

DASD KURZWELLEN-ANTENNEN

WEIDMANNSCHE VERLAGSBUCHHANDLUNG · BERLIN

H. Kassenbrock

H. Kassenbrock
Oesede bei Osnabrück
Karelinenhöhe 3

**shortwave station
de 8087**

DASD-Buchreihe

Band 2

Kurzwellen-Antennen



**Weidmannsche Verlagsbuchhandlung
Berlin**

DASD

Kurzwellen-Antennen

**Sende- und Empfangs-Antennen
in Theorie und Praxis**

Herausgegeben vom
Deutschen Amateur-Sende- und Empfangsdienst e. V.

Verfasser:

REINHOLD KOLLAK

Technischer Inspektor
beim Stab der Lehrgänge der Heeresnachrichtenschule
Halle/Saale

und

HEINZ WEHDE

Berlin



Weidmannsche Verlagsbuchhandlung
Berlin 1938

Druck: Deutsches Druck- und Verlagshaus Alfred Krug, Mannheim
Copyright 1938 by Weidmannsche Verlagsbuchhandlung, Berlin

H. Kassenbrock
Oesede bei Osnabrück
Karolinenhöhe 3

shortwave station
de 8087

Vorwort

Der Plan zu dem vorliegenden Buch entsprang dem Wunsche vieler Amateure und interessierten Fachleute oder Techniker nach einer zusammenfassenden Darstellung des interessanten Gebietes der Kurzwellenantennen. Zweck des Buches ist es nun, eine Einführung in die Theorie und Praxis des umfangreichen Antennengebietes zu geben. Die Verfasser haben dabei den in der Literatur des Kurzwellenamateurs neuerdings immer mehr bevorzugten Weg beschritten, weniger Baubeschreibungen, Abstimmungs- und Bedienungsvorschriften zu geben, sondern mehr die Grundlagen der Antennentechnik zu vermitteln, wodurch die Möglichkeit gegeben ist, Antennen mit geforderten Eigenschaften auch selbst nach eigenen theoretischen Erwägungen zu konstruieren. Da der Stoff dieses Buches wohl für die meisten Amateure und Techniker nicht altbekannt sein dürfte, so konnten auch keine antennentheoretischen Kenntnisse oder Erfahrungen vorausgesetzt werden. Da es auch z. Z. noch keine derart zusammenfassende Darstellung dieser Dinge für den deutschen Amateur gibt, wurde der Theorie der Antennenwiderstände, auf der sich alles aufbauen läßt, ein besonderes Kapitel gewidmet. An denjenigen, der sich nicht nur mit dem Funktionieren oder Nichtfunktionieren seiner Antenne begnügt, sondern nach dem „Warum“ fragt, werden dabei im theoretischen Teil einige mathematische Anforderungen gestellt. Dadurch, daß mathematisch-theoretische Erkenntnisse aber meist in Kurvenform dargestellt wurden, soll es auch dem weniger mathematisch Geschulten ermöglicht werden, einen Einblick in die prinzipiell gar nicht so komplizierten Vorgänge auf Antennen und Leitungen zu bekommen. Um aber auch dem Anfänger ein gewisses Verständnis zu übermitteln, war es erforderlich, nochmals an verschiedenen Stellen einige an sich nicht mehr neuen Tatsachen anzuführen. Da das Antennengebiet möglichst in seiner Gesamtheit erfaßt werden sollte, wurde auch noch die Richtwirkung

von Kurzwellenantennen und die Ausbreitung der Kurzwellen selbst mitbehandelt.

Um nun trotz der Vielseitigkeit den Preis des Buches niedrig halten zu können, mußte alles in sehr gedrängter Form behandelt werden. Die Vielzahl von Abbildungen und Kurven ist schließlich auch nicht ohne Absicht gebracht worden, sondern soll das im Text Behandelte illustrieren und dadurch lebendiger und verständlicher machen. Die kurze Behandlung der Antennenmeßtechnik ist vor allen Dingen für den messenden Amateur gedacht. Der Abschnitt „Richtwirkung und Ausbreitung“ wird hingegen wieder mehr den reinen Betriebsamateur interessieren.

In diesem Buche haben die Verfasser unter anderem einige neue Kurzwellenantennen eingeführt, die auf Brauchbarkeit erprobt wurden. Insbesondere sind dabei die vielen Variationsmöglichkeiten in Aufbau, Konstruktion und Speisung von kapazitätsbelasteten Antennen gemeint.

Das wird mit ein weiterer Grund dafür sein, daß der Interessentenkreis für dieses Buch nicht allein unter den Amateuren und Technikern zu suchen ist, sondern daß auch Hochschulen, Wehrmachtnachrichtenschulen und technische Lehranstalten, die sich mit Kurzwellentechnik beschäftigen, dem Buche ein großes Interesse entgegenbringen dürften.

Der aufmerksame Leser dieses Buches wird erkennen, daß umfangreiche Versuche, eingehendes Studium und langjährige Erfahrung der Verfasser auf dem Kurzwellengebiet notwendig waren, um das bisher in der Fachliteratur noch nicht zusammenfassend behandelte Gebiet in der vorliegenden Form veröffentlichen zu können.

Von einem Abdruck der „Vorschriften für Antennenanlagen, VDE. 0855/1936“ ist absichtlich abgesehen worden, da 1. darüber in der Literatur der Rundfunkantennen bereits viel veröffentlicht worden ist und da 2. eine Veröffentlichung der Vorschriften eine beträchtliche Verteuerung des Buches ergeben hätte. Schließlich muß von jedem, der sich mit der Kurzwellentechnik intensiver beschäftigt, die Kenntnis derartiger Dinge als bekannt vorausgesetzt werden. Aus einem ähnlichen Grunde ist auch der rein praktische Antennenaufbau in diesem Rahmen nicht berücksichtigt worden.

Abschließend möge noch bemerkt werden, daß sich die Verfasser darüber im klaren sind, daß der eine oder der andere spezielle Aus-

führungen in breiterer oder mehr elementarer Form gern gesehen hätte. Bei einer Neuauflage des Buches sollen daher begründete Wünsche und Verbesserungsvorschläge berücksichtigt werden.

Endlich danken wir Herrn Dipl.-Ing. Graff (Leiter der Technischen Abteilung des DASD) für seine wertvolle Anregung und der Weidmannschen Verlagsbuchhandlung für das wohlwollende Entgegenkommen.

Halle/Berlin, Frühjahr 1938.

