

und nimmt z. B. bei $l/\lambda = 0,9$ die durch Z_2 gegebene Stellung ein. Der Blindwiderstand X_2 hat induktiven Charakter angenommen. Die Verkürzung nimmt man daher bei zu langen Antennen mit Hilfe eines Kondensators vor, dessen kapazitiver Widerstand dem induktiven Widerstand der Antenne umgekehrt gleich ist. Der Wirkwiderstand oder, wie man ihn auch bezeichnen kann, die Ohmsche Impedanz ist inzwischen ebenfalls stark gestiegen. Während — je nach dem mittleren Wellenwiderstand der Antenne — der induktive Blindwiderstand zwischen $l/\lambda = 0,9$ und $0,95$ sein Maximum hat, tritt der größte Wert der Wirkkomponente R erst bei $l/\lambda = 1$ ein. Für noch längere Antennen

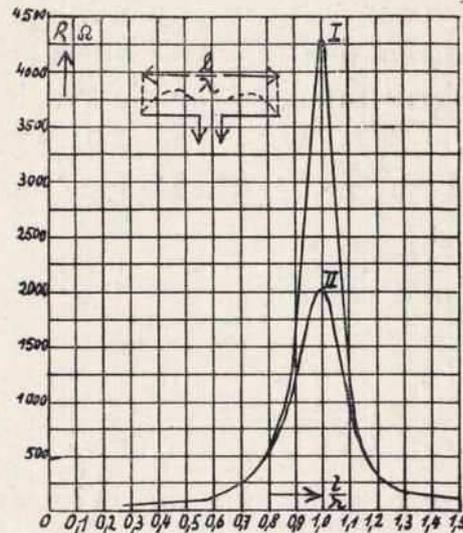


Abb. 36. Ohmsche Impedanz (Wirkwiderstand) einer Antenne im Speisepunkt in Abhängigkeit von der Antennenlänge (von dem Verhältnis l/λ)

wiederholen sich diese Erscheinungen, nur daß der Blindwiderstand bis zur Erreichung der $3/2\lambda$ -Grenze kapazitiv wirkt. Die Ohmsche Impedanz im Speisepunkt ist, da wieder Stromspeisung vorliegt, gleich dem Strahlungswiderstand der $3/2\lambda$ -Antenne $R_s \sim 96$ Ohm. Die Zunahme des Strahlungswiderstandes gegenüber dem $\lambda/2$ -Dipol ist, wie man jetzt einsieht, der Grund dafür, daß die Ortskurve des Scheinwiderstandes kein Kreis, sondern eine Spirale ist. Für immer längere Antennen setzt sich die Spirale in ähnlicher Weise fort und wird im Grenzfall der unendlich langen Antenne auf einem Punkt der R-Achse endigen, der gleich dem Wellenwiderstand des Leiters ist.

Stellt man den Verlauf der Ohmschen Antennenimpedanz R im

Speisepunkt in Abhängigkeit von der Antennenlänge durch Kurven dar, so ergibt sich ein Bild nach Abb. 36. Es ist möglich, die Funktion dieser Kurven anzugeben. Sie lautet:

$$R = Z_m \cdot \frac{\operatorname{Sin} \alpha l - \frac{\alpha l}{2\pi l/\lambda} \cdot \sin 2\pi \frac{l}{\lambda}}{\operatorname{Re} \operatorname{of} \alpha l - \cos 2\pi \frac{l}{\lambda}}$$

Die für die Strahlungsdämpfung maßgebende Größe αl ist gegeben durch die Beziehung

$$\alpha l = \frac{2 R_s}{Z_m \cdot \left(1 - \frac{\sin 2\pi l/\lambda}{2\pi l/\lambda}\right)}$$

Z_m und R_s bestimmen sich schon aus den bekannten Kurven oder Formeln. Ein besonderes Interesse für die Praxis bieten die Werte für die Antennenlängen $\lambda/2, 3/2\lambda, 5/2\lambda, \dots$ und $\lambda, 2\lambda, 3\lambda, \dots$. Die Ohmsche Impedanz der stromgespeisten ersten Gruppe berechnet sich dann auf folgende Weise. Es ist

$$\sin 2\pi \frac{l}{\lambda} = 0 \text{ und } \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} = -1 \text{ wegen } \frac{l}{\lambda} = \frac{1}{2}, \frac{3}{2}, \frac{5}{2}, \dots$$

Dann wird

$$R = Z_m \cdot \frac{\operatorname{Sin} \alpha l}{\operatorname{Re} \operatorname{of} \alpha l + 1} = Z_m \cdot \operatorname{Tg} \frac{\alpha l}{2} \cong Z_m \frac{\alpha l}{2} = R_s$$

Auf ähnliche Weise ergeben sich die Wirkwiderstände im Speisepunkt für die spannungsgespeisten Ganzwellenantennen. Es wird dann

$$\sin 2\pi \frac{l}{\lambda} = 0 \text{ und } \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} = +1, \text{ wegen } \frac{l}{\lambda} = 1, 2, 3, \dots$$

Der Ausdruck für R lautet dann

$$R = Z_m \cdot \frac{\operatorname{Sin} \alpha l}{\operatorname{Re} \operatorname{of} \alpha l - 1} = Z_m \cdot \operatorname{Cotg} \frac{\alpha l}{2} \cong Z_m \frac{2}{\alpha l} = \frac{Z_m^2}{R_s}$$

Die Bestimmung von R_s muß in diesem Fall nach der Kurve Abb. 18 oder nach der zugehörigen Formel geschehen; denn die symmetrisch spannungsgespeiste Antenne ist ja die Kombination der Linearantenne mit der Dipolreihenantenne. R_s wäre beispielsweise bei $l/\lambda = 1$ etwa 200 Ohm und nicht, wie man annehmen könnte, nur 80 Ohm. Für manche Speisungsprobleme ist es sehr wichtig, die Ohmsche Impedanz $R = R_{\max} = \frac{Z_m^2}{R_s}$ variieren zu können. Da fast ausschließlich eine Verkleinerung der Ohmschen Impedanz in Frage kommt, um die von der

Anpassung gestellten Forderungen zu erfüllen, muß der Wellenwiderstand der Antenne kleiner gemacht werden. Abb. 36 zeigt zwei Beispiele an zwei gleichlangen $\lambda/2$ -Dipolen. Kurve I gehört zu einer $\lambda/2$ -Antenne mit einem mittleren Wellenwiderstand von 900 Ohm, was einem Verhältnis von Antennenlänge zu Antennendurchmesser von etwa 300 entspricht. Die Verwendung einer Reuse mit einem Verhältnis von $l/\lambda = 120$ gibt infolge des kleineren Wellenwiderstandes eine maximale Ohmsche Impedanz von etwa 1000 Ohm (ähnlich Kurve II), im Gegensatz zu etwa 4000 Ohm bei einer gewöhnlichen Antenne.

Die nach obiger Formel erhaltenen Maximalwerte der Ohmschen Impedanz können auch als Endimpedanzen aufgefaßt werden, wenn man die Antenne im Speisepunkt spiegelbildlich teilt und den einen Teil des Strahlers fortläßt, so daß eine endgespeiste Antenne übrig bleibt, wie Abb. 34e zeigt. Es ist dann z. B. die Endimpedanz der $\lambda/2$ -Antenne gleich der Ohmschen Impedanz des λ -Dipols. Ein bequemes Mittel zur Erniedrigung der Endimpedanz ist die Verwendung von Endkapazitäten. Der Bau und die Anbringung dieser Kapazitäten, z. B. in Form von Scheiben nach Abb. 20, ist meist einfacher, als das bei Reusen-Antennen der Fall ist.

Bei allen Berechnungen der Ohmschen Impedanz von Antennen kommt aber noch ein größenordnungsmäßig schwer erfaßbarer Faktor hinzu. Es tritt nämlich infolge der kaum vermeidbaren Kapazität gegen Erde an den Befestigungsisolatoren eine empfindliche Abnahme der berechneten Endimpedanz ein. Wie die Erfahrung und auch schon Abb. 36 zeigt, machen sich Impedanzänderungen, gleichgültig wodurch sie erfolgen, aber erst oberhalb von etwa 500 Ohm bemerkbar, so daß irgendwelche Schwierigkeiten durch falsche Berechnung der R-Werte bei der Anpassung einer Antenne an ihre Energiequelle wohl kaum auftreten dürften.

Während die Kenntnis der Ohmschen Impedanz auf vielen Gebieten der Anpaßtheorie einen besonders wichtigen Platz einnimmt, hat die Blindkomponente der Impedanz, vor allem für den Praktiker, weniger Bedeutung. Es soll aber der Vollständigkeit halber trotzdem etwas auf ihre rechnerische Ermittlung eingegangen werden. Die graphische Darstellung der Reaktanz — das ist eine andere Bezeichnung für den Blindwiderstand — zeigt Abb. 37. Wie schon aus der Vektordarstellung

Abb. 35 hervorgeht, treten Reaktanzmaxima kurz vor und kurz hinter jedem ganzzahligen l/λ -Verhältnis auf. Weiter sieht man auch aus dieser Figur, daß bei jeder Resonanzstelle der Antenne der Blindwiderstand im Speisepunkt Null ist. Besonders deutlich kommt auch wieder der Einfluß des Wellenwiderstandes zum Vorschein, wie man durch

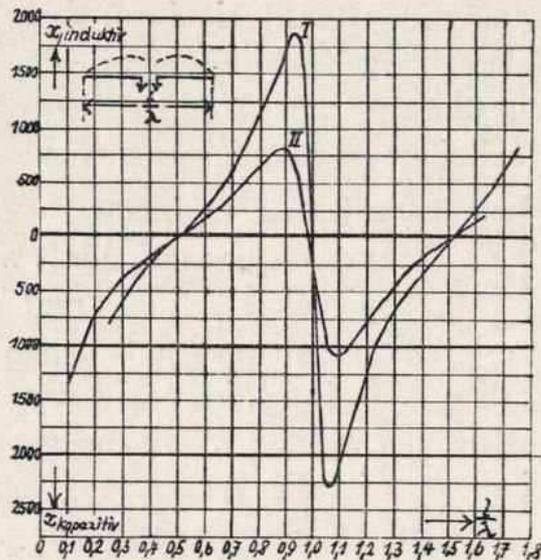


Abb. 37. Induktive bzw. kapazitive Impedanz (Reaktanz) einer Antenne im Speisepunkt

Vergleich der Kurven I und II sieht. Der mathematische Ausdruck für die Reaktanz lautet:

$$X = Z_m \cdot \frac{\sin 2\pi \frac{l}{\lambda} + \frac{\alpha l}{2\pi l/\lambda} \sin \alpha l}{\cos \alpha l - \cos 2\pi \frac{l}{\lambda}}$$

Setzt man in diese Formel die zur Resonanz gehörigen l/λ -Werte ein, so ergibt sich

$$\sin 2\pi \frac{l}{\lambda} = 0 \text{ und } \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} = -1 \text{ für } \frac{l}{\lambda} = \frac{1}{2}$$

ebenso wird

$$\alpha l = \frac{2R_s}{Z_m}$$

und damit

$$X = \frac{2R_s}{\pi} \cdot \frac{\sin \alpha l}{\cos \alpha l + 1} = 2R_s \cdot \alpha l = \frac{2R_s^2}{\pi \cdot Z_m}$$

Bei spannungsgespeisten Antennen ergibt sich

$$\sin 2\pi \frac{l}{\lambda} = 0 \text{ und } \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} = +1 \text{ für } \frac{l}{\lambda} = 1$$

$$\alpha l = \frac{2 R_s}{Z_m}$$

und folglich

$$X = \frac{R_s}{\pi} \cdot \frac{\sin \alpha l}{\sin \alpha l - 1} = \frac{R_s}{\pi} \operatorname{ctg} \frac{\alpha l}{2} \cong \frac{R_s}{\pi} \cdot \frac{2}{\alpha l} = \frac{Z_m}{\pi}$$

Wie man sieht, ist die Reaktanz im Speisepunkt bei genau auf ein Vielfaches von $\lambda/2$ abgestimmten Antennen nicht Null, sondern sie beträgt einige zehn Ohm. Das hat seinen Grund darin, daß eine in Resonanz stehende Antenne immer etwas kürzer ist als ein Vielfaches einer halben Wellenlänge. Da in dem oben betrachteten Fall aber genau $l/\lambda = 1/2$ bzw. 1 angenommen wurde, war die Antenne etwas zu lang und gab somit einen geringen Blindwiderstand. Die Verkürzung einer Antenne beträgt durchschnittlich einige Prozent. Die Beziehung zwischen der Drahtwelle und der Welle in der Luft lautet:

$$\lambda_{\text{Draht}} = \lambda_{\text{Luft}} \cdot \left[1 - 2 \left(\frac{R_s}{Z_m} \right)^2 \right]$$

Außerdem wird eine Verkürzung noch durch die kapazitive Wirkung der Befestigung (Eierketten usw.) hervorgerufen. Während sich die obigen Impedanzbetrachtungen nur auf symmetrische Antennen nach Abb. 34 b und als Spezialfall einer solchen auch Abb. 34 e bezogen, ist auch eine unsymmetrische Serienspeisung nach Abb. 34 c möglich. Ein Beispiel dazu gibt die 53-m-L-Antenne. Die Widerstände R_1 und R_2 sind dann nicht mehr gleich. Im angegebenen Beispiel ist $R_1 < R_2$. Es würde jedoch zu weit führen, noch auf die komplizierte Theorie dieser Speisungsart einzugehen.

b) Aufnahmewiderstand

In vielen Fällen ist es günstiger als Abschlußwiderstand der Energieleitung die Antennenimpedanz durch den Aufnahmewiderstand zu ersetzen. Während sich die Impedanz durch Serienschaltung der Teilwiderstand nach Abb. 38 a ergab, setzt sich der Aufnahmewiderstand aus den beiden in A und B gespeisten parallelliegenden Teilwiderständen zusammen. In der Regel liegt der Speisepunkt nun nicht in der Mitte oder am Ende des Strahlers, so daß die beiden Zweige, je nachdem welcher der kürzere oder längere ist, kapazitive bzw. induktive Scheinwiderstände besitzen. In der Praxis ist zu einer derartigen Speisung der Antenne nur eine Leitung notwendig, und zwar die zum

Punkte A. In Abb. 38d ist das vollständige Ersatzschaltbild einer durch den Aufnahmewiderstand einer Anzapfantenne belasteten Eindrahtenergieleitung wiedergegeben.

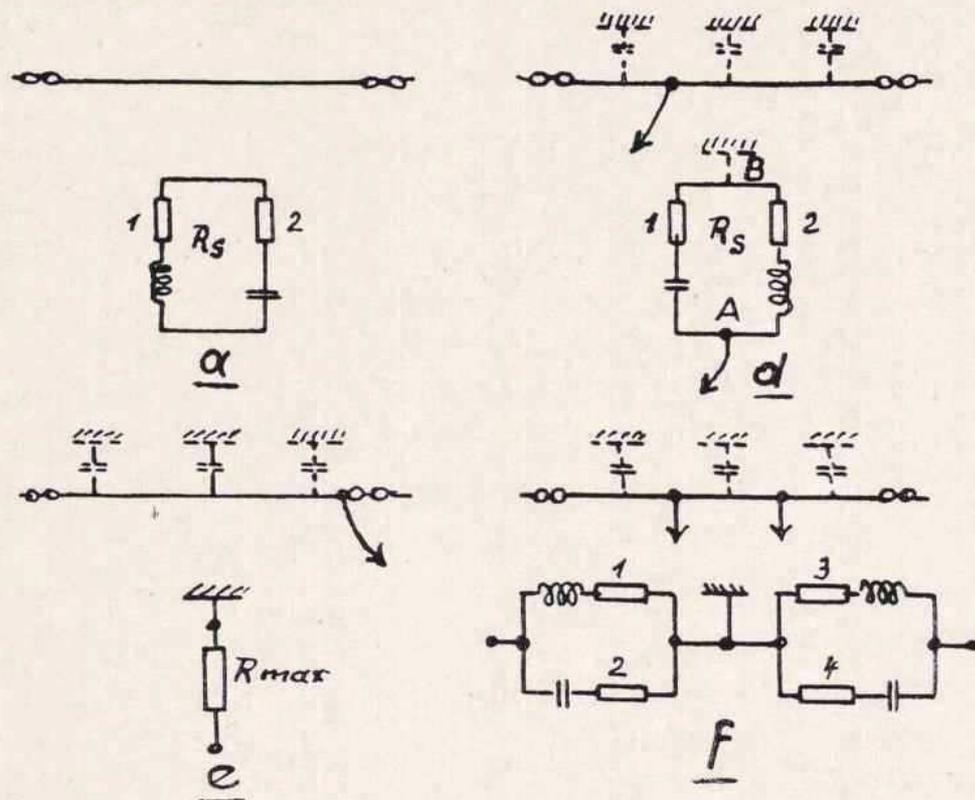


Abb. 38. a = Antenne mit Ersatzschaltung
 b = Parallelspeisung einer Antenne
 c = Grenzfall der Parallelspeisung
 d = symmetrische Parallelspeisung einer Antenne

Eindrahtspeisung

Wenn die Antenne durch einen mit der Betriebswelle in Resonanz befindlichen Halbwellen = oder Vielfachhalbwellen = Dipol gebildet wird, so hebt sich infolge der Parallelschaltung die kapazitive und induktive Wirkung der beiden Zweige wegen des entgegengesetzten physikalischen Verhaltens von Kapazität und Induktivität auf. Der Aufnahmewiderstand trägt also bereits in jedem Punkte der Antenne den zur Belastung einer auf einfache, galvanische Weise angeschlossenen Speiseleitung erforderlichen Ohmschen Charakter.

