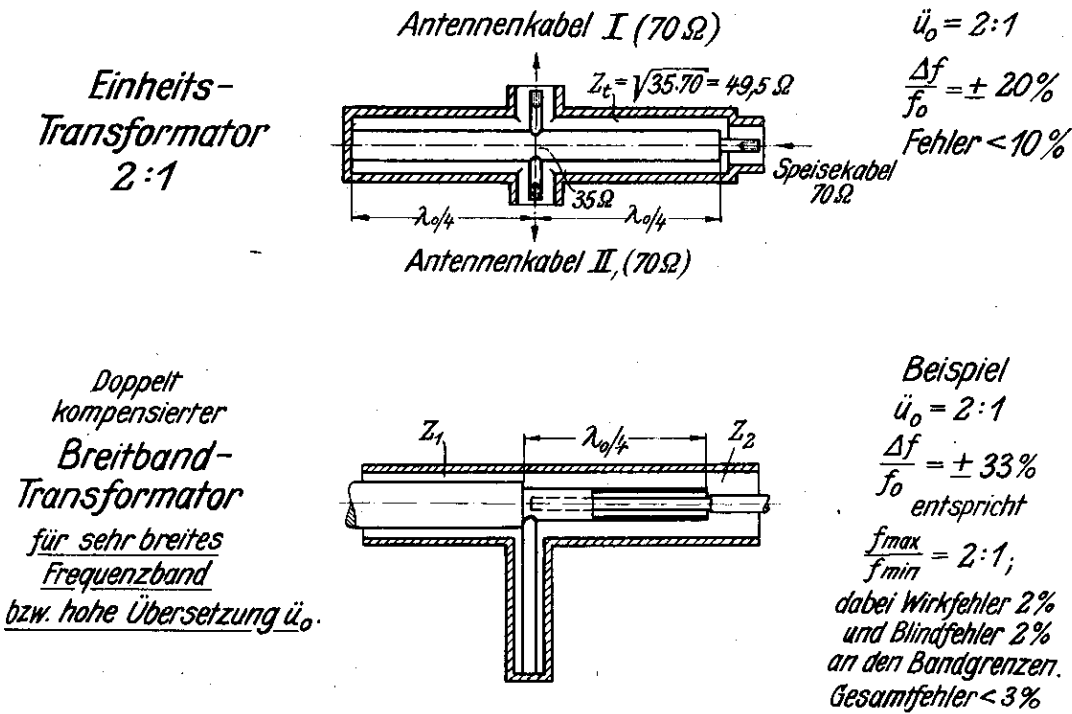


Abb. 11 Einheits-Transformator und Transformator für sehr breite Frequenzbänder.

Dieser Einheitstransformator hat den Zweck, zwei Antennenkabel I und II von je 70 Ohm Wellenwiderstand zusammenzuschalten und den durch die Parallelschaltung entstehenden Widerstand von 35 Ohm wieder auf 70 Ohm heraufzutransformieren, um ein gleichartiges 70 Ohm-Kabel als Speisekabel anschliessen zu können. Der Wellenwiderstand der Transformationsleitung Z_t hat in diesem Falle den Wert von 49,5 Ohm. Bei einem Uebersetzungsverhältnis 2:1 kann der Frequenzbereich $f_{\max}/f_{\min} = 1,5:1$ ($\Delta f/f_0 = \pm 20\%$) mit einem Anpassungsfehler unter 15% überstrichen werden. Bemerkenswert ist bei dieser Ausführung, dass der Wellenwiderstand des nach links anschliessenden Kompensationsstückes in diesem Falle ebenfalls gleich Z_t gewählt werden muss, so dass man einen durchgehenden Innenleiter verwenden kann.

Nach diesem Beispiel einer technischen Ausführung soll noch der doppelt kompensierte Breitbandtransformator besprochen werden (Bild 11 unten), bei dem sowohl an der niederohmigen Seite eine Sperrleitung als auch auf der hochohmigen Seite eine Saugleitung zur Anwendung kommt. Bei richtiger Dimensionierung kann man diesen Breitbandtransformator bei nicht zu hohem Uebersetzungsverhältnis u_0 in einem sehr breiten Frequenzband betreiben, oder auch, wenn das geforderte Frequenzband in der Grössenordnung von $\pm 10 \dots 20\%$ liegt, ein hohes Uebersetzungsverhältnis u_0 erreichen. Ein Beispiel für $u_0 = 2:1$ soll das Frequenzband kennzeichnen, in dem dieser Transformator arbeitet. Es ist möglich, mit der doppelt kompensierten Ausführung ein Frequenzverhältnis von $f_{\max}/f_{\min} = 2:1$ zu erreichen, wobei der Wirkfehler nur 2% und der Blindfehler nur 2%, also der Gesamtfehler nur 3% ausmacht. Unter Berücksichtigung der Stoßstellen an den Anschlussbuchsen ist also hiermit ein gesamter Anpassungsfehler unter 10% innerhalb einer vollen Oktave beim Uebersetzungsverhältnis 2:1 zu erreichen. Benötigt man noch höhere Uebersetzungen, so kann man mehrere derartige Transformatoren in Kaskade schalten. (Ueber die Bemessung von Breitbandtransformatoren und weitere Möglichkeiten der Breitbandkompensation mittels mehrfach gestuften Transformatoren bzw. Kompensation unter Einschalten von ohmschen Widerständen, s. Bericht von W. Pauls über Transformatoren.)

Schrifttum

- [1] O.Zinke, Gespeiste Dipole als Längsstrahler
für breiten Frequenzbereich.
Forschungsbericht Nr.1805 der ZWB-Adlershof
- [2] W.Köhler, Wirkungsweise von Vollmetall- und Gitter-
reflektoren bei ultrakurzen Wellen.
H.u.E. Bd.39 (1932) S.207
- [3] W.Pauls, Messungen an einer Trichterantenne.
Forschungsbericht Nr.1289 der ZWB-Adlershof.