R. Kollak

H. Wehde

Inhaltsverzeichnis

	Seite
Vorwort	3
I. Abschnitt: Einführung in die Wirkungsweise von Kurzwellenantennen	
1. Kapitel: Grundlagen von Antennen und deren Wirkungsweise	
a) Linearantennen — allgemein	9
b) Strahlung einer Antenne (elektrische und magnetische Wellen) . .	13
2. Kapitel: Einfache Kurzwellenantennen	
a) Marconi-Antenne	15
b) Hertz-Dipol	16
c) Strom- und Spannungsspeisung	19
d) Fuchsantenne	20
e) 53- bzw. 27-m-L-Antenne	23
II. Abschnitt: Antennentheorie und -Messung	
3. Kapitel: Strahlungswiderstand von Antennen	
a) Strahlungswiderstand von linearen Drähten	26
b) Strahlungswiderstand der Dipolreihe und Dipolgruppe	28
c) Die Wirkung einer Verkürzung und Verlängerung einer Antenne mit L und C und das Anbringen von Endkapazitäten	29
d) Die Abhängigkeit des Strahlungswiderstandes von der Höhe . . .	32
e) Abhängigkeit der Strahlungsenergie in Hauptstrahlrichtung vom Strahlungswiderstand bzw. von der Oberwelle, in der die Antenne erregt wird	33
f) Betrachtung von R_s beim geknickten Dipol	34
g) Antennenleistung und Strahlungswiderstand	35
4. Kapitel: Speiseleitungen von Antennen und Wellenwiderstand von Drähten	
a) Doppelleitungen	37
b) Konzentrische Rohrleitungen	42
c) Eindrahtleitungen	43
d) Wellenwiderstand von Antennen	45
5. Kapitel: Scheinwiderstand von Antennen	
a) Die Impedanz	46
b) Der Aufnahmewiderstand	53

6. Kapitel: Anpassung von Leitungen an Antennen		Seite
a)	Dämpfung	58
b)	Wirkungsgrad der Anpassung	60
c)	Folgerungen für die Praxis	62

7. Kapitel: Antennenmeßtechnik

a)	Leistungsmessung	65
b)	Künstliche Antennen	67
c)	Messung der Antennenwiderstände R_s , R und R_a	68
d)	Messung des Wellenwiderstandes Z	72
e)	Hochfrequenz-Strom- und Spannungsmessung	74

III. Abschnitt: Praktischer Teil

8. Kapitel: Antennen mit abgestimmten Energieleitungen

a)	Entstehung einer Zeppelin-Antenne aus einer Ganzwellenantenne (Beggerow-Antenne)	77
b)	Dipolantenne mit Speiseleitung (symmetrischer Zepp.)	79
c)	Wirkwiderstand einer Dipolantenne	80
d)	K.W.-Anzapfantenne	81

9. Kapitel: Antennen mit unabgestimmten Energieleitungen

a)	Antenne mit Eindrahtspeiseleitung	82
b)	Antenne mit Zweidrahtspeiseleitung — Y-Antenne	84
c)	Antenne mit verdrehter Speiseleitung	85
d)	Kondensator-Anpaßantenne	87
e)	Reusen-Antenne mit Ein- oder Zweidrahtspeisung	89

10. Kapitel: Antennen mit angezapften Energieleitungen

a)	Berücksichtigung der Forderung: Aufnahmewiderstand gleich Wellenwiderstand	89
b)	Antenne mit symmetrisch zugeführtem, angezapftem Lechersystem	90
c)	Anzapf-Zeppelin-Antenne	91
d)	Die Q-Antenne	91

11. Kapitel: Empfangsantennen

a)	Jede Sendeantenne kann gleichzeitig Empfangsantenne sein	94
b)	Einige Kombinationen von Empfangsantennen mit L-, C- und R-Kopplung	96
c)	V-Empfangsantenne	97
d)	Die Doppel-Dipolantenne	100
e)	Die Spinnweb-Antenne	101
f)	Die Entstörung von Antennen	102
g)	Konzentrische Energieleitungen	104

12. Kapitel: Kopplungsarten für Sendeantennen	Seite
a) Spannungs- und Stromkopplung	105
b) Möglichkeiten, Linearantennen zu speisen	107
c) Möglichkeiten, Lechersysteme zu speisen	116
d) Möglichkeiten, unabgestimmte Energieleitungen zu speisen	119
e) Statische Abschirmung bei Senderkopplungen	121
f) Die „Link“-Leitung	122

IV. Abschnitt: Richtwirkungen

13. Kapitel: Strahlungsdiagramme von Linearantennen	
a) Abhängigkeit des Strahlungsdiagramms von der Antennenlänge . . .	124
b) Abhängigkeit des Strahlungsdiagramms von der Antennenhöhe . . .	126
c) Strahlungsdiagramm von $\lambda/4$ - und längeren Vertikalantennen . . .	127

14. Kapitel: Ausbreitungserscheinungen allgemein	
a) Bodenstrahlung	129
b) Raumstrahlung	129
c) Erklärung der einzelnen Ionisationsschichten	130
d) Verlauf der Strahlen im Raume	133
e) Erklärung einer kurzen und langen Grenzwellenlänge	135
f) Die tote Zone	136
g) Strahlengang zu verschiedenen Tages- und Jahreszeiten	137
h) Schwunderscheinungen, Echos	137
i) Raumstrahlung und Witterungsverhältnisse	140

15. Kapitel: Gebräuchlichste Richtantennenanordnungen	
a) Horizontale Abstrahlung durch Hintereinanderschalten mehrerer gleichphasig erregter vertikaler $\lambda/2$ -Dipole	140
b) Verstärken der Hauptabstrahlenergie durch mehrere gleichphasig erregte, hintereinandergeschaltete horizontale $\lambda/2$ -Dipole (Dipolreihen)	141
c) Die „Bruce“-Richtantenne für UKW.	143

16. Kapitel: Einige besondere Richtantennenanordnungen	
a) V-Langdrahtantennen	144
b) Rhombus-Antennen	146
c) Langdraht-Widerstandsantenne	148
d) Goniometerantenne	149
e) Dipol-Peilantenne	149
f) Reinartz-Radantenne	151

17. Kapitel: Reflektorantennenanordnung	
a) Reflektor, bestehend aus zwei Dipolen	152
b) Praktische Ausführung durch geeignete räumliche Anordnung . . .	153
c) Dipolgruppen	155
d) Abarten der Reflektorgrundanordnung, Mehrfachreflektoren . . .	155
e) Reflektorantenne mit Richtungsweiser	158

I. Abschnitt

Einführung in die Wirkungsweise von Kurzwellen-Antennen

1. Kapitel

Grundlagen von Antennen und deren Wirkungsweise

Die einfachste Form der Kurzwellen-Antenne, die man sich wohl denken kann, ist die Linear-Antenne. Sie wird dargestellt durch einen möglichst frei und gerade verspannten Draht. Durch besondere Wahl der Länge, Richtung, Form und Speisung kann man einer Antenne beliebige Eigenschaften geben. Dabei ist nicht immer gesagt, daß raffiniert ausgeklügelte Antennengebilde Vorzüge gegenüber den einfachen Antennenformen, wie die im folgenden zu behandelnden Marconi-, Hertz-, Dipol-, Fuchs- und L-Antennen, haben.