Aus dem Ersatzschaltbild nach Abb. 38 d kann man die zwischen der Impedanz und dem Aufnahmewiderstand bestehenden Beziehungen er-

sehen. In zwei bestimmten Speisungspunkten lassen sich die beiden sehr einfach vergleichen. Wenn der Speisungspunkt P genau in die Mitte des Dipols gelegt wird, so herrscht dort die Antennenimpedanz

$$R_{\min} = R_s$$

vor. Diese wird nun infolge der Symmetrie der beiden Aeste in zwei gleich große Teilwiderstände 1 und 2 vom Betrage $\frac{R_s}{2}$ zerlegt. Zwei

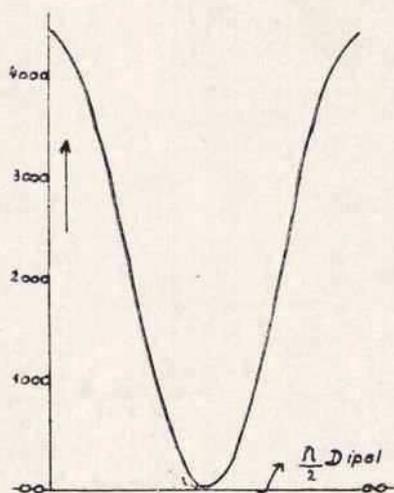


Abb. 39. Aufnahmewiderstand eines $\lambda/2$ -Dipols bei einem Verhältnis der Länge des Dipols zum Drahtdurchmesser von etwa $\frac{2500}{1}$

derartige Widerstände ergeben nach Parallelschaltung einen Gesamtwiderstand von $\frac{R_s}{4}$, d. h. der Aufnahmewiderstand eines $\lambda/2$ -Dipols beträgt in der Mitte ein Viertel des Strahlungswiderstandes. Die andere einfache Beziehung ergibt sich aus dem zweiten möglichen Grenzfall der Parallelspeisung nach Abb. 38e. Infolge des völligen Fehlens des einen Teilwiderstandes bleibt für den Aufnahmewiderstand nur noch die gesamte Antennen-Endimpedanz R_{\max} übrig. Mit anderen Worten heißt das, der Aufnahmewiderstand R_a am Ende eines Dipols ist gleich der Ohmschen Impedanz $R_{\max} = \frac{Z_m^2}{R_s}$ desselben in diesem Punkt.

Die Widerstandswerte für alle anderen Speisepunkte bewegen sich in diesen Grenzen etwa nach den Gesetzen einer \cos^2 -Funktion (Abb. 39). Für den Aufnahmewiderstand R_a einer um das Stück x vom Endpunkt entfernt gespeisten Antenne der Länge $l/\lambda = 1/2$ ergibt sich nämlich die folgende Formel:

$$R_a = R_{\min} \cdot \frac{x(1-x)}{l^2 \sin^2 \left(\frac{\pi x}{l} \right)} + R_{\max} \cdot \cos^2 \left(\frac{\pi x}{l} \right)$$

Durch Einsetzen der Grenzwerte $x = \frac{1}{2}$ oder $x = 0$ bzw. $x = l$ erhält man wie oben schon besprochen

$$R_{a_{\min}} = \frac{R_{\min}}{4} = \frac{R_s}{4} \text{ und } R_{a_{\max}} = R_{\max} = \frac{Z_m^2}{R_s}$$

Das erste Glied der Formel braucht, da es klein ist, nur bei Bestimmung

von Widerstandswerten nahe der Mitte der Antenne berücksichtigt zu werden, so daß die vereinfachte Schreibweise

$$R_a \approx R_{\max} \cdot \cos^2 \left(\frac{\pi x}{l} \right)$$

lautet. Hierfür kann man auch noch schreiben

$$R_a \approx \frac{1}{2} R_{\max} + \frac{1}{2} R_{\max} \cdot \cos \frac{2\pi x}{l}$$

Das Auffinden eines bestimmten Widerstandswertes kann nun experimentell ebenfalls auf eine im Prinzip sehr einfache Methode erfolgen. Es sei beispielsweise die Aufgabe gestellt, einen $\lambda/2$ -Dipol an eine Eindrahtenergieleitung anpassungsmäßig richtig anzuschließen. Die rohe Abschätzung ergibt, daß bei der üblichen Dimensionierung von Zuleitung und Antenne der Speisepunkt bei etwa $2/5$ der Antennenlänge liegen muß. Wenn der Dipol richtig angepaßt sein soll, so ist auf ihm ein stetiger Stromverlauf nach einer sin-Funktion Voraussetzung. Zwei zu beiden Seiten des Speisepunktes angebrachte HF-Strommesser müssen also bei richtiger Wahl von P, infolge der geringen Aenderung des Stromes in dem ihm benachbarten Bereich, dieselbe Stromstärke anzeigen. Meist läßt sich eine Spannungsmessung an den Enden der Antenne leichter bewerkstelligen. In diesem Falle müssen dann beide Spannungen genau übereinstimmen.

Für die Stromstärkemessung in der Nähe des Speisungspunktes empfiehlt sich die Verwendung von zwei räumlich sehr kleinen Stromwandlern. Das hat gegenüber dem direkten Einschalten zweier Thermoinstrumente natürliche große Vorteile. Der Draht braucht nicht zerschnitten werden, sondern die Stromwandlerspulen, die auch noch mit einem HF-Eisenkern versehen sein können, werden einfach darüber geschoben und können somit in ihrer Lage beliebig verändert werden. Die Spannungsmessung wird man zweckmäßig mit Hilfe eines sehr lose kapazitiv angekoppelten Saugkreises vornehmen. Der in einen Schwingkreis induzierte Strom J ist ja einfach proportional der angelegten Spannung V und gegeben durch die Formel $J = A \cdot V \cdot \omega C$, wobei A den Proportionalitätsfaktor, $\omega = 2 \pi f$ die Kreisfrequenz und C die Koppelkapazität bedeutet.

Eine andere Möglichkeit zur Erkennung der richtigen Anpassung besteht in einer Messung des Stromes bzw. der Spannung längs der Zuleitung. Anpassung ist dann vorhanden, wenn sich darauf rein fort-

schreitende Wellen gebildet haben. Strom bzw. Spannung müssen also längs der Zuleitung einen konstanten Betrag beibehalten.

Es gibt natürlich noch eine Reihe weiterer Methoden, die günstigste Lage von P zu bestimmen. So wird z. B. ein im Strombauch, also in der Mitte liegendes Amperemeter bei bestem Wirkungsgrad maximalen Strom anzeigen.

Zweidrahtspeisung

Wenn an eine Antenne besondere Anforderungen in bezug auf deren symmetrische Eigenschaften gestellt werden, kann dieselbe auch über eine Doppelleitung nach dem Anzapfprinzip gespeist werden. Das vollständige Ersatzschaltbild einer solchen Anordnung zeigt Abb. 38f. Man sieht, daß es sich um nichts weiter als um eine Reihenschaltung der beiden Antennenhälften handelt. Die Größe des Aufnahmewiderstandes in bezug auf die Speisepunkte ist bis auf kleine Abweichungen in der Mitte des Dipols gleich der einer Einpunkt-Anzapfantenne. Die mathematische Formulierung der Abhängigkeit ergibt sich, wenn x diesmal den beiderseitigen Abstand der beiden Speisepunkte bedeutet zu

$$R_a = R_{\min} \frac{x \left(\frac{1}{2} - x \right)}{l^2 \sin^2 \left(\frac{\pi x}{l} \right)} + R_{\max} \cdot \cos^2 \left(\frac{\pi x}{l} \right)$$

Für $x = \frac{l}{2}$ erhält man jetzt im Gegensatz zur unsymmetrischen Anzapfantenne keinen endlichen Widerstand mehr, sondern es wird $R_a = 0$. Dieses Ergebnis war vorauszusehen, denn die Speiseleitung ist für $x = \frac{l}{2}$ am Ende kurzgeschlossen. Die experimentelle Bestimmung der beiden Speisepunkte kann nach denselben Grundsätzen erfolgen, welche schon bei der Einpunkt-Anzapfantenne behandelt wurden.

Die Einfachheit, der vorzügliche Wirkungsgrad und das erreichbare saubere Strahlungsdiagramm haben die symmetrischen Anzapfantennen hauptsächlich als Strahler für das Meterwellengebiet geeignet erscheinen lassen. Die Energieleitung dient dann gleichzeitig als Träger der Antenne. Die Messung des Antennenstromes läßt sich in diesem Falle auch noch besonders einfach durchführen. In dem Strombauch des Dipols wird ein niederohmiges Thermoelement gelegt. Der durch die Erwärmung hervorgerufene Thermo-Gleichstrom wird am anderen Ende der Ener-

gieleitung, also am Sender, über zwei Hochfrequenzdrosseln einem Drehspulinstrument zugeführt.

Aufnahmewiderstand bei in Oberwellen erregten Antennen

Bei der Erregung einer Antenne in Oberwellen bilden sich in allen Spannungsbäuchen und Knoten Maxima- bzw. Minimastellen des Aufnahmewiderstandes. Da die Punkte gleichen Aufnahmewiderstandes bei Grund- und Oberwelle normalerweise nicht zusammenfallen, wäre es erforderlich, mit jedem Bandwechsel auch den Anzapfpunkt zu verschieben. Genau wie bei der Theorie der L-Antenne hat aber der Punkt $x = \frac{1}{3}$ die Eigenschaft, daß bei beliebiger Erregung R_a nahezu konstant $\frac{1}{4} R_{\max}$ bleibt. Der Wellenwiderstand der Zuleitung liegt zufällig in derselben Größenordnung, so daß dieser Punkt die beste Kompromißlösung für alle Anzapfantennen, die auf mehreren Bändern betrieben werden, darstellen dürfte. Die weitgehendste Anwendung von ähnlichen Kompromißlösungen wird vor allen Dingen bei der Entwicklung moderner Kurzwellen-Empfangsantennen gemacht.

6. Kapitel

Anpassung von Leitungen an Antennen

a) Dämpfung

Wird eine Energieleitung, deren Dämpfung βl sei, von einer Hochfrequenzquelle erregt, so pflanzt sich die Energie derart fort, daß die Amplituden des Stromes und der Spannung nach den Gesetzen der Exponentialfunktion $e^{-\beta l}$ abklingen. Die Größe βl ist infolge der Dämpfung bewirkenden geringen Ohmschen Widerstandes des Leitungsmaterials etwa von dem Betrage $\frac{1}{100}$ bis $\frac{1}{1000}$. Die Schwächung der Amplituden kann also mit großer Annäherung gleich dem $(1 - \beta l)$ -fachen gesetzt werden. Da die Energie der fortschreitenden Welle vom Quadrat der Spannung abhängt und gegeben ist zu

$$N_f = \frac{U^2}{Z},$$

wobei U die Spannung und Z den Wellenwiderstand bedeutet, so erfolgt deren Schwächung um das $(1 - \beta l)^2$ -fache. Wenn $(\beta l)^2$ als Größe zweiter Ordnung vernachlässigt wird, so kann man statt des quadratischen

Faktors den linearen Ausdruck $(1-2\beta l)$ schreiben. Der Energieverlust der einfallenden Welle mit der Spannung U_e beträgt somit $U_e^2 \cdot \frac{2\beta l}{Z}$. Um den gesamten Leistungsverlust auf der Leitung zu erhalten, muß auch noch die reflektierte Welle mit der Spannung U_r berücksichtigt werden. Deren Energieverlust beträgt aber $U_r^2 \cdot \frac{2\beta l}{Z}$, so daß man als Verlustleistung der Leitung erhält

$$L_V = \frac{U_e^2 + U_r^2}{Z} \cdot 2\beta l.$$

Die an die Antenne abgegebene Nutzleistung L_N ist gleich der einfallenden Energie vermindert um die im Speisepunkt reflektierte.

$$L_N = \frac{U_e^2 - U_r^2}{Z}$$

Bildet man das Verhältnis der beiden, so ergibt sich folgende Rechnung:

$$V = \frac{L_V}{L_N} = \frac{2\beta l(U_e^2 + U_r^2)}{U_e^2 - U_r^2} = \beta l \left(\frac{U_e - U_r}{U_e + U_r} + \frac{U_e + U_r}{U_e - U_r} \right)$$

Nun ist die Summe der einfallenden Spannung U_e und der am Ende reflektierten, U_r , gleich der Amplitude im Spannungsbauch U_B . Die Differenz der beiden Spannungen ist gleich der Minimalspannung U_K im Spannungsknoten. Da also $U_e + U_r = U_B$ und $U_e - U_r = U_K$ ist, so ergibt sich als Verhältnis

$$V = \beta l \cdot \left(\frac{U_K}{U_B} + \frac{U_B}{U_K} \right)$$

Setzt man noch statt des sogenannten Wellenverhältnisses $\frac{U_K}{U_B}$ den Ausdruck Q , so folgt

$$V = \left(Q + \frac{1}{Q} \right) \cdot \beta l.$$

Da das Wellenverhältnis $Q = \frac{U_K}{U_B}$ meist nicht bekannt ist, kann man noch eine Umrechnung vornehmen.

Die von dem Belastungswiderstand R verschluckte Nutzleistung kann man schreiben als $L_N = \frac{U_k^2}{R}$. Ferner kann der oben schon abgeleitete Ausdruck für L_N noch etwas modifiziert werden, und zwar

$$L_N = \frac{U_e^2 - U_r^2}{Z} = \frac{(U_e - U_r)(U_e + U_r)}{Z} = \frac{U_K \cdot U_B}{Z}$$

Nach dem Gleichsetzen der beiden Ausdrücke ergibt sich die wichtige Beziehung

$$\frac{U_K}{U_B} = \frac{R}{Z} = Q.$$

Um also das Leistungsverhältnis V zu bestimmen, genügt die Kenntnis des Wellenwiderstandes Z und des die Leitung belastenden Widerstandes R .

Die in die Leitung strömende Energie geht vollkommen in die Antenne über, wenn an der Anschlußstelle keine Reflexionen eintreten, wenn sich also fortschreitende Wellen gebildet haben. Zur genauen Anpassung ist demnach folgende Beziehung zu verwirklichen.

$$Q = \frac{U_K}{U_B} = \frac{R}{Z} = 1$$

Das heißt nichts anderes, als daß die Ohmsche Impedanz oder der Aufnahmewiderstand R gleich dem Wellenwiderstand Z gemacht werden muß, um auf diese Weise die Verluste völlig auszuschalten.

Als Maximalwert des Leistungsverhältnisses V ergibt sich dann für $Q = 1$ der Wert der kleinsten Verluste zu

$$V_{\min} = 2 \beta l.$$

Auf Seite 35 wurde die Dämpfung β definiert als $\beta = \frac{R}{2Z}$. Daraus läßt sich der Verlust größenmäßig bestimmen.

b) Wirkungsgrad der Anpassung

Der durch den gesamten Ohmschen Widerstand der Energieleitung hervorgerufene Leistungsverlust ist hiernach ganz einfach gegeben als das $\frac{R}{Z}$ fache der hineingesteckten Leistung. Von Interesse, insbesondere bei der Berechnung von Kompromißantennen, sind aber vor allen Dingen die durch Ueber- oder Unteranpassung hervorgerufenen Transformationsverluste bzw. der dazugehörige Anpaßwirkungsgrad. Dieser ist definiert als

$$m = \frac{V_{\min}}{V}$$

Durch Einsetzen der oben abgeleiteten Ausdrücke für V_{\min} und V erhält man endlich den sehr wichtigen Anpaßwirkungsgrad

$$m = \frac{200}{Q + \frac{1}{Q}} \cdot \%.$$

Diese Formel gibt einen zunächst überraschend anmutenden Aufschluß über die Frage, wie genau beispielsweise der Anzapfpunkt bei Anzapfantennen bestimmt werden muß. Der Wellenwiderstand der Leitung betrage z. B. 500 Ohm und der Anzapfpunkt liege so, daß der Aufnahmewiderstand das Doppelte oder die Hälfte des Wellenwiderstandes betrage, also 1000 oder 250 Ohm. Wie man sieht, beläuft sich trotz der scheinbaren schlechten Anpassung der Wirkungsgrad immer noch zu 80 %. Bei einem Anpaßfehler von 1 : 10 fällt er dagegen auf etwa 20 % ab. In Abb. 40 ist der theoretische Verlauf des Wirkungsgrades der An-

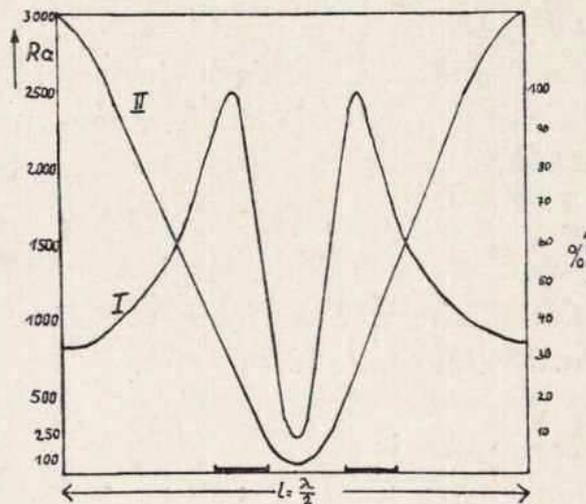


Abb. 40. Kurve I: Anpaßwirkungsgrad bei Anpassung einer 500-Ohm-Leitung an einen $\lambda/2$ -Dipol
Kurve II: Aufnahmewiderstand R_a des Dipols

passung einer 500ohmigen Leitung an einen $\lambda/2$ -Dipol mit 3000 Ohm Endimpedanz und 75 Ohm Strahlungswiderstand berechnet worden. Man sieht, daß die Toleranz des Anpassungspunktes bei einem verlangten Mindestwirkungsgrad von 80 % ganz beträchtlich ist, so daß der Einwand, der Anzapfpunkt sei sehr kritisch, durchaus keine Berechtigung hat. Höhere Endimpedanzwerte würden den Toleranzbereich allerdings infolge der größeren Steilheit der Kurve II des Aufnahmewiderstandes, relativ gesehen, verkleinern. Dem absoluten Betrage nach dürfte er aber sogar zunehmen, da eine höhere Impedanz ja größere Antennenlänge erfordert. Vorausgesetzt ist natürlich, daß der Drahtdurchmesser derselbe bleibt.