a) Linear-Antenne allgemein

Um sich über die Form und Länge usw. zu informieren, ist es zweckmäßig, wenn man sich noch einmal kurz das prinzipielle Arbeiten einer Antenne vergegenwärtigt. Man geht dabei am besten vom geschlossenen Schwingungskreis aus. Hier liegen die Selbstinduktion L und die Kapazität C , jede in sich konzentriert, getrennt vor. Einem entstehenden elektromagnetischen Feld wirkt immer ein im selben Moment entstehendes Gegenfeld entgegen, so daß eine Wirkung nach außen in Form von Strahlung nicht festzustellen ist. Die Antenne ist nun eine besondere Form eines Schwingungskreises mit über ihre ganze Länge verteilter Selbstinduktion und Kapazität. Bei ihrer Erregung entsteht nun zwar auch ein Gegenfeld, das aber seinem Betrage nach kleiner als das entstehende Feld ist. Den Energiegehalt des nicht kompensierten Feldes

nennt man Strahlungsenergie. Die Ausbreitung des elektromagnetischen Feldes um die Antenne herum geschieht mit Lichtgeschwindigkeit, d. h. mit $v = 300000$ km pro Sekunde. Die Wellenlänge ist von der Frequenz abhängig und hängt mit der Fortpflanzungsgeschwindigkeit wie folgt zusammen:

$$f \cdot \lambda = v$$

Der in der Antenne fließende Wechselstrom ist natürlich hochfrequenter Natur. Die Strom- und Spannungsverhältnisse sind aber, wie in folgendem gezeigt werden soll, bei den üblichen Antennen nicht stationär, d. h. nicht gleichmäßig verteilt. Jeder weiß, daß in einem normalen, geschlossenen Schwingungskreis unter bestimmten Umständen, nämlich wenn Resonanz mit dem erregenden Sender ist, ein hochfrequenter Strom fließt. Wie das Experiment zeigt, ist dieser Strom, den ein an beliebigen Stellen eingeschaltetes Hitzdraht-Ampèremeter anzeigt, überall konstant. Solange nun die Antennenmaße gegenüber der Betriebswellenlänge klein sind, findet man auch hier lineare Strom- und Spannungsverteilung vor. Das Entstehen einer Antenne kann man sich ja auch so vorstellen, daß der größte Teil der Selbstinduktions-Spule des geschlossenen Schwingungskreises zu einem geraden Draht gestreckt worden ist. Um nun aber die erforderliche Kapazität beibehalten zu können, müssen an den Drahtenden Endkapazitäten, z. B. in Form von großen Metallkugeln oder Drahtnetzen usw. angebracht werden. Mit solchen Antennen wurden auch s. Z. die ersten Versuche von Hertz und Marconi unternommen. Man kann auch ohne sie auskommen, wenn die Selbstinduktion eben entsprechend vergrößert wird. Das geschieht dadurch, daß man den Draht einfach länger macht. Bei einer bestimmten Länge tritt dann die Resonanz wieder ein. In einem solchen offenen Schwingungskreis, der nur aus einem gestreckten Draht besteht, wird der größte Teil der zugeführten Energie zur Bildung elektro-magnetischer Wellen verbraucht. Man sagt auch, der Schwingungskreis strahlt. Beim geschlossenen Schwingungskreis ist das, solange wenigstens seine Abmessung gegen die Welle klein ist, nicht der Fall.

Die Folge der Abänderung des Hertzschen Strahlers mit seinen großen Endkapazitäten zu einem ausgestreckten Draht mit verteilter Kapazität und Selbstinduktion ist, daß längs der Antenne die konstante

Stromverteilung verlorengelht und daß sich an den Enden der Linear-Antenne Strom-Nullstellen bzw. Stromknoten bilden. Unter Strom versteht man ja bekanntlich Bewegung oder Transport von elektrischen Elementar-Teilchen. Diese sind aber an den Draht gebunden, so daß die Bewegung an den Enden aufhören muß. Es kann nur eine Stauung eintreten. Stauung von Elektronen ist aber gleichbedeutend mit elektrischer Spannung. Die maximale Spannung oder der Spannungsbauch ist also auf der schwingenden Antenne immer da, wo der Strom ein Minimum oder einen Knoten hat. Hat die Stauung der Elektronen an einem Ende ein Maximum erreicht, so strömen sie, wie unter der Wirkung elastischer Kräfte dem anderen Ende zu. Dieser Vorgang wiederholt sich periodisch. Die Eigenfrequenz gibt die Zahl der Pulsationen an. Die Strömung bzw. der Strom kann natürlich nur in der Mitte am größten sein. Dafür ist die Dichte der Elektronen hier am geringsten. Strombauch und Spannungsknoten fallen folglich zusammen. Tritt diese Art von Elektrizitätsbewegung in einer Antenne auf, so schwingt sie in der Grundschiwingung. Ebenso wie z. B. eine Saite in Oberschwingungen angeregt werden kann, ist das auch bei einer Antenne der Fall. Im Abschnitt „Richtwirkung“ wird sich zeigen, daß hiervon häufig Gebrauch gemacht wird.

b) Strom- und Spannungsverteilung auf einer Linear-Antenne

Wird ein Draht an einer beliebigen Stelle von einem Sender erregt, so pflanzt sich eine elektrische Welle nach beiden Seiten hin fort. Die Geschwindigkeit der Drahtwellen ist, wenn man von allen Verlusten absieht, gegeben durch die Formel $v = \frac{v_0}{\sqrt{\mu \cdot \epsilon}}$, wobei v_0 die Lichtgeschwindigkeit, μ die Permeabilität und ϵ die Dielektrizitäts-Konstante des umgebenden Mediums bedeutet. In Luft, d. h. für μ und ϵ ungefähr gleich eins, ist also die Geschwindigkeit der Drahtwelle etwa gleich der Geschwindigkeit der Raumwelle, die gleich der Lichtgeschwindigkeit ist. In Wasser, für $\mu = 1$ und $\epsilon = 81$, ist v wegen $\sqrt{\epsilon} = 9$, also neunmal kleiner. Es ist leicht einzusehen, daß sich eine Welle nur so lange ungestört fortbewegen kann, als ihr kein Hindernis in den Weg gelegt wird. In der Praxis muß der Draht aber irgendwo einmal enden. Hier wird die Welle reflektiert. Sie wandert mit derselben Intensität und Geschwindigkeit, mit der sie ankam, wieder zurück. Am anderen Ende

wird sie wieder reflektiert und so fort. Man kann sich das, wie Abb. 1 zeigt, an einem einseitig befestigten Seil, dem man mit der Hand einen Impuls gibt, sehr schön klarmachen. Die Antenne erhält nun periodisch

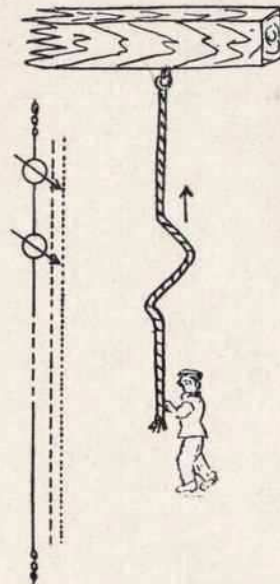


Abb. 1. Strom und Spannung bei fortschreitenden Wellen auf einer Leitung, fortschreitende Welle an einem Seil

hintereinander Impulse aufgedrückt, die sich alle mit den obengenannten Erscheinungen fortpflanzen. Die vom Speisungspunkt wegwandernden und die reflektierten Wellen überlagern sich nun. Im Resonanzfall hat das zur Folge, daß ein Maximum der fortwandernden Welle mit einem der reflektierten Welle zusammentrifft und somit ein Strom der doppelten Intensität entsteht. Der Strom besitzt dann an jedem Punkt des Drahtes eine bestimmte Amplitude. Zeichnet man diese zu einer Kurve zusammen, so entsteht ein Bild wie Abb. 2.

Die bisher gemachten Vorstellungen von der Strom- und Spannungsverteilung gelten aber nur für den idealen Fall, daß kein Widerstand und keine Dämpfung vorliegt. In Wirklichkeit ist das natürlich nie der Fall. Zur Deckung der Verluste muß darum ein Energietransport vorhanden sein. Das ist gleichbedeutend mit der Tatsache, daß Strom- und Spannungsnullstellen außer an den Leitungsenden eine physikalische Unmöglichkeit sind. Es ist vielmehr so, daß die Knotenpunkte nur Minima sind. Eine Glimmlampe, an den Spannungsknoten gehalten,

braucht also nicht unbedingt dunkel bleiben. Das Leuchten muß nur gegenüber anderen Stellen ein Minimum sein. Dasselbe gilt sinngemäß für die Stromknoten. Auch hier wird der Strom nicht ganz Null.

b) Strahlung einer Antenne (elektrische und magnetische Wellen)

Zum Verständnis des Zusammenhangs zwischen dem elektrischen und magnetischen Wechselfeld und der daraus resultierenden Strahlung einer Antenne diene Abb. 3. Hier ist der elektrische Vorgang in einem sehr kurzen Stückchen der Antenne dargestellt. Ein in diesem Leiterstück durch irgendeine Maßnahme plötzlich erzeugter Strom läßt ein magnetisches Feld entstehen. Die magnetische Kraftlinie H_1 existiert also zu einem Zeitpunkt, welcher sofort nach dem Entstehen

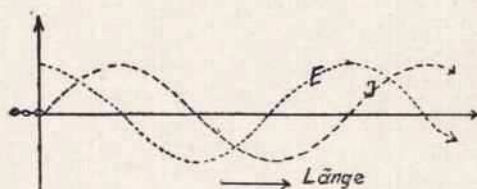


Abb. 2. Strom- und Spannungsverteilung bei Resonanz

des Stromes J erreicht ist. Das entstehende magnetische Feld ruft nun, weil es noch veränderlich ist, ein elektrisches Feld hervor. Die elektrische Kraftlinie E_1 der Abb. 3 gibt an, in welcher Weise man sich den Vorgang vorzustellen hat. Eine Kraftlinie E_1 ist aber einem in ihr laufenden Verschiebungsstrom gleichbedeutend. Dieser liefert wiederum für sich eine magnetische Kraftlinie. H_2 in Abb. 4 stellt deren Verlauf dar. Da nun die Richtung der soeben am Ort der Kraftlinie H_1 erzeugten Kraftlinie H_2 dieser entgegengesetzt ist, werden sie sich teilweise in ihrer Wirkung aufheben. Die nun entstehenden Verschiebungsströme der elektrischen Kraftlinien sind den sie erzeugenden ebenfalls entgegengesetzt.

Der Vorgang der abwechselnden Erzeugung magnetischer und elektrischer Richtlinien pflanzt sich nun von dem als Quelle dienenden Leiterstückchen mit der bereits bekannten Geschwindigkeit $v = \frac{v_0}{\sqrt{\mu \cdot \epsilon}}$ in dem den Leiter umgebenden Medium fort. Nach einer gewissen Zeit t nach dem plötzlichen Entstehen des Stromes hat man auf einer Kugel-

schale mit dem Radius $v \cdot t$ ganz bestimmte Feldstärkenwerte. Im Innern der Kugel ist das elektrische Feld konstant geworden, entsprechend dem nunmehr konstanten Strom im Leiter. Im allgemeinen ist nun dieses statische Feld an den weit entfernten Stellen viel kleiner als die Feldstärkenwerte, die dort beim Eintreffen des Impulses vorherrschen. Die abgestrahlte Energie ist nämlich weniger dem Strom selbst, sondern vielmehr seiner Aenderungsgeschwindigkeit proportional, d. h. die Strahlung nimmt mit wachsender Frequenz zu. Außerdem nimmt

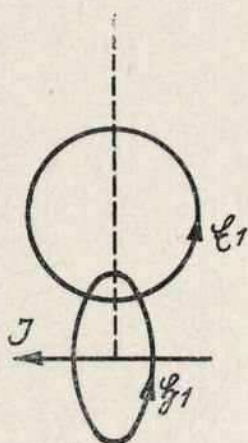


Abb. 3
Zusammenhang zwischen elektrischem
und magnetischem Wechselfeld

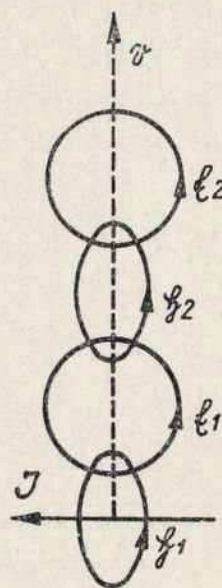


Abb. 4
Aufbau des elektromagnetischen
Wechselfeldes

der Betrag der abgestrahlten Energie nur umgekehrt proportional der Entfernung ab, während die magnetische Feldstärke des statischen Feldes umgekehrt proportional dem Quadrat der Entfernung und die elektrische Feldstärke sogar umgekehrt proportional der dritten Potenz der Entfernung abnimmt.

Der Nachweis der magnetischen Komponente wird mit der Rahmenantenne geführt. Soll in einem abgestimmten Rahmen maximale Spannung induziert werden, so müssen die magnetischen Kraftlinien die Rahmenebene senkrecht durchsetzen. Trotzdem ist es nicht erforderlich, daß sie auf den Sender hinzeigt. Aus der räumlichen Stellung der Windungsebene — sie kann beispielsweise irgendwie geneigt sein —

lassen sich für den Fall maximaler Induktion Rückschlüsse auf die Polarisation des magnetischen Feldes ziehen. Bei Kurzwellen, insbesondere bei mehrfach reflektierten Raumwellen, werden die Polarisationsverhältnisse sehr kompliziert.