In der Folgerung der Erkenntnis, daß der Anzapfpunkt nicht kritisch ist, besteht die Möglichkeit, weitgehende Kompromißlösungen

insbesondere für Mehrbandantennen mit festem Anzapfpunkt zu finden. Das Resultat der Berechnung einer Anzapfantenne zum Betrieb auf drei Bändern ist auf Seite 78 zahlenmäßig angegeben.

Trägt man den Antennenstrom im Strombauch einer $\lambda/2$ -Anzapf-antenne in Abhängigkeit vom jeweiligen Anzapfpunkt auf, so ergibt sich eine Kurve nach Abb. 41 Kurve a, die mit der des theoretischen Anpaßwirkungsgrades sehr verwandt ist. Quadriert man nämlich die einzelnen Stromwerte, so werden die Maxima und Minima ausgeprägter. Die auf diese Weise neu erhaltene Kurve ist nun nichts weiter als die in Abb. 40 I schon dargestellte Anpaßfunktion. Daß in diese das Quadrat des Stromes eingehen muß, leuchtet auch ein, wenn man bedenkt, daß die Leistung, um die es sich dabei ja handelt, dem Quadrat der Stromstärke proportional ist.

Es ist klar, daß man aus dem Verlauf solcher Anpassungskurven, insbesondere aus der Größe der End-, Maxima- und Minimawerte, sowie aus der Lage des Maximawertes wichtige Schlüsse in bezug auf die elektrischen Daten der Antenne ziehen kann.

c) Folgerungen für die Praxis

Der oben erwähnte Versuch gibt weiterhin eine bemerkenswerte Erklärung für die bei L-Antennen häufig vorkommende Erscheinung des „wildes Schwingens“. Befindet sich nämlich der Anzapfpunkt bei $x = 0$, so stellt das System die Form einer gewöhnlichen L-Antenne dar. Da der Anpaßwirkungsgrad an dem als Anzapfantenne gedachten Strahler mit 60% immerhin noch als mäßig zu bezeichnen ist, so kann man also auf der durch die Länge des Horizontalteils gegebenen Eigenwelle und deren Harmonischen arbeiten. Im zweiten Fall wird der vorher als Energieleitung beliebiger Länge dienende Teil mit zum eigentlichen Strahler gerechnet, so daß das Ganze eine normale L-Antenne darstellt, deren Eigenwelle aber durch die Gesamtlänge gegeben ist. Zu diesen beiden Eigenwellen ein und desselben Drahtsystems kommt noch eine dritte hinzu. Es kann nämlich die Zuleitung allein schwingen, wobei sich aber die neue Eigenwelle nur aus deren Länge ergibt. Der angeschlossene Horizontalteil wird mit schwer definierbarer Pseudoknotenverteilung mitschwingen. Wie man sieht, kann es also bei ungeschickter Wahl der Längen des Vertikal- und Horizontalteils eines als L-Antenne

gedachten Strahlers vorkommen, daß dieser sowohl auf den drei oben-
genannten Eigenwellen als auch auf deren Harmonischen schwingt.

Als Beitrag zum Problem der endgespeisten Anzapfantenne sei nun
noch auf die Kurve b der Abb. 41 eingegangen. Die Versuchsanordnung
ist nahezu dieselbe geblieben. Lediglich das eine Ende wurde mit einer
Endkapazität in Form eines radial versteiften Drahtreifens von 28 cm
Durchmesser versehen (siehe Abb. 41c). Es ist ersichtlich, daß außer

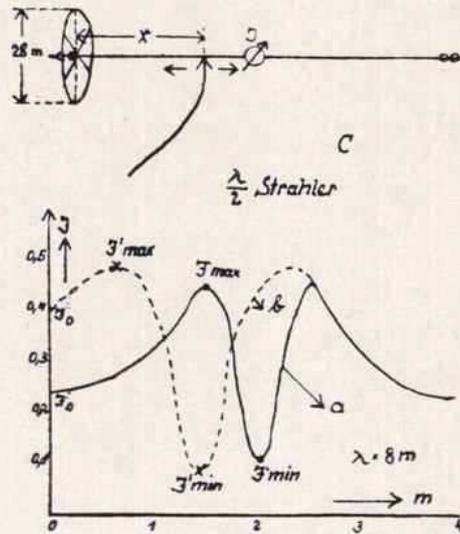


Abb. 41. Abhängigkeit des Antennenstromes (im Strombauch gemessen)
vom jeweiligen Speisungspunkt

der nunmehr größeren Eigenwelle (ungefähr 10 m gegen vorher 8 m)
eine wesentlich günstigere Anpassung bei Anschluß der Zuleitung am
belasteten Ende auftritt. Der Anpaßwirkungsgrad beträgt, wie sich aus
 $\left(\frac{J'_0}{J'_{max}}\right)^2$ ergibt, etwa 65%. Durch noch bessere Dimensionierung der End-
kapazität ist es durchaus möglich, die Anpassungsbedingung $R_a = Z$
genau zu erfüllen. Die Berechnung der Eigenwelle bzw. des Durch-
messers der Endkapazität kann nach der auf Seite 25 angegebenen
Formel geschehen.

Zur Belastung einer Energieleitung mit einem Nutzwiderstand kann
neben dem Aufnahmewiderstand einer Antenne direkt auch der Auf-
nahmewiderstand eines widerstandsbelasteten Lechersystems dienen, wie
das z. B. bei dem Anzapf-Zepp der Fall ist. Das an sich fast verlustfreie
Lechersystem ist im Spannungsbauch mit der Antennenendimpedanz

belastet. Das bedingt zwangsläufig eine Widerstandsverteilung auf der Lecherleitung, die der der Antenne entspricht, da ja deren Strahlungswiderstand in das Lechersystem hineintransformiert ist. Die Anpassung und deren Wirkungsgrad leiten sich hierbei sinngemäß aus dem oben Gesagten ab.

In vielen Fällen ist es aber unbequem, die Lecherleitung anzuzapfen. Hier kann ein anderer Weg gewählt werden, der zwar teurer ist, aber der gestattet, die Speiseleitung ganz ans Ende des Lechersystems anzuschließen (wie Abb. 68). Die Wirkungsweise der Anordnung ist folgende. Die vom Sender kommende Speiseleitung habe den Wellenwiderstand Z_1 . Der ohmisch wirkende Abschlußwiderstand der Antenne R sei nun stark von Z_1 verschieden, so daß ein dritter Anschluß zu starke Reflexionsverluste ergäbe. Schaltet man nun zwischen die Speiseleitung und den Speisungspunkt der Antenne ein $\lambda/4$ langes Zwischenstück mit einem Wellenwiderstand Z_2 ein, der gleich dem geometrischen Mittel von R und Z_1 ist, so treten keine Reflexionsverluste auf. Es ist also zu wählen

$$Z_2 = \sqrt{R \cdot Z_1}.$$

In diesem Fall tritt nämlich an der Sprungstelle 1 der Wellenwiderstände Z_1 und Z_2 dieselbe Reflexionsamplitude auf wie an der zweiten Sprungstelle Z_2 und R . Die in 2 reflektierte Welle trifft aber mit 180° Phasenverschiebung gegen die in 1 reflektierte Welle ein. Die beiden Wellen heben sich folglich auf und auf dem $\lambda/4$ -Zwischenstück erscheint nur die fortschreitende Welle, d. h. Z_1 ist an R angepaßt.

Anschließend sei noch folgendes bemerkt: Es genügt zur Erzielung eines guten Gesamtwirkungsgrades nicht, wenn die Anpaßbedingung nur einseitig zwischen Leitung und Antenne erfüllt ist. Ebenso wichtig ist die Anpassung des Senderausgangs an die Energieleitung. Das bedeutet, daß die Ausgangsimpedanz des Generators gleich dem Wellenwiderstand zu wählen ist. Die einfachste Methode, dieser Forderung in jedem Falle genügen zu können, besteht in einer Anzapfung der Anodenkreisspule der Endstufe. Weitere Möglichkeiten sind auf den Seiten 110—118 zu ersehen. Zur Aussiebung von Oberwellen kann auch eine Collins-Ankopplung angewendet werden. Die sonst vorhandenen Abstimmwirkungen des Collins-Kreises ist in diesem Falle kaum vorhanden. Es ist lediglich eine genaue Angleichung der Ausgangsimpedanz an die Eingangsimpedanz der Leitung möglich.

7. Kapitel

Antennenmeßtechnik

Der technisch interessierte und fortgeschrittene Amateur wird im Interesse einer dauernden Verbesserung seiner Sendeanlage diese einer gründlichen Durchmessung unterziehen. Es ist eine bekannte Tatsache, daß man von allem, was meßtechnisch zugänglich, und sei es auch in der Theorie noch so kompliziert, ein viel klareres Bild bekommt. In der Regel wird auch nur ein Amateur, der mit der Wirkungsweise und dem Wirkungsgrad aller Teile seines Senders vertraut ist, diesen nach eigenen Gesichtspunkten und Ideen ausbauen können. Es wäre aber sinnlos, wenn er sich dabei nur mit dem Hochfrequenzgenerator selbst beschäftigen würde, denn was nützt ein noch so leistungsfähiger und betriebssicherer Sender, wenn durch eine ungünstige Antenne alles mühsam Gewonnene wieder verlorengelht. Eine eingehende meßtechnische Erfassung der Antenne kann demnach nur von Vorteil sein. Die genaue Bestimmung der einzelnen Größen ist nun praktisch bisher recht selten durchgeführt worden. Soweit aber der Amateur Genauigkeit von seinen Messungen verlangen muß, kann er mit verhältnismäßig einfachen Methoden auskommen.

Die im folgenden gebrachten Ausführungen über die Bestimmung der Leistungs-, Widerstands-, Strom- und Spannungsgrößen sind vor allen Dingen nach dem Gesichtspunkt der Einfachheit gemacht.

a) Leistungsmessung

Die Messung kleinerer Hochfrequenzleistungen nimmt man zweckmäßigerweise mit einem direkt anzeigenden Hitzdrahtwattmeter vor. Durch Umeichen eines alten Hitzdrahtamperemeters kann man sich ein solches leicht selbst anfertigen. Dazu muß der innere Widerstand R_i des Instruments bei der Meßfrequenz bekannt sein. Er soll etwa 1 bis 10 Ohm betragen. Am besten sind solche Instrumente geeignet, deren Hitzdraht bereits schon aus dünnem Widerstandsdraht besteht. Die Eichung des Wattmeters geschieht derart, daß man einen mit Hilfe eines Drehspulamperemeters genau bestimmten Gleichstrom durch das Instrument schickt. Das Wattmeter wird einen bestimmten Ausschlag anzeigen, der gegeben ist durch seinen Leistungsverbrauch, nämlich $N = J^2 \cdot R_i$, wobei J^2 das Quadrat des hindurchgeschickten Gleich-

stromes ist. Durch Variation der Stromstärke erhält man bei verschiedenen Ausschlägen verschiedene Leistungen N , so daß das Instrument statt in Ampere gleich in Watt geeicht werden kann.

Die Messung der Hochfrequenzleistung selbst soll nun an Hand der Abb. 42 erklärt werden. An den Sender S ist zunächst die Antenne AA'

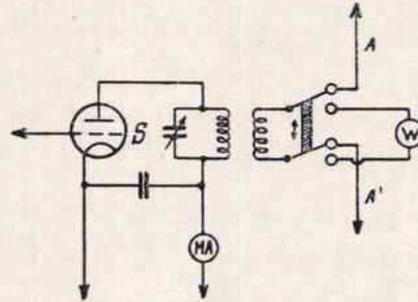


Abb. 42. Messung kleiner Hochfrequenzleistungen mit dem Hitzdrahtwattmeter

angekoppelt. Das Milliampereometer im Anodenkreis wird bei der Belastung des Senders von seinem Leerlaufwert auf einen bestimmten Skalenwert ansteigen. Nun wird statt der Antenne das Hitzdrahtwattmeter an die Enden der nicht allzu großen Ankopplungsspule gelegt. Durch Aenderung der Kopplung läßt sich im Milliampereometer MA der vorhin erhaltene Skalenwert wieder einstellen. Die von der Antenne aufgenommene Hochfrequenzleistung kann man jetzt direkt am Wattmeter ablesen.

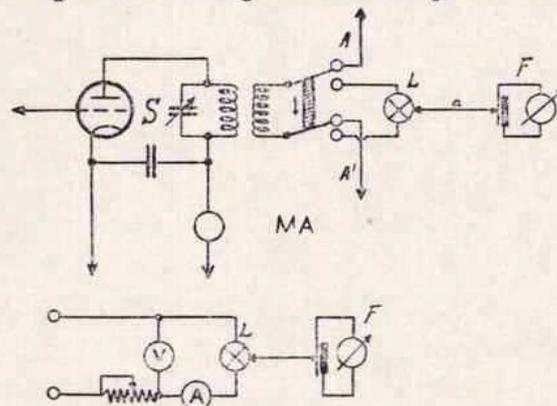


Abb. 43. Messung größerer HF.-Leistungen mit Glühlampe und Fotometer

Zur Messung größerer Antennenleistungen kann man nach demselben Prinzip arbeiten, nur daß statt des Hitzdrahtwattmeters eine Glühlampe für 110 oder 220 Volt benutzt wird (Abb. 43). Den bei Belastung mit der Antenne erhaltenen Ausschlag des Milliampereometers MA stellt

man nach der Umschaltung auf die Glühlampe L durch entsprechende Ankopplung wieder her. Der Leistungsverbrauch der Lampe entspricht jetzt der von der Antenne aufgenommenen Hochfrequenzleistung. Ein elektrisches Photometer F, wie es z. B. zu photographischen Zwecken verwendet wird, gestattet die Lichtstärke der Lampe zu bestimmen. (Hinreichend genaue Werte ergibt auch eine Helligkeits-Vergleichsmessung nach der sogenannten Fettfleckmethode.) Mit Hilfe eines Gleichstromkreises werden nun bei demselben Abstand a von Lampe und Photometer dieselben Verhältnisse wiederhergestellt. Aus der angelegten Spannung V und der Stromstärke A ergibt sich die Leistung der Lampe und damit die Antennenleistung des Senders zu $N = V \cdot A$. Eine weitere, ebenfalls sehr einfache Methode der Leistungsmessung stellt Abb. 44 dar. Nach der Umschaltung stellt der Kreis L R A C, der mit der Betriebswelle Resonanz haben muß, eine Ersatzantenne dar. Der Ausschlag des Anodenkreisinstrumentes wird durch entsprechende Kopplung wieder konstant gehalten. Die Hochfrequenzleistung ergibt sich jetzt zu $N = J^2 \cdot R$, wobei J der von dem niederohmigen Ampere-meter A angezeigte Strom ist. Der induktions- und kapazitätsfreie Widerstand R soll etwa 30—50 Ohm betragen.

Die Genauigkeit bei diesen Messungen steigt, je mehr auf verlustfreien Aufbau Rücksicht genommen wird. Insbesondere dürften die verwendeten Strommesser keinen kapazitiven Nebenschluß besitzen. Da der Anodenstrom von dem äußeren Wechselstromwiderstand abhängt, wird es vorteilhaft sein, wenn durch günstige Dimensionierung der Ankopplungsspule und des angelegten Widerstandes die Kopplung mit dem Anodenkreis des Senders möglichst wenig verändert zu werden braucht.

b) Künstliche Antennen

Um einen Sender unter normalen Verhältnissen vor Betriebsbeginn abstimmen zu können, ohne daß das verwendete Antennensystem strahlt, bedient man sich künstlicher Antennen. Die Leistungsaufnahme soll dabei der der wirklichen Antenne gleich sein. Dazu müssen Selbstinduktion, Kapazität und Widerstandsverhältnisse der normalen Antenne künstlich nachgebildet und in Form eines Schwingkreises zusammengeschaltet sein. Eine gebräuchliche Form zeigt Abb. 45 a. Ist ein Teil

der Selbstinduktion als Antennenkopplungsspule und das Amperemeter A bereits im Sender vorhanden, so besteht die künstliche Antenne aus einer zusätzlichen Selbstinduktion, einem rein Ohmschen Widerstand von der Größe des Strahlungswiderstandes und aus einem durchschlag-sicheren Kondensator.

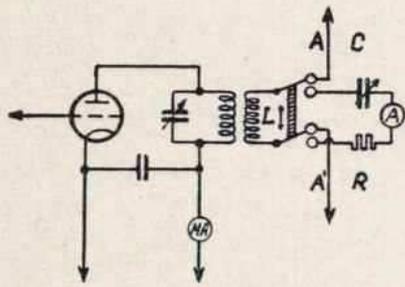


Abb. 44. Andere Methode zur Bestimmung der Antennenleistung eines Senders

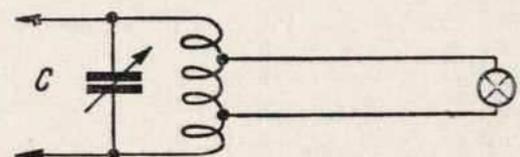
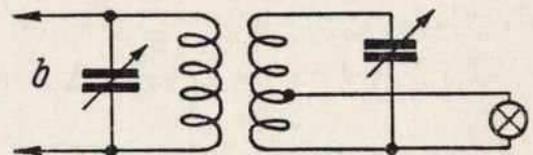
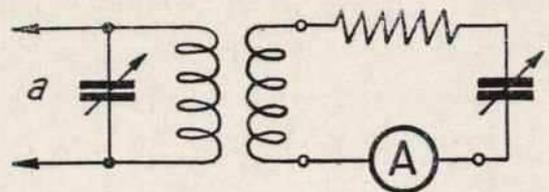


Abb. 45. Künstliche Antennen

Abb. 45 b zeigt eine Anordnung, in welcher das Meßinstrument als auch der Widerstand durch eine Glühlampe ersetzt sind.

Abb. 45 c gibt die einfachste Art einer künstlichen Antenne wieder, die lediglich zur Nachprüfung vorhandener Hochfrequenzenergie gebräuchlich ist. So wird auch oft zum Nachweis vorhandener Hochfrequenzenergie ein Absorptionskreis, bestehend aus einer oder zwei Windungen dicken Drahtes mit einer Glühlampe zusammenschaltet, mit einem Schwingkreis von Hand in eine mehr oder weniger feste Kopplung gebracht. Das Lämpchen des Absorptionskreises leuchtet bei genügender Hochfrequenzenergie auf (50 bis 100 Milliwatt).

c) Messung der Antennenwiderstände R_s , R und R_a

Eine verhältnismäßig genaue und auch noch für Ultrakurzwellen geeignete Methode zur Bestimmung des Antennenwiderstandes ist im Schema Abb. 46 gegeben. Wie man sieht, ist auf Symmetrie großer Wert

gelegt. Das Amperemeter A soll sehr niederohmig sein und darf keinen kapazitiven Nebenschluß haben. Durch Hinzuschalten eines symmetrisch verteilten kapazitäts- und induktionsfreien Widerstandes R vergrößert sich der gesamte Antennenwiderstand auf $R_s + R$. Die Stromstärke

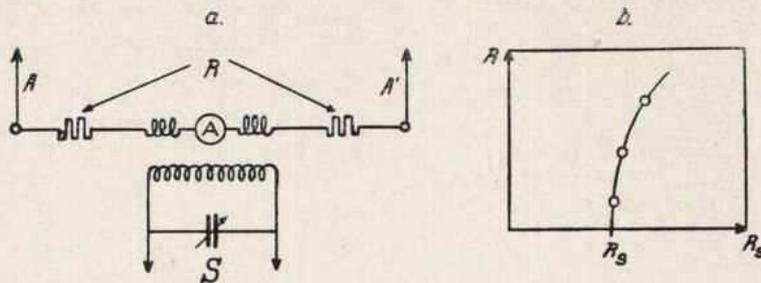


Abb. 46. Bestimmung des Strahlungswiderstandes durch Extrapolieren

wird also sinken und betrage J_2 Ampere. Für $R = 0$ sei die Stromstärke J_1 , der Strahlungswiderstand ist dann zunächst gegeben zu

$$R_s = R \frac{J_2}{J_1 - J_2}$$

Die Messung geht nun so vor sich, daß man zunächst $R = 30$ Ohm macht, jeden der beiden Teilwiderstände also 15 Ohm groß. J_1 und J_2 , die Stromstärken bei $R = 0$ und $R = 30$ Ohm werden an A abgelesen. Nach der Formel wird R_s bestimmt. Nun wird $R = 20$ Ohm gemacht und R_s wieder bestimmt. Man wird eine Abweichung von dem vorhin bestimmten R_s erhalten. R wird nun immer mehr verkleinert, wozu auch jedesmal das zugehörige R_s bestimmt wird. Die so erhaltenen Werte für R_s trägt man auf Millimeterpapier in Abhängigkeit von R auf, wie das in Abb. 46 zu ersehen ist. Diese Punkte lassen sich untereinander zu einer Kurve verbinden. Setzt man jetzt die Kurve bis zum Schnitt mit der R_s -Achse fort (Extrapolation), so ergibt sich ein bestimmter Wert R_s , der gleich dem Antennenwiderstand ist. Den Antennenwiderstand kann man wiederum mit ziemlicher Annäherung dem Strahlungswiderstand selbst gleichsetzen, wenn die durch Ohmschen Drahtwiderstand des Materials und durch den Skineneffekt hervorgerufenen Abweichungen klein und zu vernachlässigen sind. Sollte das nicht der Fall sein, so sind sie vom Antennenwiderstand noch zu subtrahieren.

In der Literatur findet man mehrfach noch eine andere, sehr elegante Methode zur Messung des Strahlungswiderstandes einer An-

tenne. Sie ist gleichzeitig zur Bestimmung von Antennenimpedanzen allgemein geeignet. An Abb. 47 soll das Prinzip der Messung erklärt werden. A und A 1 seien die beiden gleich langen Dipoläste. Bekanntlich beträgt für den Fall $l = \lambda/2$ die Impedanz im Strombauch $R = R_s$. Auf der Paralleldrahtleitung, deren Wellenwiderstand Z genau bekannt sein muß, bilden sich pseudostehende Wellen. Im Spannungsknoten sei die Spannung gleich U_{\min} und im Spannungsbauch U_{\max} , so daß das Wellenverhältnis $Q = \frac{U_{\min}}{U_{\max}}$ bekannt ist. Die Punkte U_{\min} und U_{\max} liegen natürlich um $\lambda/4$ auseinander. Nach dem auf Seite 55 Gesagten gilt dann die Beziehung

$$Q = \frac{R_s}{Z} \text{ oder } R_s = Q \cdot Z.$$

Die allgemeine Ohmsche Impedanz R im Speisepunkt, die bei beliebiger Gesamtlänge der symmetrischen Antennenäste auftritt, ergibt

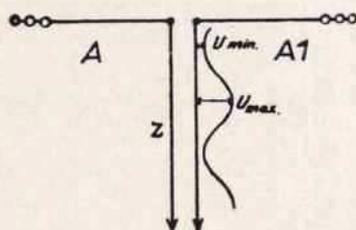


Abb. 47. Bestimmung von R_s bzw. R aus dem Wellenverhältnis Q

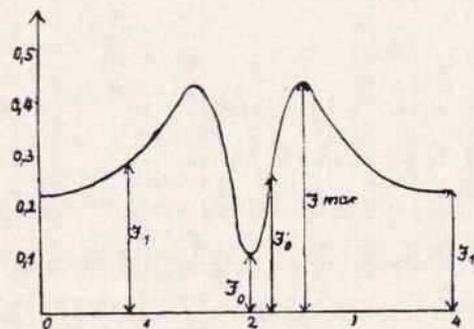


Abb. 48. Bestimmung des Strahlungswiderstandes aus der Antennenstromkurve bei Anzapfantenne

sich aus derselben Beziehung ebenfalls bei Kenntnis von Z und Q zu $R = Q \cdot Z$. Wie sich im einzelnen Z und Q meßtechnisch bestimmen, soll an dieser Stelle nicht behandelt werden.

Wie auf Seite 57 schon gestreift wurde, kann man den Strahlungswiderstand R_s auch noch aus der Abhängigkeit des Antennenstromes vom jeweiligen Speisungspunkt bestimmen. In Abb. 48 ist die bei der Behandlung der Anpassung schon behandelte Kurve noch einmal dargestellt. Wenn die Eindrahtspeiseleitung genau in der Dipolmitte angeschlossen ist, so zeigt das ebenfalls in der Mitte liegende Amperemeter den Strom J_0 . Bei günstigster Anpassung wird die Amplitude im Strom-

bauch J_{\max} . Der auf eins bezogene Wirkungsgrad ist dann bei Speisung in der Mitte gegeben zu $m = \left(\frac{J_0}{J_{\max}}\right)^2$

Nun ist weiter $m = \frac{2}{Q + \frac{1}{Q}}$ und $Q = \frac{R_{a \min}}{Z}$, wobei in diesem Fall

$R_{a \min}$ den Aufnahmewiderstand in der Dipolmitte bedeutet, also $R_{a \min} = \frac{1}{4} R_s$ ist.

Für m folgt zunächst

$$m = \frac{2}{\frac{R_{a \min}}{Z} + \frac{Z}{R_{a \min}}}$$

Da nun $R_{a \min} \ll Z$, kann man auch schreiben

$$m \cong \frac{2 R_{a \min}}{Z} \text{ oder } R_{a \min} \cong \frac{m \cdot Z}{2}$$

Für den Strahlungswiderstand R_s ergibt sich dann unter Einführung der Stromstärken:

$$R_s \cong 2 Z \cdot \left(\frac{J_0}{J_{\max}}\right)^2$$

Wie man sieht, muß der Wellenwiderstand Z der Eindrahtleitung wiederum bekannt sein.

Ebenso einfach ist es, den Aufnahmewiderstand am Ende der Antenne und damit die Endimpedanz zu bestimmen. Es folgt dann dafür

$$R_{a \max} = R_{\max} \cong 2 Z \left(\frac{J_{\max}}{J_1}\right)^2$$

Wie einfach sich nun R_s und R_{\max} aus den gemessenen Stromstärken ergeben, soll an einem Beispiel gezeigt sein. Wie die Abb. 48 noch zeigt, betrug $J_0 = 0,11$ Amp. Der bei bester Anpassung erhaltene Antennenstrom war $0,45$ Amp. Für den am Ende verschobenen Anzapfpunkt ergab sich eine Stromstärke von $J_1 = 0,24$ Amp. Der Wellenwiderstand der Zuleitung war nahezu 500 Ohm. Der gemessene Dipol hatte also einen Strahlungswiderstand von $R_s = 1000 \left(\frac{0,11}{0,45}\right)^2 \cong 60$ Ohm.

Er hatte einen Endimpedanz von $R_{\max} = 1000 \left(\frac{0,45}{0,24}\right)^2 \cong 3500$ Ohm.

Zur Messung beliebiger Aufnahmewiderstände sind die oben gemachten Vernachlässigungen nicht mehr zulässig. Es muß also heißen:

$$m = \frac{2}{\frac{R_a}{Z} + \frac{Z}{R_a}} = \frac{2 R_a Z}{R_a^2 + Z^2}$$

Für beliebige Aufnahmewiderstände erhält man dann daraus

$$R_a = \frac{Z}{m} (1 \pm \sqrt{1 - m^2})$$

Bei Unteranpassung, d. h. für alle Werte innerhalb der beiden günstigsten Anzapfpunkte, also für $m = \left(\frac{J'_0}{J_{\max}}\right)^2$, folgt daraus:

$$R_a = Z \left(\frac{J_{\max}}{J'_0}\right)^2 \left(1 - \sqrt{1 - \left(\frac{J'_0}{J_{\max}}\right)^4}\right)$$

Bei Ueberanpassung, d. h. für sämtliche Werte außerhalb der optimalen Anzapfe, wo $m = \left(\frac{J'_1}{J_{\max}}\right)^2$ ist, tritt das positive Vorzeichen der Wurzel in Kraft und die Lösung lautet

$$R_a = Z \left(\frac{J_{\max}}{J'_1}\right)^2 \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{J'_1}{J_{\max}}\right)^4}\right)$$

J'_1 und J'_0 seien die jeweiligen Stromstärken im Meßpunkt.

Zum Schluß ist darüber noch zu sagen, daß die gesamten Widerstandsmessungen auch auf Spannungsmessungen zurückführbar sind.

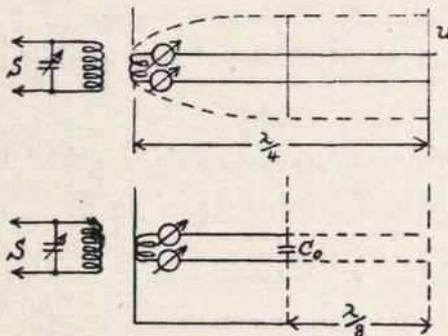


Abb. 49. Messung des Wellenwiderstandes nach Roosenstein

Die Formeln erfahren dann entsprechend einige geringfügige Änderungen, die leicht selbst zu bestimmen sind.

d) Messung des Wellenwiderstandes Z

Die gebräuchlichste, auch für Ultrakurzwellen noch gut geeignete Methode zur Bestimmung des Wellenwiderstandes Z von Doppel- oder

Rohrleitungen ist zuerst von Roosenstein angegeben worden (Abb. 49). Ein offenes, in Resonanz befindliches und mindestens $\frac{\lambda}{4}$ langes Lecher- oder Rohrleitungssystem wird am Ende um genau $\frac{\lambda}{8}$ verkürzt. Mit Hilfe eines geeichten Drehkondensators wird dann wieder Resonanz eingestellt. Der Wellenwiderstand der Leitung ist dann gegeben zu

$$Z = \frac{1}{\omega C_0}$$

Es ist also lediglich die Kenntnis der Kreisfrequenz $\omega = 2 \pi f$ und der hereingedrehten Kapazität C_0 erforderlich. Diese Formel läßt sich noch

auf eine andere Weise für den praktischen Gebrauch etwas zweckmäßiger schreiben, und zwar $Z = 477 \cdot \frac{\lambda}{C_0}$. Hierin bedeutet λ die Wellenlänge in Metern und C_0 die Kapazität in Zentimetern.

In Abb. 50 ist eine andere, ebenfalls sehr gute Methode dargestellt. Sie erfordert einen Sender mit großem Frequenzbereich. Beträgt die Länge der zu messenden Leitung etwa 10 Meter, so soll der Sender möglichst einen Bereich von 12 bis 45 m bestreichen können. Die Leitung wird mit einem veränderlichen, induktions- und kapazitätsfreien Widerstand R abgeschlossen. Beim Durchdrehen des Senderkondensators wird nun das eingeschaltete Amperemeter A Maxima- und Minimaustellen entsprechend der veränderlichen Strom- und Spannungsverteilung anzeigen. Der Widerstand R wird nun so lange variiert, bis beim Durchdrehen keine ausgeprägten Resonanzstellen mehr auftreten.

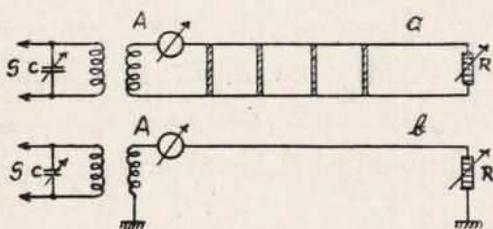


Abb. 50. $Z = R$, wenn beim Durchdrehen von C Leitungsstrom konstant. S = Sender mit großem Frequenzbereich. Schaltung zur Bestimmung des Wellenwiderstandes

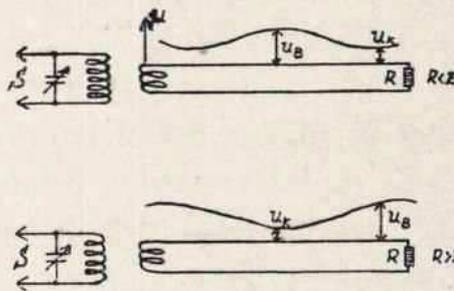


Abb. 51. Messung des Wellenwiderstandes mit Hilfe eines bekannten ohmschen Widerstands

Es ist selbstverständlich darauf zu achten, daß im Sender selbst nicht schon irgendwelche Resonanzen vorhanden sind. Am besten kontrolliert man das mit Hilfe eines lose angekoppelten Drahtbügels, in den ein Glühlämpchen eingeschaltet ist. Wenn A keine Resonanzen mehr zeigt, so ist das ein Zeichen dafür, daß sich auf der Leitung fortschreitende Wellen gebildet haben. Für diesen Fall muß $R = Z$ sein.

Nach demselben Prinzip können auch Wellenwiderstände von Ein-drahtleitungen gemessen werden; das Ende der Leitung muß dann über den Meßwiderstand mit einem an Erdpotential liegenden Leiter verbunden sein.