Die elektrische Komponente des Senderfeldes wird mit Hilfe eines Dipols nachgewiesen. Unter normalen Bedingungen muß seine Längsachse parallel zur Sendeantenne sein, damit in ihm der Hochfrequenzstrom am stärksten wird. Meistens, besonders bei der Raumwelle, tritt dagegen Drehung der Polarisation ein, und der Dipol muß eine andere Stellung einnehmen. In der Kurzwellentechnik spielt die magnetische Welle im Verhältnis zur elektrischen Welle eine untergeordnete Rolle. Abb. 5 stellt die räumliche Feldverteilung einer vertikalen, geerdeten

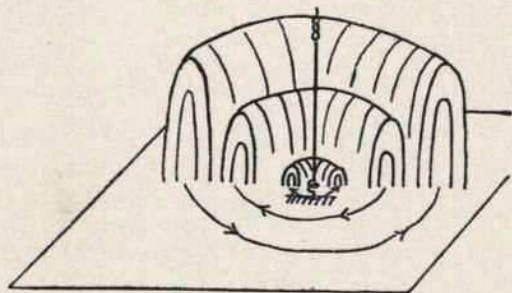


Abb. 5. Strahlung einer Antenne (elektrische und magnetische Wellen)

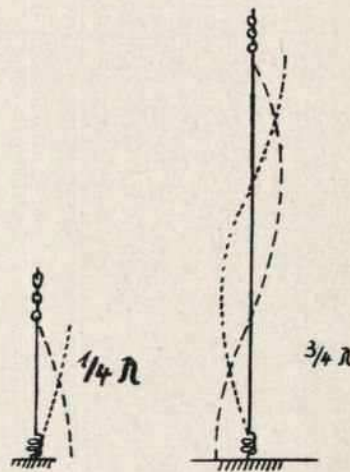


Abb. 6. Marconi-Antenne Länge = $\frac{1}{4}\lambda$ oder ungerades Vielfaches

Viertelwellen-Antenne im Idealfalle dar. Die magnetischen Kraftlinien bilden konzentrische Kreise, mit der Antennenachse als Mitte. Auf ihnen stehen die elektrischen Kraftlinien senkrecht. Die Erde ist als gutleitend, z. B. als aus Metall bestehend, angenommen. Der IV. Abschnitt „Richtwirkung“ wird sich mit der Strahlung von Kurzwellen-Antennen noch mehr zu befassen haben.

2. Kapitel

Einfache Kurzwellen-Antennen

a) Marconi-Antenne

Marconi war der erste, der von der geerdeten Antenne Gebrauch machte. Sie hat für den Kurzwellen-Amateur außer beim Arbeiten auf

dem 160-m-Band kaum praktische Bedeutung, da ihr einige Nachteile anhaften, die sich durch Wahl einer anderen Antenne gut beheben lassen. Wenn sie im folgenden doch etwas näher behandelt wird, so liegt das daran, daß sie sich als Notantenne schon manches Mal bewährt hat. Die Marconi-Antenne muß man ein ungerades Vielfaches einer Viertelwellenlänge lang machen, um mit ihr ohne künstliche Hilfsmittel arbeiten zu können, d. h. ihre Länge soll $\frac{1}{4}\lambda$ oder $\frac{3}{4}\lambda$ usw. sein. Der Strahlungswiderstand, auf dessen Bedeutung im 3. Kapitel näher eingegangen wird, liegt bei der $\frac{\lambda}{4}$ Antenne um 30 Ohm herum. In dieselbe Größenordnung fallen normalerweise auch die Erdungsverluste. Da diese ebenfalls von der Sendeenergie gedeckt werden müssen, wird im Nutzwiderstand, dem Strahlungswiderstand, nur ein Teil der Hochfrequenzenergie verbraucht. Kurz gesagt, der Wirkungsgrad der Marconi-Antenne ist schlecht. Man findet sie, aperiodisch an den Empfänger angekoppelt, bei vielen Amateuren als Empfangsantenne. Abb. 6 stellt die Marconi-Antenne mit Strom und Spannungsverteilung dar.

b) Hertz-Dipol

Ersetzt man die „Erde“ einer Marconi-Antenne durch einen zweiten Strahler, dann hat man einen Dipol vor sich. Die Dipol-Antenne ist die älteste Antenne überhaupt. Sie liegt dem Prinzip aller Kurzwellen-Antennen zugrunde. Infolge Einfachheit und Güte benutzen viele deutsche Amateure den Dipol. Sie schwingt immer bei einer Länge von $\frac{\lambda}{2}$ oder einem Vielfachen davon. Abb. 7 zeigt einen $\frac{\lambda}{2}$ Dipol mit Strom und Spannungskurve. Die Antennenlänge muß mindestens die Hälfte der Betriebswellenlänge sein, für das 80-m-Band also 40 m lang. Der Speisungspunkt braucht nicht in der Mitte zu liegen. Er kann vielmehr, wie

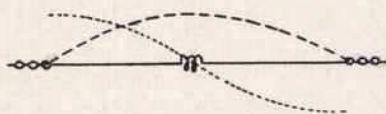


Abb. 7. Hertz-Dipol
Länge = $\frac{1}{2}\lambda$ oder Vielfaches davon

die 27- und 53-m-Antenne zeigt, ganz unsymmetrisch liegen. Der zweite Antennenast, der die Erde ersetzt, wird häufig als Gegengewicht bezeichnet und von vielen sehr stiefmütterlich behandelt. Man findet oft, daß Klingeldraht, der an der Scheuerleiste entlang genagelt ist, als

„Gegengewicht“ verwendet wird. Aus Abb. 7 geht hervor, daß beide Aeste wie „Antennen“ behandelt werden müssen. Die Spannung an den beiden Enden ist dieselbe, deshalb muß auch die Isolation dieselbe sein, wenn man Verluste vermeiden will. Beide Strahler sind so frei als möglich zu verspannen. Starkes Knicken ist, wie bei jeder Linear-Antenne, zu vermeiden. Wer diese Ratschläge nicht befolgt, heizt mit der spärlichen Energie seines QRP-Senders noch sein Zimmer. Wenn doch dieser oder jener Amateur Erfolge mit seinem Scheuerleisten-Gegengewicht nachweisen kann, so hat er dies sicher einem Zufall zu verdanken. Stabile Verhältnisse kann eine derartige Antenne nie bringen.

Viele Fehler, die den Wirkungsgrad der Dipol-Antenne herabsetzen können, werden bei der Speisung der Antenne gemacht. Es ist bekannt, daß jede Antenne nur einen Nutzwiderstand, den Strahlungswiderstand, hat. Alle anderen in der Antenne liegenden Widerstände, insbesondere Ohmsche Widerstände, sind daher tunlichst zu vermeiden oder mindestens klein zu halten. Da die Dipol-Antenne stromgespeist wird, verwendet man meistens ein Hitzdraht-Instrument als Resonanzanzeiger. Der Widerstand billiger Instrumente liegt bei etwa 5 bis 7 Ohm. Es werden also allein etwa 10 % der Hochfrequenz-Energie von ihm verbraucht, wenn man den Strahlungswiderstand des Dipols zu 50 bis 70 Ohm ansetzt. Dieser Verlustwiderstand läßt sich durch Shunten des Amperemeters leicht herabsetzen. Der noch verbleibende geringere Ausschlag genügt vollkommen zur Kontrolle. Dadurch, daß der Ausschlag beim Tasten klein bleibt, wird ferner das Instrument geschont. Noch vielmehr Nachteile hat das Einschalten einer kleinen Glühlampe. Ein Lämpchen 4 Volt 0,2 Amp. hat, wie man sich leicht überzeugen kann, 20 Ohm. Mehr als 30 % der Antennen-Energie gehen auf diese Weise nutzlos verloren. Bei kleinen einstufigen, selbsterregten Sendern kann sich das Einschalten eines Glühlämpchens in die Antenne noch auf eine andere Art nachteilig bemerkbar machen. Das Lämpchen hat im kalten Zustand einen kleineren Widerstand als im glühenden. Der gesamte Energieentzug der Antenne ändert sich bei jedem Drücken der Taste so lange, bis der Glühfaden die Höchsttemperatur erreicht hat. Die Folge davon ist das gefürchtete „chirping“. Abhilfe kann nur ein zum Glühlämpchen parallel liegender ohmscher, induktiver oder kapazitiver Nebenschluß schaffen. Im Sinne der Verminderung des

schädlichen Antennenwiderstandes wird man ferner gut tun, für die Ankopplungsspule nicht zu dünnen oder zuviel Draht zu verwenden. Ebenso soll das Drahtmaterial der Antenne selbst dick genug und gut leitend sein.