Da bei vielen Antennenmessungen die Kenntnis des Wellenwiderstandes vorausgesetzt wird, und als Grundlage zur Bestimmung weiterer Unbekannten dient, ist eine möglichst genaue Festlegung desselben erforderlich. Es hat sich als zweckmäßig erwiesen, mehrere Messungen nach verschiedenen Methoden durchzuführen und daraus das Mittel zu bilden. In Abb. 51 ist deshalb ein prinzipiell ebenfalls einfacher Weg zur Messung von Z gegeben. Das Leitersystem ist mit einem genau bekannten Widerstand R ohmisch abgeschlossen. Sehr geeignet dazu ist ein Kohlewiderstand, dessen Endkappen aber nicht zu groß sein dürfen, um keinen kapazitiven Nebenschluß zu bilden. Mit Hilfe einer der unten angegebenen Methoden mißt man die Spannung U_K im Knoten und U_B im Bauch der sich bildenden pseudostehenden Welle. Es gilt dann die Relation.

$$\frac{U_K}{U_B} = \frac{R}{Z} \text{ für } R < Z$$

und

$$\frac{U_K}{U_B} = \frac{Z}{R} \text{ für } R > Z.$$

Die Genauigkeit der Messung ist am größten, wenn R etwa gleich Z gemacht wird. Das wird in den meisten Fällen möglich sein, da Z meist abschätzbar bzw. aus den bekannten Formeln theoretisch voraus bestimmt werden kann.

e) Hochfrequenzstrom- und Spannungsmessung

Zur Messung von Strömen in Antennen und Leitungen können zunächst direkt anzeigende Instrumente, wie Hitzdraht- und Thermo-Amperemeter, dienen. Besonders dem Hitzdrahtinstrument haften aber eine Reihe großer Nachteile an. So ist außer der geringen Empfindlichkeit gerade im Bereich kleiner Ströme die Ablesegenauigkeit sehr klein. Ferner läßt sich bei derartigen Instrumenten ein bestimmter kapazitiver Nebenschluß kaum vermeiden, so daß die angezeigten Ströme um einen unbekanntem Faktor zu klein werden. Bei der Messung von Stromverhältnissen, wie etwa $\frac{J_{\max}}{J_{\min}}$ spielt dieser Mangel jedoch keine Rolle. Der Leistungsverbrauch, der eine Folge des großen inneren Widerstandes ist, gewinnt hauptsächlich bei kleinen Sendern bis etwa 10 Watt stark an Bedeutung. Es wäre daher vorteilhaft, wenn sich außer der Stromskala noch eine nach Watt geeichte Teilung anbringen ließe,

die den Eigenverbrauch des Instruments für den jeweiligen Ausschlag zeigt.

Der Eigenverbrauch eines Thermoampere- oder Milliamperemeters ist im Gegensatz zum Hitzdrahtinstrument schon wesentlich kleiner. Man hat noch den weiteren Vorteil, daß das eigentliche Thermoelement und das Anzeigedrehspulinstrument über eine beliebig lange Leitung verbunden sein können.

In vielen Fällen ist es aus mechanischen Gründen nicht möglich, das Amperemeter in beliebige Stellen der Antenne oder Leitung einzuschalten, da der Draht zerschnitten werden müßte. Durch Verwendung eines einfachen Stromwandlers ist es aber möglich, die Stromstärke in einer Leitung kontinuierlich festzustellen. In Abb. 52a ist

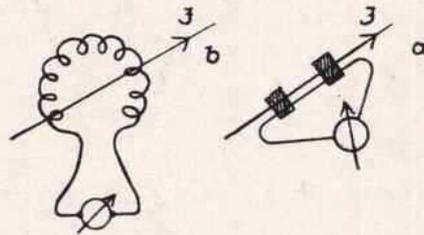


Abb. 52. Messung von Hochfrequenzstrom mit einem Stromwandler

das Prinzip einer solchen Meßmethode angegeben. Durch zwei kleine Isolierstücke wird eine konstante Kopplung aufrechterhalten. Die Stromwandlerspule besteht in diesem Falle nur aus einer einzigen Windung. Der Nachteil dieser Anordnung besteht darin, daß der Meßpunkt infolge der Längenausdehnung des Stromwandlers nicht eindeutig bestimmbar ist. Durch Hintereinanderschalten mehrerer Windungen zu einer Toroidspule nach Abb. 52b addiert sich die induzierte Spannung. Derartige Stromwandlerspulen lassen sich, wenn sie noch um einen Hochfrequenzkern gewickelt sind, räumlich sehr klein herstellen. Als Anzeiginstrument kann jedes empfindliche Hitzdraht- oder Thermoampereinstrument dienen. Eine Eichung des gesamten Meßwandlers wird meistens nicht notwendig sein, da in der Hauptsache doch nur Stromverhältnisse gemessen werden, wo es ja bekanntlich auf einen konstanten Faktor nicht ankommt.

Wenn ein empfindliches Hochfrequenzspannungsmeßgerät zur Verfügung steht, so kann der Strom auch aus dem Spannungsabfall längs

eines kleinen ohmschen, induktiven oder kapazitiven Widerstandes bestimmt werden.

Da die Spannungsmessung in vielen Fällen genauere Meßergebnisse zuläßt, sollen noch einige Spannungsabtestgeräte beschrieben werden. Die Schaltung eines einfachen Spannungsmeßgeräts zeigt Abb. 53. Ueber einen kleinen Kondensator von einigen pF wird die Spannung, wenn nötig, noch über einen Hochohmwiderstand einem Schwingkreis zugeführt, dessen Strom der an ihm liegenden Spannung proportional ist. Der Strom kann entweder direkt mit einem Thermomilliampere-

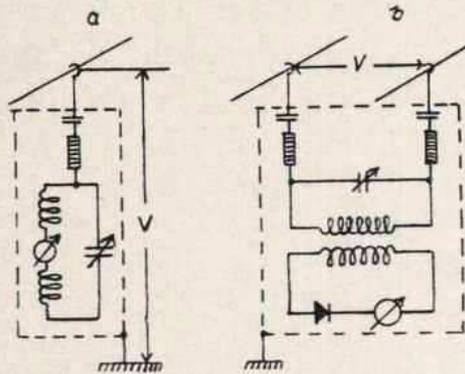


Abb. 53. Schwingkreis als Spannungsabtestgerät

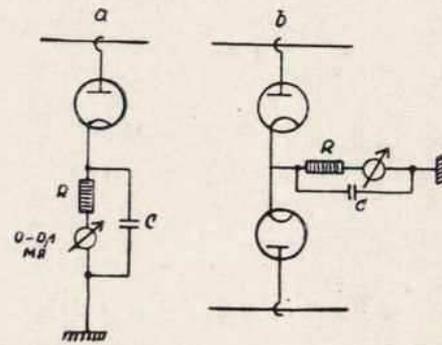


Abb. 54. Diodenvoltmeter zur Hochfrequenzspannungsmessung

meter oder wie in Abb. 53b mit einem aperiodisch angekoppelten Detektorkreis gemessen werden. Die hier angegebene symmetrische Anordnung ist bei allen Messungen an Lecherleitungen unumgänglich. Die Erdung erfolgt kapazitiv über die Abschirmung.

Die genaueste und auch zur absoluten Spannungsmessung geeignete Methode zeigt Abb. 54a, b. Durch Anwendung empfindlicher Drehspulinstrumente und durch sehr kleine Diodenkapazitäten unter $0,5 \text{ pF}$ treten Widerstandsstörungen, auch im Spannungsbauch, bei den Messungen kaum mehr auf. Die gemessene Spannung liegt je nach der Dimensionierung von R und C zwischen der Spitzen- und Effektivspannung. Der Widerstand R dient als Vorschaltwiderstand und hat je nach der zu messenden Spannung $0,001$ bis $1 \text{ M}\Omega$.

III. Abschnitt

Praktischer Teil

8. Kapitel

Antennen mit abgestimmten Energieleitungen

a) Entstehung einer Zeppelin-Antenne (Beggerow-Antenne) aus einer Ganzwellenantenne

Denkt man sich den vierten Teil einer Ganzwellenantenne, bei der die Kopplungsspule in einem Strombauch liegt, nach der einen Seite um die Spule umgeklappt, so erhält man, wie die Abb. 55 zeigt, eine

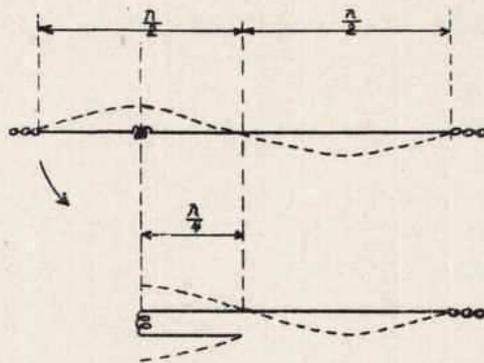


Abb. 55. Entstehung einer Zeppelin-Antenne aus einer Ganzwellen-Antenne

Halbwellenantenne mit einem nichtstrahlenden Lechersystem, die Zeppelin- oder Beggerow-Antenne. Da die beiden in diesem Falle $\frac{1}{4}\lambda$ langen Drähte des Lechersystems gegenphasig erregt wurden, müssen sich die auf dem Lechersystem ausbildenden Strom- und Spannungskurven entgegenwirken. Dies bedeutet ein Nichtstrahlen des über die Antennenspule angekoppelten abgestimmten Lechersystems. Die auf das untere Ende des Lechersystems übertragene Hochfrequenzenergie wird also ungeschwächt (da nicht abgestrahlt) an die andere $\frac{\lambda}{2}$ lange Hälfte der Antenne, den Strahler, abgegeben. Wird das Lechersystem nun von einem auf der Erde stehenden Sender zu einem in der Luft angebrachten Strahler geführt, dann wird also die Hochfrequenzenergie vom hoch über dem Erdboden frei aufgehängten Strahler abgestrahlt werden und von umliegenden Leitern, Metallmassierungen, Häusern, Bäumen u. a. nicht absorbiert werden können. Wäre die Zuleitung kein nichtstrahlendes Lechersystem, so würde ja ein Teil der auf die gesamte Antennenanordnung vom Sender übertragenen Hochfrequenzenergie

durch die Zuleitung, die dann mit als Antenne wirken würde, bereits abgestrahlt werden. Da die mittlere Höhe der Zuleitung gering ist, wäre also die von der Zuleitung abgestrahlte Energie praktisch einer baldigen Absorption unterworfen.

Das Lechersystem muß, wenn es einwandfrei wirken soll (nicht strahlend sein soll), mit seiner Länge auf das Betriebsband abgestimmt sein. Dies heißt, daß die Länge bei Stromkopplung des Lechersystems $\frac{1}{4} \lambda$ oder ein ungerades Vielfaches der Betriebswellenlänge betragen soll. Um trotzdem die Möglichkeit zu haben, kleine Aufbaufehler auszugleichen oder aber sich einer etwas veränderten Betriebswellenlänge

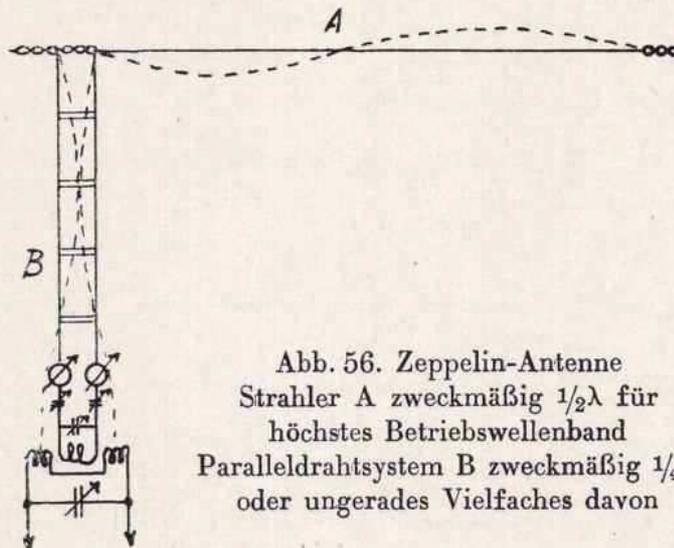


Abb. 56. Zeppelin-Antenne
Strahler A zweckmäßig $\frac{1}{2} \lambda$ für
höchstes Betriebswellenband
Paralleldrahtsystem B zweckmäßig $\frac{1}{4} \lambda$
oder ungerades Vielfaches davon

mit dem Lechersystem anpassen zu können, werden zur Verkürzung als auch zur Symmetrierung des Lechersystems vorteilhaft zwei große Drehkondensatoren in Serie, zur Verlängerung ein Drehkondensator mit geringer Anfangskapazität parallel geschaltet. Abb. 56 gibt eine derartige Anordnung wieder, die eine Kombination der Anpaßmittel darstellt. Man kann ein und dasselbe Lechersystem für alle Harmonischen der eigentlichen Betriebswellenlänge benutzen, indem man es den Harmonischen entsprechend strom- oder spannungskoppelt. Die nebenstehende Tabelle gibt für 7 verschieden lange Lechersysteme bei 4 Wellenbändern an, ob die parallelen oder in Serie liegenden Kapazitäten zur Anpassung betätigt werden müssen. Zu beachten ist, daß bei Betätigung der Serienkondensatoren (Amperemeter müssen gleichen Ausschlag anzeigen) der Parallelkondensator auf den kleinsten Kapa-

Band	Länge des Lechersystems in m						
	40	30	20	15	10	5	2,5
80 m	Par.	Ser.	Ser.	Par.	—	—	—
40 m	Par.	Ser.	Par.	Ser.	Ser.	—	—
20 m	Par.	Par.	Par.	Par.	Par.	Ser.	—
10 m	Ser.	Ser.	—	—	—	—	—
	Par.	Par.	Par.	Par.	Par.	Par.	Ser.

Schaltung der Abstimmkapazitäten nach Abb. 56

zitätswert zu stellen ist, bei Betätigung des Parallelkondensators die Serienkondensatoren dagegen auf den größten Kapazitätswert (ganz eingedreht) gestellt werden müssen.

Man hat also die Möglichkeit, durch entsprechende Wahl der Länge des Lechersystems als auch des Strahlers einer Zeppelin-Antenne (unsymmetrischer Zepp), sich den örtlichen Verhältnissen anzupassen. Diese Antenne ist wohl die weitverbreitetste und bestbekannte Kurzwellenantenne.

b) Dipolantenne mit Speiseleitung

Wo es die örtlichen Verhältnisse erlauben, kann an das freie Ende des Lechersystems vorteilhaft ein zweiter Strahler angeschlossen werden. Werden die beiden Strahler je $\frac{1}{4} \lambda$ lang gemacht, so kommt man zu einer indirekt gespeisten Dipolantenne. Das Lechersystem ist an den Strahler in einem Strombauch im Gegensatz zu einer unsymmetrischen Zeppelin-Antenne angeschlossen. Für eine Stromkopplung des Lechersystems ist es notwendig, das Lechersystem $\frac{1}{2} \lambda$ oder ein Vielfaches davon lang zu machen. Der Strahler als solcher wird vorteilhaft wieder $\frac{1}{2} \lambda$ für die längste Betriebswellenlänge lang gemacht. Ueber die Länge der Strahler und deren effektive Höhe ist Näheres dem Abschnitt IV Richtwirkungen zu ersehen. Die Abb. 58 gibt eine derartige Dipolantenne mit abgestimmter Paralleldrahtleitung wieder. Es lassen sich viele Kombinationen bei größeren Strahlerlängen herstellen. Die Antennenanordnung braucht nicht symmetrisch zu sein. Es ist nur ratsam, sich an Hand einer Antennenskizze beim praktischen Aufbau über die Strom-

verteilung auf Strahler und Paralleldrahtsystem klar zu werden. Dabei sei erwähnt, daß an den Enden eines Strahlers, gleich welcher Länge, immer Stromknoten auftreten.

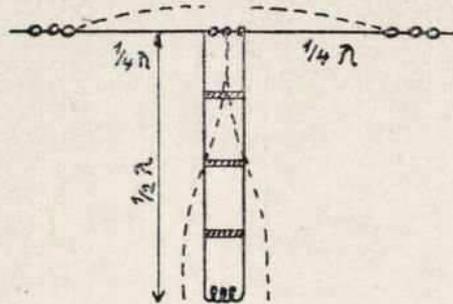


Abb. 58. Dipolantenne mit Speiseleitung
Paralleldrahtsystem $\frac{1}{2}\lambda$ oder Vielfaches davon lang

c) Wirkwiderstand einer Dipolantenne

Wenn man die Widerstandskurve einer $\lambda/2$ -Dipolantenne betrachtet, wie sie durch Abb. 39 wiedergegeben wird, so kann man feststellen, daß der Widerstandswert in der Mitte des Dipols, also im Strombauch, etwa 20Ω beträgt und an den Enden im Stromknoten auf einige 1000Ω ansteigt. Ähnliche Werte ergeben Widerstandskurven längerer Antennen. Rückblickend auf die beiden vorher behandelten indirekt gespeisten Antennen kann also festgestellt werden, daß bei der in Abb. 56 wiedergegebenen Zeppelin-Antenne (unsymmetrischer Zepp) das abgestimmte Lechersystem in einem Punkt größten Wirkwiderstandes an den Strahler angeschlossen ist, bei der in Abb. 58 wiedergegebenen Dipolantenne mit Speiseleitung das Lechersystem in einem Punkt kleinsten Aufnahmewiderstandes an den Strahler angeschlossen ist. Würde man sich bei diesen Anordnungen nun noch zu den Paralleldrahtsystemen die Impedanzkurven eingezeichnet denken, so könnte man feststellen, daß in dem Anschlußpunkt der Impedanzwert des Lechersystems als auch der des Strahlers der gleiche ist.

Diese Anpassung der Impedanzwerte ist eine unbedingte Notwendigkeit für indirekt gespeiste Antennen. Nur dann ist nämlich eine günstige Energieabgabe des Lechersystems an den Strahler möglich, ähnlich der günstigsten Leistungsausbeute eines Generators, wenn der resultierende Gesamtwiderstand der Verbraucher an den des Erzeugers angepaßt wird.

d) K.-W.-Anzapfantenne

Auf der Tatsache fußend, daß der Widerstandswert des Strahlers gleich dem des Lechersystems im Anschlußpunkt sein muß, wurden Versuche mit abgestimmten Paralleldrahtsystemen und abgestimmten Strahlern durchgeführt, die eine Antennenanordnung ergaben, wie sie in Abb. 59 wiedergegeben ist. Da diese Anordnung selbst in ähnlicher Form bisher nirgends behandelt war, wurde sie von den Verfassern K.-W.-Antenne benannt.

Verschiebt man nämlich, wie es Abb. 59 zeigt, bei einem $\frac{1}{2}\lambda$ -Strahler das $\frac{1}{4}\lambda$ lange Lechersystem unter gleichzeitiger Versetzung des An-

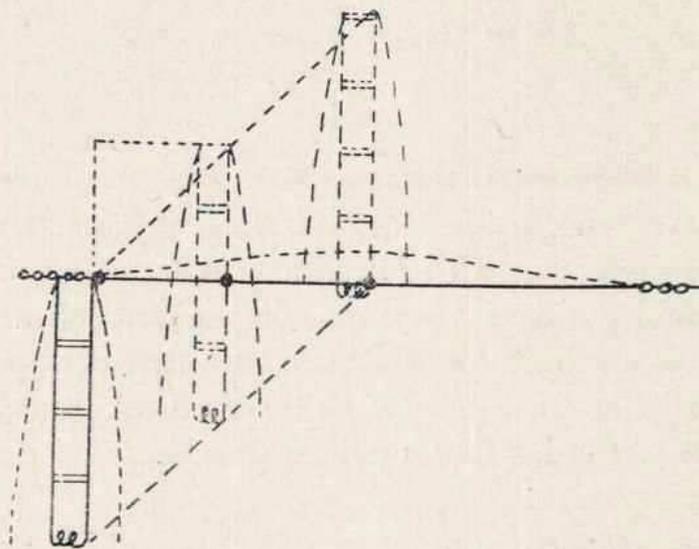


Abb. 59. Die KW.-Anzapfantenne

schlußpunktes näher der Kopplungsspule derart, daß das über den Strahler ragende Ende des Lechersystems mit dem Strahlerende zwei Seiten eines Quadrates bildet (Verschiebungswinkel 45 Grad), so sind die Impedanzwerte des Paralleldrahtsystems immer gleich denen des Strahlers. Im Grenzfall, in dem die Kopplungsspule des Lechersystems einseitig an Mitte des $\frac{1}{2}\lambda$ -Strahlers angeschlossen war, ergaben Versuche, daß diese Speisung des $\frac{1}{2}\lambda$ -Strahlers an Güte einer direkten Stromkopplung des $\frac{1}{2}\lambda$ -Dipols gleichkommt. Wenn auch eine derartige Speisung im Grenzfall für die Praxis nicht in Frage kommt, so war sie jedoch mit ein Beweis für die Richtigkeit der Antennenanordnung. Das abgestimmte Paralleldrahtsystem kann wiederum auch hier $\frac{1}{4}\lambda$ oder ein ungerades Vielfaches davon sein. Daß diese neue

K.-W.-Antenne für die Praxis außerordentlich wertvoll ist, wird derjenige Amateur erkennen, der mit bisher 8 und mehr Meter langen Energieleitungsenden, die im Freien schlecht unterzubringen waren, seine Stube „schmücken“ mußte.

Abb. 60 gibt den praktischen Aufbau der K.-W.-Antenne wieder. Das

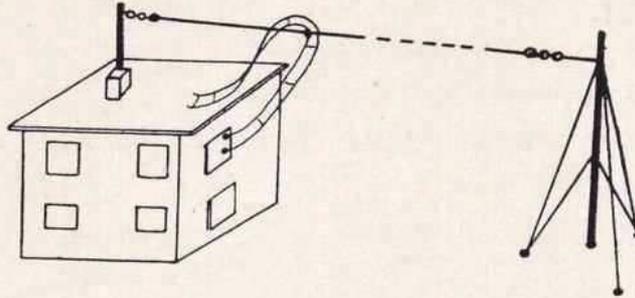


Abb. 60. Praktischer Aufbau einer KW.-Anzapfantenne

$\frac{1}{4}$ oder $\frac{3}{4} \lambda$ lange Paralleldrahtsystem wird auf kürzestem bzw. bequemsten Wege bis zu dem $\frac{1}{2} \lambda$ -Strahler geführt. Der überstehende Rest der Speiseleitung wird mit einem Metermaß gemessen und nun der $\frac{1}{2} \lambda$ -Strahler mittels Abspannleinen so verschoben, daß das Strahlende gleich lang mit dem überstehenden Rest der Speiseleitung wird. Die Speiseleitung wird dann einseitig an den Strahler angeschlossen und ihr überstehender Rest an einer Dachkante oder Schornstein frei oder lose abgespannt.

Ueber die Größenanordnungen von Paralleldrahtsystemen in bezug auf Drahtabstand und Drahtstärke sei hier auf das Kap. 4 hingewiesen. Der Wellenwiderstand von Paralleldrahtleitungen ist danach (Abb. 27) $Z = 120 \cdot \ln \frac{d}{r}$. Zweckmäßig sind bei abgestimmten Lechersystemen für Drahtstärke und Drahtabstand Größen zu wählen, die denen von Doppelleitungen mit einem Wellenwiderstand von 600Ω entsprechen.

9. Kapitel

Antennen mit unabgestimmten Energieleitungen

a) Antenne mit Eindrahtspeiseleitung

Es besteht die Möglichkeit, für eine bestimmte Betriebswellenlänge eine Antennenanordnung zu errichten, bei der die Energieleitung nur aus einem einzigen Draht besteht und trotzdem kaum strahlt. Das Nichtstrahlen der Eindrahtenergieleitung beruht darauf, daß diese mit

ihrem Wellenwiderstand an einem Punkt gleichen Aufnahmewiderstandes des Strahlers angeschlossen ist. Ueber die Größe des Wellenwiderstandes einzelner Drähte sei auf Kap. 4 verwiesen. Wenn nämlich ein Leiter unendlich lang gemacht wird oder er an seinem Ende mit einem Wirkwiderstand belastet wird (Antennenaufnahmewiderstand), der seinem Wellenwiderstand gleich ist, dann bilden sich längs dieses Leiters fortschreitende Wellen aus, die im Gegensatz zu den stehenden sich aber kompensierenden Wellen der der Länge nach abgestimmten Lechersysteme konstanten Strom längs der gesamten Eindrahtenergieleitung aufweisen.

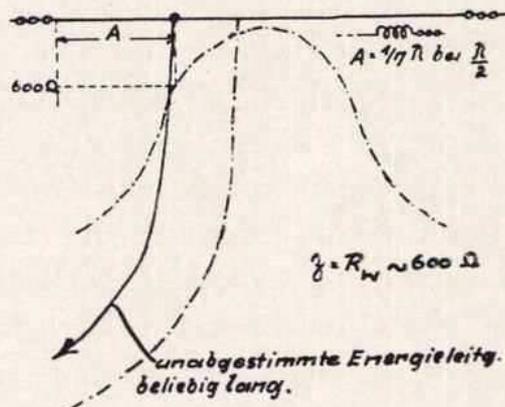


Abb. 61. Anzapfantenne mit unabgestimmter Eindrahtspeiseleitung

Abb. 61 gibt die Antenne mit Eindrahtspeiseleitung wieder. Beim Aufbau der Anordnung ist das Auffinden des richtigen Anzapfpunktes mitbestimmend für gute Wirkungsweise. Wenn der Eindrahtenergieleitung ein Wellenwiderstand von 600Ω zugrunde gelegt wird, so ist der Anzapfpunkt bei einem $\frac{1}{2} \lambda$ -Strahler $\sim \frac{1}{7} \lambda$ vom Ende des Strahlers entfernt. Da der Wellenwiderstand einer Leitung nicht von der Länge derselben, sondern in der Hauptsache von ihrem Durchmesser abhängt, kann die Eindrahtenergieleitung beliebig lang sein. Sie soll zweckmäßig jedoch wenigstens $\frac{1}{3} \lambda$ lang sein. Der Nachteil, diese Eindrahtzapfantenne mit unabgestimmter Energieleitung nur für ein Band benutzen zu können, wird durch eine Kompromißlösung beseitigt.

Ein 41 m langer Strahler, an den in einer Entfernung von 13,8 m von einem Ende eine 20 bis 40 m lange Eindrahtenergieleitung (je nach örtlichen Verhältnissen) angeschlossen ist, arbeitet noch mit recht gutem Wirkungsgrad auf allen in Deutschland freigegebenen Bändern.

wie die in Abb. 61 wiedergegebene ist, nur daß hierbei zwei Punkte gleichen Aufnahmewiderstandes für die Energieleitung gefunden werden müssen. Wird der beliebig langen Paralleldrahtenergieleitung auch hier wieder zweckmäßig ein Wellenwiderstand von 600Ω zugrunde gelegt, so liegen die Anzapfpunkte bei einem $\frac{1}{2} \lambda$ -Strahler etwa $\frac{1}{7} \lambda$ von den Strahlerenden entfernt. Für einen Wellenwiderstand von 600Ω einer unabgestimmten Zweidrahtspeiseleitung gilt für die Größenbestimmung des Abstandes D der beiden Speiseleitungsdrähte und deren Durchmesser d die Nahrungsformel: $D = 75 \cdot d$; z. B. $d = 2 \text{ mm}$, $D = 15 \text{ cm}$. Die in Abb. 62 gestrichelt eingezeichnete Linien geben auf der Widerstandskurve für den Anzapfpunkt den 600Ω Wert an. Auf der unabgestimmten Energieleitung bilden sich auch hier wieder fortschreitende Wellen aus. Die Länge der Energieleitung ist auch praktisch unbegrenzt, und dies macht diese Anordnung für Sonderfälle wertvoll. Kritisch beim Aufbau ist die Länge des V-Stückes.

$V_{\text{meter}} = \frac{45}{F_{\text{MHz}}}$. Das V-Stück soll nach Möglichkeit senkrecht vom Strahler abgeführt werden. Trotz sehr guten Wirkungsgrades beim genauen Anpassen des Wellenwiderstandes der Energieleitung an den Aufnahmewiderstand der Antenne ist die Y-Antenne eine Einbandantenne, und das ist ein Nachteil; obgleich der Vorteil der beliebig langen Energieleitung gegenüber anderen Lechersystemen nicht zu verkennen ist. Die schon mehrfach erwähnte $\lambda/3$ -Kompromißlösung ergibt aber auch hier noch leidliche Resultate.

c) Antenne mit verdrehter Speiseleitung

Der Wellenwiderstand einer Zweidrahtenergieleitung fällt bekanntlich mit größer werdendem Drahtdurchmesser und kleiner werdendem Drahtabstand. Wenn man im Grenzfall die beiden Drähte einer Speiseleitung miteinander isoliert verdreht und dann den Wellenwiderstand bestimmt, so wird man feststellen, daß dieser auf $75\text{--}100 \Omega$ gesunken ist. Würde man also das Ende einer derartigen verdrehten Speiseleitung (Gummiaderlitze) mit einem etwa 75Ω großen Widerstand belasten und eine derartige Speiseleitung an einen Sender koppeln, so würden auf dieser verdrehten Doppelleitung fortschreitende Wellen auftreten, d. h. Strom und Spannung sind längs der Leitung konstant. Wenn man nun die Impedanzkurve einer $\frac{1}{2} \lambda$ -Antenne be-

trachtet, so kann man feststellen, daß in der Mitte eines $\lambda/2$ -Strahlers der Impedanzwert auch gleich etwa 75Ω groß ist (Strombauch). Diese Tatsache führte zu einer Antennenanordnung, wie sie Abb. 63 zeigt, zur „Antenne mit verdrehter Speiseleitung“.

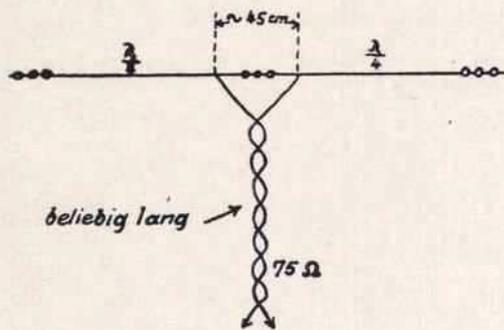


Abb. 63. Antenne mit verdrehter Speiseleitung (Anpaßantenne)

Eine verdrehte Doppelgummiaderlitze beliebiger Länge wird an die Mitte eines $1/2 \lambda$ -Strahlers angeschlossen. Die Praxis hat gezeigt, daß die Anschlußpunkte möglichst 45 cm, wie in Abb. 63, auseinanderliegen müssen, um den günstigsten Wirkungsgrad zu erzielen. Auch hierbei ist es zweckmäßig, das antennenseitige Ende der Energieleitung in V-Form zu spreizen, wobei

das gebildete Dreieck etwa gleichseitig von der Seitenlänge 45 cm sein soll. Der Vollständigkeit halber sei noch erwähnt, daß der Wellenwiderstand auch von dem zwischen den beiden Energieleitungsdrähten befindlichen Isolierstoff abhängig ist. Die dielektrischen Verluste einer verdrehten Speiseleitung können kleingehalten werden, da die Spannung zwischen den beiden Energieleitungsdrähten klein ist. Fabrikmäßig in Amerika hergestellte Zweidrahtspeiseleitungen mit gutem Dielektrikum und einem Wellenwiderstand von 80Ω können Energien bis zu 1 kW zur Antenne befördern. Für den Amateurgebrauch genügt gewöhnliche gummiisolierte Lampenkordellitze. Der Vorteil dieser Speiseleitung gegenüber der anderen ist der, daß die Speiseleitung direkt durch Mauern und an Wänden entlang gezogen werden kann, ohne daß merkliche Beeinträchtigungen der Wirkungsweise der Speiseleitung auftreten. Dies liegt nicht zuletzt an dem Verdrehtsein der Leitung.

Versuche, die mit verdrehten Speiseleitungen aus Doppelgummiaderlitze auf UKW. durchgeführt wurden, ergaben größere Verluste als ein Lechersystem. Zu dieser Anordnung ist also mit Vorteil für die längeren Wellenbänder zu raten. Zwei senkrecht zueinander in der Horizontale angeordnete derartige Antennen mit verdrehten Speiseleitungen werden ein Senden nach jeder Richtung hin ermöglichen. Der Nachteil dieser Anordnung ist wieder das Gebundensein an ein Frequenzband.

Auch hierbei läßt sich unter Inkaufnahme größerer Verluste in der Energieleitung eine Kompromißlösung finden, so daß die Anordnung auf mehreren Bändern zu benutzen ist. Derartige Antennenanordnungen sind dann hervorragend für Empfangszwecke geeignet.

Für eine derartige Kompromißanordnung ist an die Mitte eines 31 m langen Strahlers die verdrehte 75ohmige Energieleitung anzuschließen. Die Seiten des am Anschlußpunkt gebildeten Dreiecks sind hier jedoch 60 cm groß zu machen. Selbstverständlich läßt sich auch ein in Harmonischen erregter Strahler in jedem Strombauch den örtlichen Verhältnissen entsprechend durch eine verdrehte Energieleitung speisen. Um bei allen diesen Anordnungen jedoch mit einem Minimum an Verlusten in der Speiseleitung auszukommen, wird empfohlen, die verdrehte Speiseleitung nicht über das etwa $1\frac{1}{2}$ fache der Betriebswellenlänge lang zu machen. D. h.

Band	Länge der Speiseleitung max.
80 m	nicht länger als etwa 100 m
40 m	„ „ „ „ 55 m
20 m	„ „ „ „ 30 m
10 m	„ „ „ „ 20 m
5 m	„ „ „ „ 10 m

d) Die Kondensator-Anpaßantenne

Die Kondensator-Anpaßantenne ist in ihrem Grundprinzip eine Anzapfantenne mit Zweidrahtspeiseleitung, wie sie unter b) beschrieben

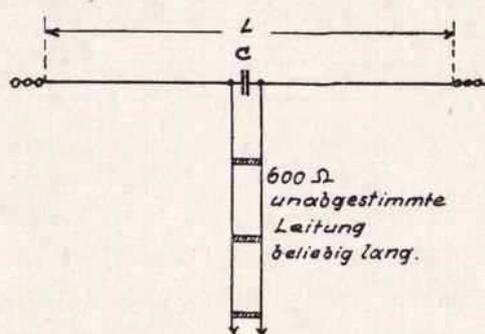


Abb. 64. C-Anpaßantenne
C und L siehe Tabelle

wurde und wie sie in Abb. 62 bereits wiedergegeben ist. Die Abb. 64 zeigt die Kondensator-Anpaßantenne (C-Anpaßantenne), wie sie praktisch aufgebaut wird. Eine beliebig lange unabgestimmte Energieleitung mit einem Wellenwiderstand von 600Ω ist direkt an die Mitte eines etwas über $\frac{1}{2} \lambda$ langen Strahlers geführt.

Zwischen den Anschlußpunkten der Energieleitung an den Strahler befindet sich ein Kondensator C. Während bei der „Y“-Antenne nun das antennenseitige Ende der un-

abgestimmten Energieleitung gespreizt werden mußte, um auf der Antenne Anzapfpunkte zu finden, in denen der Antennenaufnahmewiderstand gleich 600Ω war, also dem Wellenwiderstand von 600Ω der beliebig langen Energieleitung gleich war, werden durch Einschalten eines Kondensators C diese Anzapfpunkte elektrisch bis auf den Abstand der beiden Energieleitungsdrähte zusammengerückt. Das heißt, daß die Impedanz über dem Kondensator gleich der der Energieleitung sein muß, um mit beliebig langer Energieleitung arbeiten zu können. Der bei der C-Anpaßantenne um etwa 25% längere Strahler wird elektrisch durch den Kondensator C verkürzt, so daß er wie ein $\frac{1}{2} \lambda$ -Strahler durch C mit der Betriebswellenlänge in Resonanz steht. Das elektrische Verkürzen der eigentlichen Länge des Strahlers durch C auf $\frac{1}{2} \lambda$ elektrischer Länge bringt außerdem eine Steigerung des Strahlungswiderstandes und dadurch eine Verbesserung der Abstrahlung in der Hauptabstrahlrichtung (siehe Abschnitt IV Richtwirkungen) mit sich.