Werden diese Punkte alle berücksichtigt, dann bleibt beim idealen $\frac{\lambda}{2}$ -Dipol ein Strahlungswiderstand von etwa 70 Ohm. Aus dieser Größe läßt sich ein Rückschluß auf den zu erwartenden Antennenstrom ziehen. Die Formel $N = I^2 \cdot R$ ist bekannt. ($N =$ Leistung, $I =$ Strom, $R =$ Widerstand.) Daraus ergibt sich $I = \frac{\sqrt{N}}{\sqrt{R}}$. Für $R = 70$ Ohm eingesetzt, erhält man $I = 0,12 \sqrt{N}$. Die Formel stimmt mit den tatsächlichen Ergebnissen ziemlich gut überein. Ueber die Leistungsmessung an Sendern gibt Kapitel 7 Auskunft.

In vielen Büchern findet man die Angabe, daß die Eigenwelle der Antenne gleich dem 2,1- bis 2,2fachen ihrer geometrischen Länge ist. D. h., daß ein $\frac{\lambda}{2}$ -Dipol nicht 0,5, sondern nur 0,46 Wellenlängen lang zu machen ist. Aus einem besonderen Grunde ist es aber besser, den Dipol doch 0,5 λ lang zu machen. Bei der nun zu langen Antenne ist der Strahlungswiderstand und damit der Wirkungsgrad größer. Die zu lange Eigenwelle läßt sich durch Benutzung eines mit der Ankopplungsspule in Serie liegenden Kondensators wieder verkürzen. Die Verwendung eines einwandfreien Drehkondensators kann eine Antenne nur verbessern.

Noch eine Reihe weiterer Gesichtspunkte für den Antennenaufbau sollen die vielen anderen Verlustmöglichkeiten, die eine Antenne bietet, erfassen. Durchführungen durch Fenster und Wände geben, wenn nicht verlustfreies, keramisches Isoliermaterial verwendet wird, Anlaß zu Energieentzug, besonders dann, wenn sie gerade im Spannungsbauch liegen. Die Isoliereier am Ende der Antenne, wo ja immer ein Spannungsbauch ist, sind in der Stadt meist verrußt. Sie geben deshalb, insbesondere bei nassem Wetter, oft Anlaß zu unerklärlichen Störungen. Nicht unerheblich ist bei ungeschicktem Aufbau der Antennenanlage der Strahlungsverlust durch Absorption in den der Antenne benachbarten Leitern. Er kann in zwei Fällen besonders große Beträge annehmen. Einmal dann, wenn Abspanndrähte oder Dachrinnen usw. durch Re-

sonanz auf der Grund- oder einer ihrer Oberwellen zum Schwingen angeregt werden. Der zweite Fall kann bei rein aperiodischem Mitschwingen der entsprechenden Leiter stattfinden. Die absorbierenden Leiter müssen dann einen größeren ohmschen Widerstand haben. Sprungweise Änderung der elektrischen und geometrischen Eigenschaften ist, um energieverzehrende Reflexionen zu verhindern, nach Möglichkeit zu vermeiden.

c) Strom- und Spannungspeisung

Es gibt prinzipiell zwei Möglichkeiten, eine Kurzwellen-Linear-Antenne direkt zu speisen. Einmal die Stromspeisung, wie sie beim Dipol schon besprochen wurde, und dann die Spannungspeisung. Vor diese zweite Aufgabe werden die meisten Amateure, insbesondere beim Uebergang auf die verschiedenen Bänder, häufig gestellt. Um bei Speisung im Strombauch die Blindleistungsaufnahme der Antenne kleinzuhalten, ist es vorteilhaft, der Antennenspule so wenig Windungen wie möglich zu geben und diese dafür fester an den Senderkreis anzukoppeln. Die Stromspeisung ist wegen der leichten Abstimmbarkeit der Antenne allgemein beliebt. Die Resonanzanzeige ist bei Spannungspeisung etwas schwieriger, da sie im Spannungsbauch stattfinden muß. Es eignet sich dazu ein Spannungsmesser für Hochfrequenz, wie er im Kapitel 7e beschrieben ist. Eine etwas einfachere Methode ist das Einschalten eines empfindlichen Amperemeters in den Spannungsbauch selbst. Da man sich im Stromknoten befindet, wird der Strom zwar klein sein, doch werden sich immer noch gut meßbare Werte ergeben. Wie sich bei der „Fuchs-Antenne“ noch zeigen wird, hat die spannungserregte Antenne einige beachtliche Vorteile. Es sind zudem derart viele Möglichkeiten entwickelt worden, auch eine solche Antenne, wenn auch mit etwas mehr Schaltmitteln, abstimmen zu können. Die Spannungserregung einer Antenne geschieht dadurch, daß sie einpolig an einen Hochfrequenz führenden Schwingkreis geeignet angeschlossen wird. Die effektive freie Länge einer spannungsgespeisten Antenne kann meist größer gewählt werden als die einer stromgespeisten. Die dadurch bewirkte Erhöhung des Strahlungswiderstandes verbessert den Wirkungsgrad beträchtlich. In Abb. 8 sind noch einmal schematisch die Speisungspunkte bei Strom- und Spannungserregung dargestellt. S ist der Sender.

d) Fuchs-Antenne

Wird eine Eindraht-Antenne im Spannungsbauch, also meist am Ende, gespeist, so spricht man von der sog. Fuchs-Antenne. Sie ist nach einem österreichischen Amateur benannt. Wie oben schon ausgeführt wurde, erregt man sie durch geeigneten Anschluß an einen Schwingungskreis (Abb. 9). Dieser Anschlußpunkt erscheint zunächst sehr kritisch zu sein. Messungen haben ergeben, daß der Wirkungsgrad einer Fuchs-Antenne bei unsachgemäßer Ankopplung um 60 % zurückgehen kann. Um schädliche Oberwellen noch aussieben zu können, wird meistens nicht nach der Fig. 9a angekoppelt. Es hat sich als vorteilhaft erwiesen, die Antenne über einen besonderen Schwingkreis, den