Tabelle für C-Anpaßantenne

Band λ	Länge L m	Kondensator C cm
80	48–52	800
40	24–26	400
20	12–13	200
10	6–6,5	100
5	3–3,25	50

Die Tabelle gibt für die gebräuchlichsten Amateurbänder die Länge des Strahlers L in Meter und die Größe des Kondensators C in cm an. Wenn die Größenanordnung der Antenne einer Frequenz in der Mitte des Betriebsbandes entspricht, kann auch auf allen anderen Frequenzen des Bandes verlustarm gearbeitet werden. Es sind daher die Mittelwerte der in der Tabelle für L angegebenen Meterzahlen zu wählen. Die für L angegebenen Meterwerte gelten für den Anfang und das Ende des jeweiligen Bandes.

Trotz des einfachen Aufbaus dieser Kondensator-Anpaßantenne und des Vorteils der unabgestimmten beliebig langen 600Ω -Energieleitung ist der Nachteil, daß diese Anordnung eine ausgesprochene Einbandantenne darstellt, nicht zu verkennen.

e) Die Reusenantenne mit Ein- oder Zweidrahtspeisung

Bei den Versuchen, die von den Verfassern vor Inangriffnahme dieses Antennenhandbuches durchgeführt wurden, wurde eine weitere Antennenanordnung für Kurzwellen entwickelt und erprobt, die Abb. 65 wiedergibt. Die Tatsache, daß die Impedanzwerte an den Enden eines $\frac{1}{2}\lambda$ -Strahlers mit größer werdendem Durchmesser sinken (s. Kap. 5), dagegen mit kleiner werdendem Durchmesser steigen, führten zu der Reusenantenne mit unabgestimmter, beliebig langer Eindrahtenergieleitung. Die Anordnung stellt eine Anpaßantenne dar. Der Wert der Antennenimpedanz am Ende des $\lambda/2$ -Reusenstrahlers von etwa $1000\ \Omega$

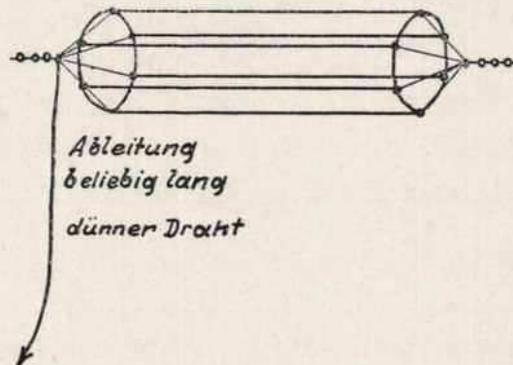


Abb. 65. Reusen-Anpaßantenne

entspricht dem Wellenwiderstand der dünnen Eindrahtenergieleitung, auf der sich fortschreitende, kaum strahlende Wellen ausbilden. Da der Hochfrequenzwiderstand R_{HF} im Verhältnis zu einem gewöhnlichen Dipol klein ist, sind die Verluste des Reusenstrahlers gering. Eine Gegentaktspeisung der Reusenantenne ist beim Anschluß einer zweiten Eindrahtenergieleitung am anderen Ende der Reuse ohne weiteres möglich. Bekanntlich kann der Wellenwiderstand durch Verkleinern des Drahtdurchmessers und Vergrößern des Drahtabstandes bei einer Zweidrahtspeiseleitung erhöht werden.

10. Kapitel

Antennen mit angezapften Energieleitungen

a) Berücksichtigung der Forderung: Aufnahmewiderstand = Wellenwiderstand

Unter der Berücksichtigung der Forderung, daß der Aufnahmewiderstand eines Strahlers im Anschlußpunkt einer nichtstrahlenden Speise-

leitung immer dem Wellenwiderstand dieser angeschlossenen Energieleitung entsprechen muß, lassen sich Speisungskombinationen selbst zwischen abgestimmten und unabgestimmten Energieleitungen vornehmen. Eine Nutzanwendung solcher Ueberlegungen ist in Abb. 66 zu sehen.

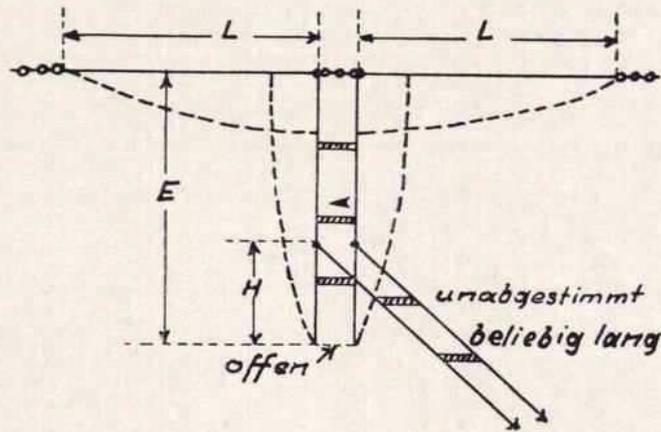


Abb. 66. Dipolantenne mit angezapfter Speiseleitung
 L u. $E = \lambda/4$ oder ungerades Vielfaches davon
 $H =$ experimentell zu ermitteln (etwa $\lambda/7$)

b) Antenne mit symmetrisch zugeführtem angezapftem Lechersystem

Auf diesem Lechersystem ist in zwei Anzapfpunkten, in denen der Aufnahmewiderstand gleich 600Ω ist, eine unabgestimmte, beliebig lange Zweidrahtspeiseleitung mit einem Wellenwiderstand von 600Ω angeschlossen. Die Höhe H der Anzapfpunkte vom frei und offen herabhängenden Ende des $\lambda/4$ -Lechersystems beträgt $\sim 1/7 \lambda$. Das abgestimmte Lechersystem kann auch ein ungerades Vielfaches von $1/4 \lambda$ lang sein. Der Anschlußpunkt der unabgestimmten Energieleitung liegt dann um etwa $1/7 \lambda$ von jedem auftretenden Stromknoten auf dem Lechersystem versetzt. Zu beachten ist, daß das freie Ende des Lechersystems bei Längen von $1/4 \lambda$ oder ungeraden Vielfachen davon unten offen sein muß. Verwendet man ein Lechersystem, das $1/2 \lambda$ oder ein Vielfaches davon lang ist, dann muß das freie herabhängende Ende unten geschlossen sein, damit sich dann unten ein Strombauch bilden kann.

Diese Antennenanordnung arbeitet ebensogut wie eine abgestimmte Zeppelin-Antenne, wenn der genaue Anzapfpunkt für die unabgestimmte, beliebig lange Energieleitung auf dem Lechersystem gefunden worden ist. Diese Dipolantenne mit angezapftem Lechersystem

wird für den Amateur in Frage kommen, der von seinem Sender einen ungünstigen langen Weg durch Korridor, Zimmer oder dergleichen wählen muß, um ins Freie zu kommen.

c) Anzapf-Zeppelin-Antenne

Die Abb. 67 zeigt eine weitere Form einer Anzapfantenne. Hier handelt es sich um eine gewöhnliche Zeppelin-Antenne (unsymmetrischer Zepp), deren Lechersystem von einer unabgestimmten, beliebig langen

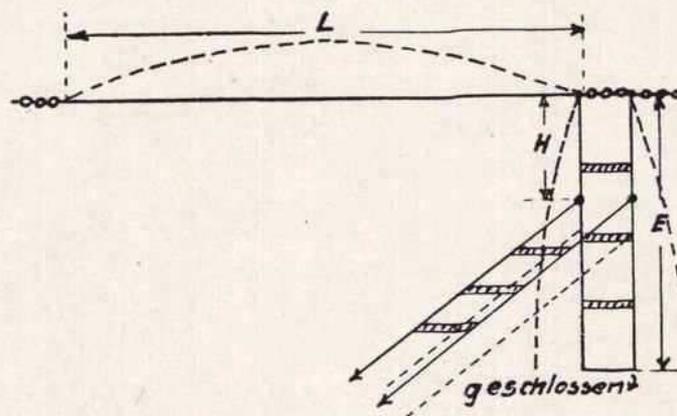


Abb. 67. Zeppelin-Antenne mit angezapfter Speiseleitung
 $L = \lambda/2$ oder Vielfaches
 $E = \lambda/4$ oder ungerades Vielfaches
 $H =$ experimentell zu ermitteln (etwa $\lambda/7$)

Energieleitung angezapft ist. Wenn das Lechersystem hierbei $\lambda/4$ oder ein ungerades Vielfaches lang gemacht wird, muß es am freien Ende geschlossen sein. Die Anzapfpunkte für die unabgestimmte, beliebig lange Energieleitung liegen wieder beiderseitig um etwa $\lambda/7$ von jedem Stromknoten entfernt. Die genauen Punkte sind vorteilhaft experimentell zu ermitteln (siehe Kap. 5). Wird das Lechersystem $\lambda/2$ oder ein Vielfaches davon lang gemacht, so muß es bei dieser unsymmetrischen Zeppelin-Antenne mit angezapftem Lechersystem unten offen bleiben (Stromknoten).

d) Die „Q“-Antenne

In der Abb. 68 ist eine $\lambda/2$ -Anpaßantenne dargestellt, die „Q“-Antenne. Bekanntlich konnte ein $\lambda/2$ -Strahler durch eine unabgestimmte

Energieleitung nur dann in der Mitte gespeist werden, wenn der Wellenwiderstand der Energieleitung gleich der Antennenimpedanz von etwa 75Ω war. Um jedoch zu einem derart kleinen Widerstand zu kommen, mußte der Abstand der Energieleitungsdrähte stark verkleinert werden. Es entstand die in Abb. 63 dargestellte, bereits vorher behandelte An-

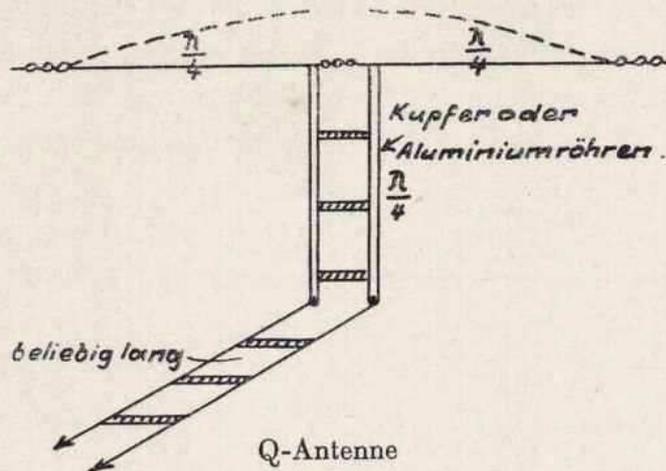


Abb. 68. Spezialfall von Abb. 44

tenne mit verdrehter Speiseleitung (Doppelgummiaderlitze). Diese Antenne ist hauptsächlich für Empfangszwecke geeignet. Schon beim 20-m-Band treten wegen des Fehlens geeigneten Materials merkliche dielektrische Verluste auf. Die „Q“-Antenne ist nun eine in der Mitte gespeiste Dipolantenne, deren Verluste für hohe Frequenzen (speziell 20-m-Band) viel geringer sind als bei der Dipolantenne mit verdrehter Speiseleitung. Eine beliebig lange, unabgestimmte Energieleitung mit einem Wellenwiderstand von 600Ω wird an das Ende eines $\lambda/4$ -Röhrensystems angeschlossen, dessen Wellenwiderstand etwa 200Ω beträgt. Das Röhrensystem wird beiderseitig eines Antennenisolators an die $\lambda/4$ langen Dipolhälften angeschlossen. Der Wellenwiderstand von 200Ω dieser Anpaßröhren (Kupfer oder Aluminium) ist das ungefähre geometrische Mittel des Wellenwiderstandes der 600Ω unabgestimmten Energieleitung und des 75Ω betragenden Wirkwiderstandes im Anschlußpunkt. Auf der unabgestimmten Energieleitung als auch auf den Anpaßröhren treten fortschreitende Wellen auf. Für einen Impedanzwert von 300Ω der $\lambda/4$ -Anpaßröhren müssen diese (wenn aus Kupfer) einen Durchmesser von 5 mm und einen Abstand von 3,8 cm haben; für einen Impedanzwert von 200Ω der Anpaßröhren kommt

man mit 5-mm-Kupferrohr nicht mehr aus. Zweckmäßig nimmt man 12-mm-Kupferrohr und wählt den Abstand der Röhren 3,5 cm.

Die letzten drei behandelten Antennenanordnungen (Abb. 66, 67, 68) sind ausgesprochene Einbandantennen. Um eine derartige Antenne auf mehreren Bändern benutzen zu können, muß eine Kompromißlösung gefunden werden. Soll also die „Q“-Antenne auf mehreren Bändern gleich gut arbeiten, so muß der Wellenwiderstand der Anpaßröhren 300Ω groß gemacht werden. Diese 300Ω sind das Mittel zwischen 600Ω Wellenwiderstand der Energieleitung zu 75Ω Antennenimpedanz (Strombauch) und 600Ω Wellenwiderstand der Energieleitung zu 1200Ω Antennenimpedanz (Stromknoten). Wenn eine $\lambda/2$ -Antenne in der nächsten Harmonischen erregt wird, ist der Impedanzwert in der Mitte der Antenne für die Harmonische bekanntlich $\sim 1200 \Omega$, für die Grundwelle dagegen 75Ω . Auch die Strahlerlänge und Röhrenlänge ist für eine derartige Allbandantenne gegenüber der Einbandanordnung eine Kompromißlösung. Der Strahler wird für den Betrieb auf dem 80-, 40- und 20-m-Band vorteilhaft 31 m, die Länge des Röhrensystems 26 m und für den Betrieb auf dem 40-, 20- und 10-m-Band wird der Strahler 20,5 m, die Länge des Röhrensystems 20 m lang gemacht. Man erreicht dadurch auf allen angegebenen Bändern ein Minimum an stehenden Wellen.

Derartige Allbandantennen sind, wie bereits erwähnt, mehr oder weniger ausgesprochene Kompromisse. Daß bei derartigen Kompromißlösungen für Allbandsendeantennen merkliche Verluste auftreten, kann sich jeder K.-W.-Amateur selbst denken. Immerhin sei hervorgehoben, daß die Verluste derartiger Allbandsendeantennen wesentlich geringer sind als bei einfachen Linearantennen (Antennen mit strahlender Zuleitung), geschweige bei unabgestimmten Antennen. Am verlustfreiesten wird man jedenfalls mit einer eigens für das Betriebsband abgestimmten, indirekt gespeisten Antenne arbeiten. Die Erkenntnis dieser Tatsache sollte der Amateur, der mit kleiner Energie arbeitet, sich zu eigen machen.

11. Kapitel

Empfangsantennen

Eine moderne Kurzwellenempfangsantenne muß drei Forderungen erfüllen:

1. Sie muß dem Empfänger eine möglichst große Hochfrequenzwechselfspannung zuführen,
2. sie darf nicht störanfällig sein und
3. ihr Aufbau muß einfach und billig sein.

Eine große Hochfrequenzwechselfspannung gibt die Antenne dann an den Empfänger, wenn sie auf die Empfangsfrequenz abgestimmt ist. Die beste Abstimmung ist immer in bezug auf die Größe der Leistungsabgabe das Abstimmen der Antennenlänge auf die zu empfangende Wellenlänge oder einer Harmonischen; geringere Leistung ergibt ein Abstimmen mittels eingeschalteter Drehkondensatoren oder Verlängerungsspulen. Da wir es hier mit Kurzwellen zu tun haben, ist die erste und beste Art der Abstimmung leicht zu erfüllen. Man baut eine Dipolantenne, deren gute Eigenschaften genügend bekannt sein dürften. So einfach eine Dipolantenne für Empfangszwecke zu bauen ist, so bleibt immerhin die Frage der Zuleitung noch zu lösen. Diese Zuleitung darf unter keinen Umständen Hochfrequenzenergie aus dem Raume aufnehmen. Derartige Zuleitungen stellen die bereits seit einigen Jahren verwendeten abgeschirmten Antennenkabel dar. Für Kurzwellen bedeutet eine abgeschirmte Zuleitung, wie sie für Rundfunkantennen in Anwendung ist, jedoch einen großen kapazitiven Nebenschluß. Nur ein geringer Teil der von dem Empfangsdipol abgegebenen Hochfrequenzwechselfspannung würde zum Empfänger gelangen. Deshalb bleiben für den Amateur einstweilen nur abgestimmte bzw. angeglichene Energieleitungen als beste Zuführungen zu Empfangsdipolen übrig, da in ihnen die Hochfrequenzverluste gering sind.

a) Jede Sendeantenne kann gleichzeitig Empfangsantenne sein

Man könnte nun annehmen, daß eine gewöhnliche Zeppelin-Antenne mit abgestimmtem Lechersystem auch ideal für Empfangszwecke geeignet wäre. Selbstverständlich bringt auch eine indirekt gespeiste Sendeantenne für das Betriebsband, auf das sie abgestimmt ist, dem Empfänger die größte Hochfrequenzwechselfspannung. Deshalb ist es richtig, zu sagen, daß jede abgestimmte Sendeantenne auch eine gute Empfangsantenne ist; dies jedoch nur mit der Einschränkung: für das Band, auf das die Antenne abgestimmt ist, ja, bei einem abgestimmten Lechersystem könnte man sagen: nur für die Frequenz, auf die das

Lechersystem und der Dipol abgestimmt sind. Da der Empfänger des K.-W.-Amateurs aber möglichst einfach zu bedienen sein soll und unter allen Umständen ein Abstimmen der Antenne für die jeweilige Empfangsfrequenz, um die größte HF.-Energieabgabe zu erhalten, vermieden werden muß, kann die Behauptung aufgestellt werden, daß Dipole mit abgestimmten Energieleitungen (Lechersystemen, auf denen sich stehende Wellen ausbilden) als Allbandempfangsantennen nicht geeignet sind.