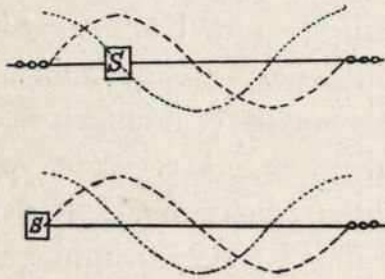


Abb. 8. Stromspeisung
Spannungspeisung

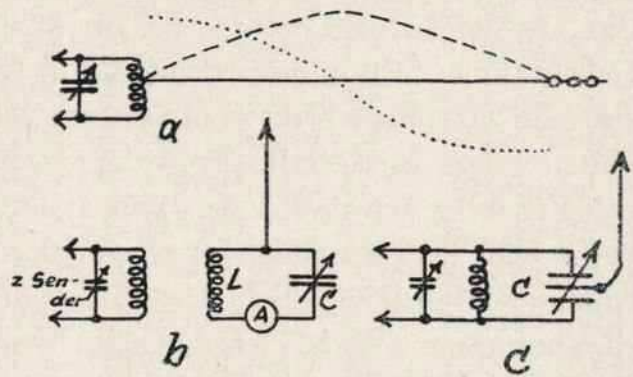


Abb. 9. Fuchsantenne und ihre
Speisung
Länge = $\frac{1}{2}\lambda$ oder Vielfaches

sog. Zwischenkreis, zu erregen. Eine Anordnung dieser Art zeigt Abb. 9b. Dieser Zwischenkreis besteht aus der Spule L, dem Drehkondensator C und dem Thermoinstrument A. Der Anschluß der Antenne wird meistens an einem Spulenende vorgenommen. Von der Dimensionierung dieses Kreises ist im allgemeinen der Wirkungsgrad der Antenne abhängig. Weder ein zu großes noch ein zu kleines L/C-Verhältnis des Zwischenkreises ist für die Speisung günstig. Befindet sich der Zwischenkreis mit der Antenne in Resonanz, so übt das auf ihn dieselbe Wirkung aus, als wäre er mit einem Parallelwiderstand von etwa 3000 bis 5000 Ohm bedämpft. Um möglichst viel Leistung in die Antenne hineinzubekommen, wäre es günstig, wenn der Resonanzwiderstand des Kreises allein groß gegenüber diesem Betrag ist. Da nun der Resonanzwiderstand für eine bestimmte Eigendämpfung mit zunehmendem L/C-Verhältnis steigt, müßte man die Spule möglichst

groß und die Kapazität möglichst klein machen. Von diesem Gesichtspunkt aus gesehen, müßte man die besten Erfolge mit Resonanzspulen erzielen. Nun sind aber derartige Spulen gegen Verstimmung sehr empfindlich, so daß ihre Verwendung keine große Bedeutung erlangt hat. Wie Versuche der Verfasser ergeben haben, ist die Verwendung einer kleineren Kreiskapazität noch nicht sehr nachteilig. Es hat sich die Verwendung eines 100-cm-Drehkondensators bewährt. Abb. 9c und das Kapitel 12 geben noch allerlei andere Möglichkeiten zur Anpassung.

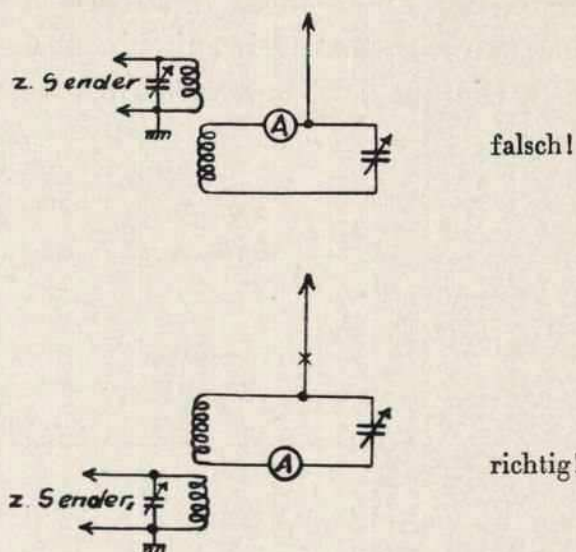


Abb. 10. Ankopplung der Fuchsantenne

Im Interesse einer besonders bei einstufigen Sendern notwendigen Erhöhung der elektrischen Stabilität ist ein Verfahren nach Abb. 10, wie die Praxis gezeigt hat, von Nutzen. Der Anschlußpunkt der Antenne ist an das dem Sender-Schwingungskreis abgewandte Ende der Zwischenkreisspule zu legen. Das eventuell vorhandene Amperemeter wird in den dem Antennenanschlußpunkt gegenüberliegenden Teil des Zwischenkreises eingebaut. Zur Kontrolle des Antennenstromes im Resonanzfall kann bei X ein empfindliches Amperemeter (0 bis 0,5 Ampere) oder ein Glühlämpchen eingeschaltet werden. Der Strom des durch die Antennendämpfung bedingten Energietransportes genügt zum Ansprechen der Instrumente vollkommen. Große Verluste sind wegen der Kleinheit der Ströme nicht zu befürchten.

Bei der eben beschriebenen Methode muß die Eigenwelle des Strahlers schon gleich der Betriebswelle oder einer deren Harmonischen sein.

Etwaige Abstimmung mit Hilfe eines in Serie eingeschalteten Drehkondensators nützt nichts, da er im Spannungsbauch liegt. Er würde nur die Rolle eines wattlosen Widerstandes spielen und dadurch die Kopplung ändern. Die Länge der Antenne muß also bereits so gewählt sein, daß Resonanz vorhanden ist. Das wären 37,5 bis 39 m, wenn sie als Allband-Antenne benützt werden soll. Eine genaue Länge läßt sich nicht angeben, weil die Größe des Antennenfaktors, der zwischen 0,48 und 0,44 liegt, sehr von den örtlichen Verhältnissen abhängt. Sollte sich eine etwas ungünstige Länge nicht vermeiden lassen, so läßt sich eine Fuchs-Antenne natürlich jederzeit mit einem Collins-Kreis anpassen und abstimmen. Die guten Eigenschaften der Fuchs-Antenne kommen