Eine unabgestimmte, beliebig lange Energieleitung auf der in fortschreitenden Wellen die Antennenenergie zum Empfänger gebracht wird und die an den Dipol angepaßt ist, wird für Empfangszwecke wesentlich vorteilhafter sein, da sie auf die Empfangsfrequenz nicht abgestimmt zu werden braucht. Da jedoch nun die nichtabgestimmte,

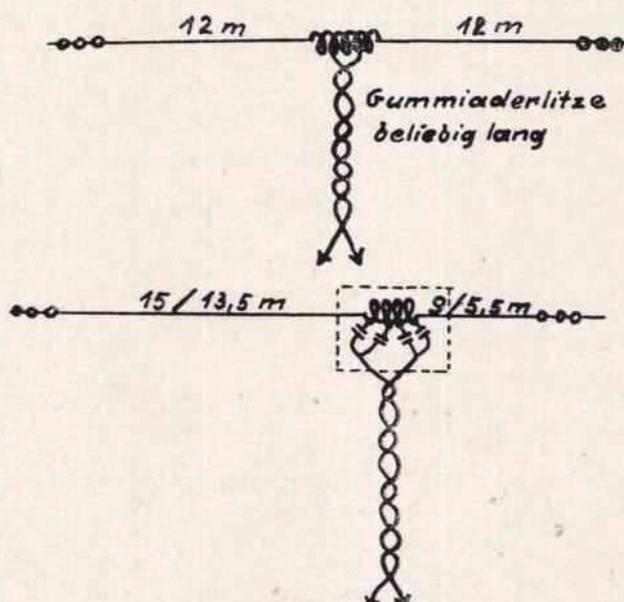


Abb. 69. Empfangsantennen mit induktiv bzw. kapazitiv angekoppelter unabgestimmter Energieleitung.

beliebig lange Energieleitung an einem Punkt mit gleicher Impedanz wie ihr Wellenwiderstand an die Antenne angeschlossen werden muß, würde ein Aufsuchen der beiden Impedanzwerte auf dem Dipol diesen wieder zu einer ausgesprochenen Einbandantenne machen. Um diesen Nachteil zu umgehen, können durch Selbstinduktion oder Kapazität Anpassformer geschaffen werden, die es erlauben, mit der vorhandenen Antennenlänge jedes Frequenzband günstig zu empfangen und die HF.-

Wechselspannung fast verlustfrei an die unabgestimmte aber durch den Anpaßformer angepaßte Energieleitung abzugeben. Diese leitet in fortschreitenden Wellen die Empfangshochfrequenzenergie zum Empfänger.

b) Einige Kombinationen von Empfangsantennen mit L-, C- und R-Kopplung

Die Abb. 69 zeigt zwei spezielle Empfangsantennen. Die obere Anordnung stellt einen symmetrischen Dipol dar, dessen Gesamtlänge 24 m beträgt. Die beliebig lange, unabgestimmte Energieleitung besteht aus verdrehter Gummiaderlitze. Der niedere Wellenwiderstand von 75—100 Ω der verdrehten Energieleitung ist durch einen Autotransformator, der in die Mitte des Dipols eingeschaltet ist, an die Antennenimpedanz angepaßt. Es bilden sich also auf der Energieleitung fortschreitende Wellen aus. Durch diese symmetrische Anordnung des Empfangsdipols sind einige Resonanzstellen merklich vorhanden. Durch

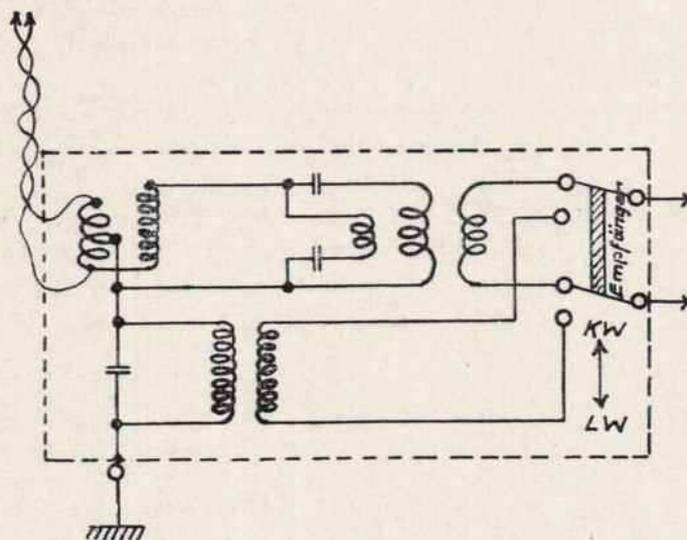


Abb. 70. Ankopplung des Empfängers an die Energieleitung

besondere Ankopplung der Energieleitung an den Empfänger können diese unangenehmen Resonanzerscheinungen ausgeglichen werden.

Durch Verwenden einer unsymmetrischen Dipolantenne für Empfangszwecke können die Resonanzerscheinungen auf allen Bändern weitestgehend ausgeschaltet werden. In Abb. 69 b ist eine derartige Anordnung gezeigt. Die beiden Teile des Dipols sind entweder 13,5 und 5,5 m oder 15 und 9 m lang zu machen. Auch hierbei erfolgt die An-

passung der Energieleitung durch einen Autotransformator. Die Kapazitäten ergeben mit dem jeweilig überbrückten Selbstinduktionsteil Schwingungskreise, die an die Empfangsbänder angepaßt sind. Auch empfängerseitig läßt sich die unabgestimmte Energieleitung zur Vermeidung von Resonanzstellen und zur maximalen Hochfrequenzenergieausnutzung durch besondere Antennenkoppler vorteilhaft an den Empfänger ankoppeln.

In Abb. 70 sieht man einen derartigen Koppler und seinen schaltungsmäßigen Aufbau. In ihm ist auch ein HF.-Former für das Rundfunkband vorgesehen. Die Primärspule des HF.-Formers liegt einseitig an der Mitte der durch die Energieleitung eingeschlossenen Windungen eines Autotransformators und anderseitig an Erde. Um nun auch mit dem letzterwähnten Kurzwellenantennensystem, Abb. 47b, aperiodisch das Rundfunkband empfangen zu können, wird, wie es die Abb. 71 zeigt, die Selbstinduktion über einen $500\ \Omega$ -Widerstand zweckmäßig geerdet.

c) V-Empfangsantenne

In Abb. 72 ist eine V-Dipolantenne für Empfangszwecke wiedergegeben. Sie besteht aus zwei 6 m langen Dipolhälften und einer verdrehten Energieleitung, welche im Gegensatz zu den in Abb. 69 und Abb. 71 beschriebenen Anordnungen zwecks Anpassung an den Dipol

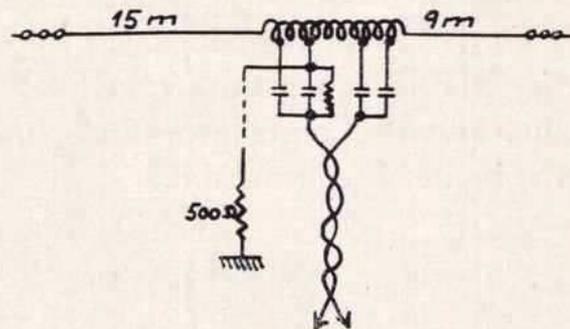


Abb. 71. Aperiodische Ankopplung der Energieleitung

anstatt eines Anpaßtransformators, dessen Selbstbau und Abstimmung Schwierigkeiten bereitet, am antennenseitigen Ende in V-Form gespreizt ist. Die Seiten des gebildeten gleichseitigen Dreiecks sind je 3 m lang. Diese Empfangsantenne ist wohl die einfachste Allbandantenne. Selbst das Rundfunkband kann sehr gut empfangen werden. Auf der

verdrillten Energieleitung (Gummiaderlitze) bilden sich pseudostehende Wellen aus. Das V-Stück, welches am antennenseitigen Ende der Energieleitung gebildet wird, ist gleichzeitig das widerstandsmäßige Anpaßglied zwischen Energieleitung und den Dipolanschlußpunkten. Die

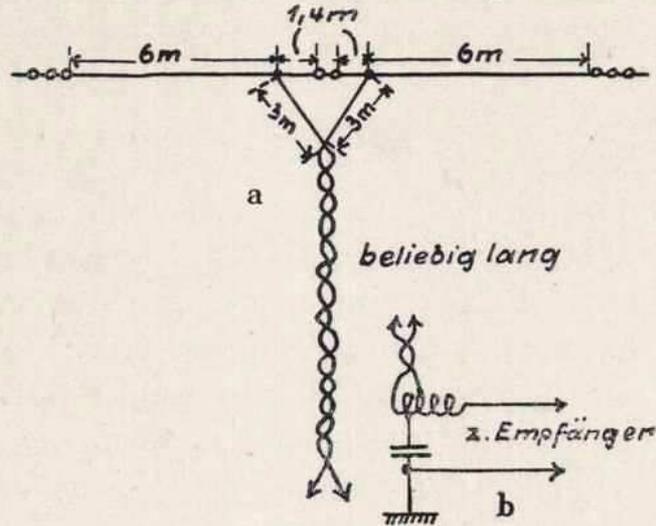
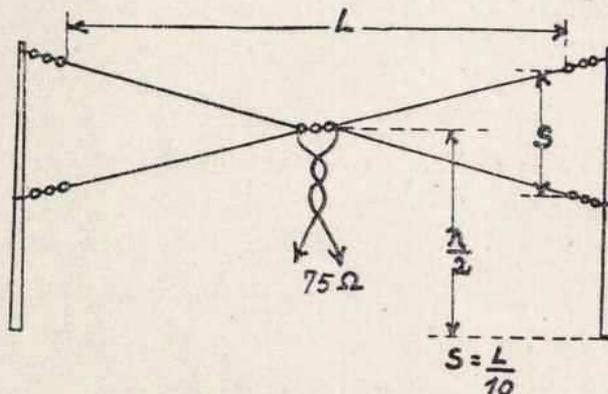


Abb. 72. V-Dipol-Empfangsantenne

Energieleitung ist nämlich in dieser Anordnung an Punkte größerer Impedanzwerte angeschlossen als die Eigenimpedanz. Zur Ankopplung der verdrillten Energieleitung an den Empfänger wird zweckmäßig wieder ein Autotransformator in einfachster Form, wie in Abb. 72 b gezeigt, verwendet. Durch diesen wird gleichzeitig die Energieleitung widerstandsmäßig an den Empfängereingang angepaßt, außerdem ermöglichen derartige HF.-Eingangstransformatoren, wie z. B. der in Abb. 70 dargestellte, bessere Empfangsresultate, und sie bestreichen aperiodisch ein sehr breites Frequenzband.



Band	L_m
80	32
40	16
20	8
10	4

Abb. 73. Doppel-V-Empfangsantenne

Durch Vergrößern der Antennenkapazität kann die Länge der Antenne in Metern kürzer gemacht werden. Auf dieser Tatsache fußend, entstand die in Abb. 73 dargestellte Doppel-V-Empfangsantenne. In der Tabelle Abb. 73 ist für das entsprechende Empfangsband die Länge der Gesamtanordnung in Metern zu ersehen. Diese Zahlen gelten für eine effektive Antennenhöhe von $\frac{1}{2} \lambda$. Die Doppel-V-Antenne stellt eine Dipolantenne dar, deren Dipolhälften zur Vergrößerung der Antennenkapazität gespreizt sind. Die Spreizung kann nach Belieben in der Horizontalen oder Vertikalen erfolgen. Die Länge der Spreizung S ist etwa gleich $\frac{1}{10}$ der Gesamtdipollänge. An die Mitte dieser Doppel-V-Antenne ist hier wieder eine 75—100ohmige verdrehte, beliebig lange Energieleitung angeschlossen. Der Wellenwiderstand der Energieleitung entspricht der Impedanz des Doppel-V-Dipols in der Mitte. Der Vorteil dieser Anordnung ist die verhältnismäßig kleine Gesamtlänge. Ein Nachteil dieser Antenne ist, daß sie leider nur eine Einbandantenne ist.

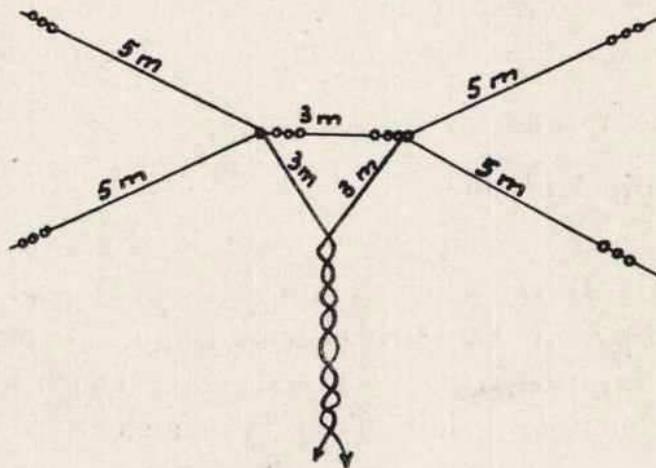


Abb. 74. Dreifach-V-Empfangsantenne

Dieser Nachteil kann jedoch dadurch beseitigt werden, daß man das antennenseitige Ende der Energieleitung wie bei der V-Dipolantenne, Abb. 72, spreizt. Es ergibt sich dann eine Empfangsantennenanordnung nach Abb. 74. Im Gegensatz zur Gesamtlänge des Dipols nach Abb. 72 von 15 m ist bei Spreizung der beiden Dipoläste die Gesamtlänge nach Abb. 74 nur etwa 12 m. Auch bei der Dreifach-V-Antenne kann die Spreizung horizontal als auch vertikal erfolgen. Die Seiten des gleichseitigen in der Mitte durch die Spreizung der verdrehten Energieleitung

gebildeten Dreiecks sind auch hier je 3 m lang zu machen, die Länge der gespreizten Dipolhälften dagegen 5 m. Diese Verkürzung (durch Spreizung der Dipolhälften) der Gesamtantenne kann für denjenigen Amateur vorteilhaft sein, der örtlich über sehr beschränkte Antennenaufbaumöglichkeiten verfügt. Um mit dieser Dreifach-V-Antenne auf allen Bändern in Resonanz zu sein, ist auch hier, wie bei allen Allbandempfangsantennen, der Anschluß der verdrehten Energieleitung über einen Anpaßtransformatorsatz an den Empfänger sehr ratsam. Beachtet man noch einmal den Anpaßtransformatorsatz, Abb. 70, so sieht man, daß dieser sich in drei miteinander in Verbindung stehende Transformatorenteile unterteilt. Der eine Teil bedeckt z. B. aperiodisch den Bereich des 80-m-Bandes, der zweite Teil den des 40-m-Bandes und der dritte Teil den des 20-m-Bandes, oder wie hier, den des Rundfunkbandes. Wird nun beispielsweise das 40-m-Band empfangen, so paßt der 40-m-Bandteil des Anpaßtransformators die Antennenanordnung an den Empfänger an. Die angeschlossenen beiden (oder mehrere) anderen Anpaßtransformorenteile bringen vernachlässigbare Verluste, da sie nicht in ungefährer Resonanz mit dem empfangenen 40-m-Band sind, und so fort.

d) Die Doppel-Dipolantenne

Eine weitere, sehr zu empfehlende Allbandempfangsantenne ist in Abb. 75 dargestellt. Diese mehrfach fälschlich mit Doppel-T bezeichnete Empfangsantenne ist in Wirklichkeit eine Doppel-Dipolantenne. Zwei Dipole von verschiedener Länge — und damit also auch von verschiedenen Resonanzbereichen — sind an ein und dieselbe verdrehte Energie-

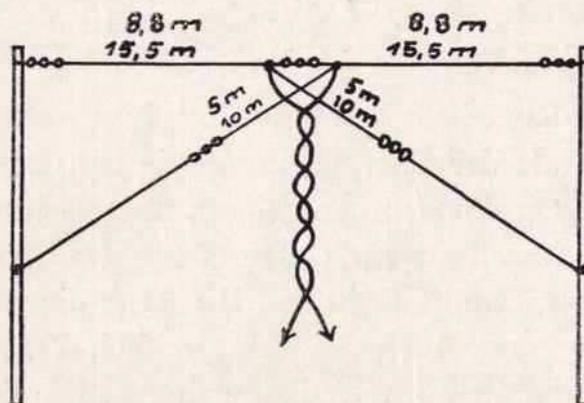


Abb. 75. Doppel-Dipolantenne