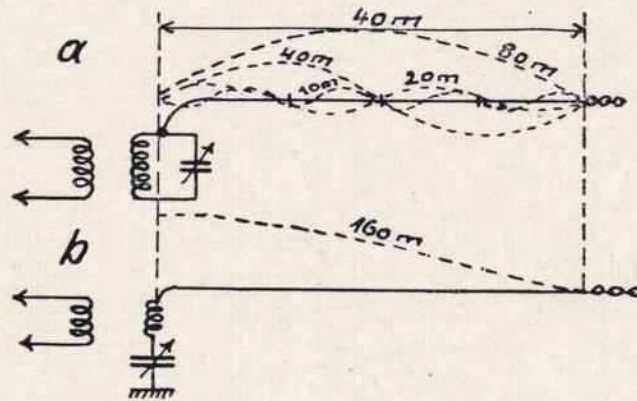


Abb. 11. a) Fuchsantenne für das 80-, 40-, 20-, 10-m-Band
b) dieselbe Antenne als Marconi-Antenne

besonders beim Arbeiten auf Oberwellen, also im 40-, 20- und 10-m-Band, zur Geltung. Infolge des wachsenden Strahlungswiderstandes wächst der Wirkungsgrad und ferner wird die Abstrahlung flacher, was wiederum bessere DX-Eignung bedeutet. Abb. 11 zeigt eine derartige Antenne mit den Stromkurven auf den einzelnen Bändern. Abb. 12 zeigt, wie man sich helfen kann, wenn es nicht möglich ist, 40 m Antenne in einem Stück zu spannen. Die Hauptsache ist nur — eine längste Welle von 80 m vorausgesetzt —, daß der Strahler insgesamt 40 m lang ist. Abb. 12a zeigt die Wirkungsweise als Dipol. Mit Hilfe der Umschaltvorrichtung 12b arbeitet die Antenne auf den nächst kürzeren Bändern als symmetrische „Fuchs“ (Abb. 12c). Für Gegentaktschaltungen ist diese Anordnung wegen der leichten Symmetrierung besonders geeignet.

e) 27- bzw. 53-m-Antenne

In den oben gemachten Ausführungen wurde die „Fuchs“ als spannungsgespeiste Allband-Antenne bezeichnet. Läßt man, wie man es so oft in der Kurzwellentechnik machen muß, einen Kompromiß zu, dann kann man auch noch eine nur stromgespeiste Allband-Antenne konstruieren. Die Theorie und Praxis ergibt, daß Verschiebungen des Speisepunktes bis zu 15 % aus dem Strombauch heraus keinen wesentlichen Einfluß auf die abgestrahlte Energie einer Antenne haben. Man kann nun einen Dipol statt in der Mitte auch bei $\frac{2}{3}$ seiner Länge Strom erregen, so daß

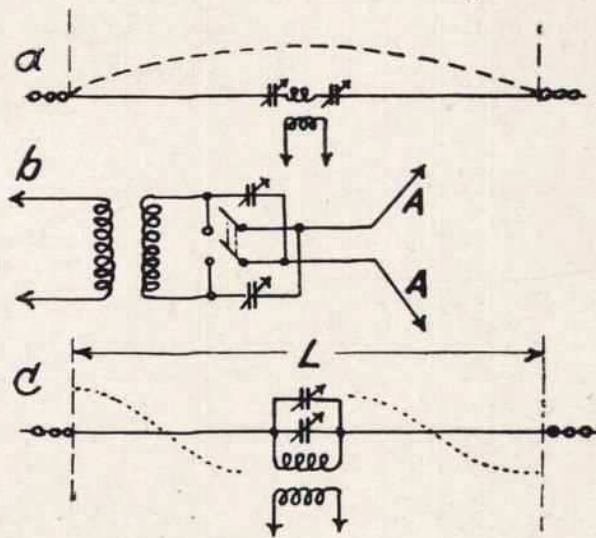


Abb. 12. a) Antenne 2×20 m als Dipol geschaltet
 b) Umschaltvorrichtung zur Spannungsspeisung für die Harmonischen 40, 20 und 10 m
 c) Durch Umschaltung erhaltene symmetrische „Fuchs“-Antenne

der eine Strahler etwa 27 m und der andere etwa 13 m lang ist. An Hand einer Tabelle über die Sinusfunktion kann man feststellen, daß an diesem Punkt nur noch das 0,866fache des Maximalwertes auftritt. Die Verschiebung beträgt also rund 13 %. Mit einer 27-m-Antenne und 13 m Gegengewicht hat man deshalb die Möglichkeit, stromgespeist auf allen Bändern arbeiten und dazu noch mit Hilfe eines zur Koppungsspule in Serie liegenden Drehkondensators haargenau auf die gewünschte Welle abstimmen zu können.

Für die meisten Fälle wird aber, da ja die Länge der Zuleitung bei jeder Linear-Antenne mit zur Antennenlänge gehört, der eigentliche freie Strahler zu kurz. Die 27-m-Antenne ist deshalb nur bei transportablen Geräten zu empfehlen. Eine gute stationäre Antenne erhält

man durch Anhängen eines $\lambda/2$ -Dipols (40 m also noch) an eines der beiden Enden. Die so erhaltene 53- bzw. 67-m-Antenne, deren Gegengewicht im ersten Fall 27, im zweiten 13 m Länge hat, ist bei vielen Amateuren meist in Form einer L-Antenne im Gebrauch. Die effektive Antennenlänge ist in diesen beiden Fällen groß genug, um auf die Strahlung des Gegengewichts verzichten zu können. Es kann also durch ein räumlich kleineres elektrisches Analogon, z. B. durch eine besonders konstruierte Spule, ersetzt werden. Bei Verwendung eines Gegengewichts ist aus dem schon einmal erwähnten Grunde auf einwandfreie Isolation zu achten. Wie man sich an Hand der Abb. 13 überzeugen kann, sind

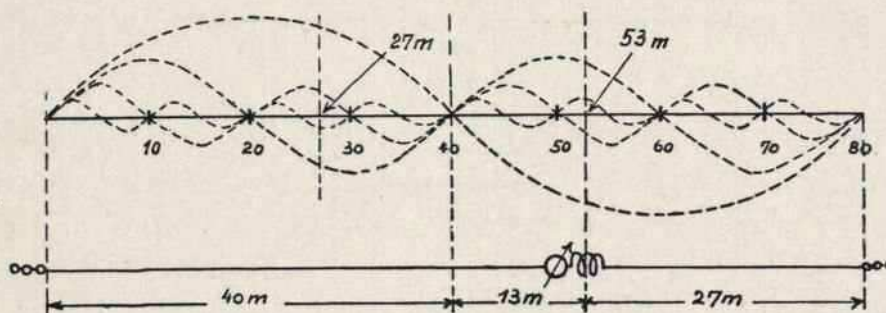


Abb. 13. Stromverteilung auf der 53- bzw. 27-m-Antenne

bei kürzeren Wellen noch eine Reihe anderer $\lambda/3$ -Antennen möglich. Die angegebenen Zahlen beziehen sich auf das tiefste, also 80-m-Band. Das für den deutschen Amateur bedeutungslose 160-m-Band ist hier, wie bei allen noch folgenden Antennen, nicht berücksichtigt.

II. Abschnitt

Antennentheorie und Messung

3. Kapitel

Strahlungswiderstand und Dämpfung

Es ist nicht leicht, eine allgemein verständliche Theorie der Widerstandsverhältnisse einer Kurzwellenantenne zu geben. In der Literatur findet man nur sehr wenig über derartige Dinge. In den zwei folgenden Kapiteln soll nun versucht werden, dem praktisch arbeitenden Amateur eine möglichst klare und doch der Praxis entsprechende Darstellung der

Antennenwiderstandsverhältnisse zu geben. Doch darüber muß sich jeder im klaren sein, daß es in der Antennentheorie elementare Formeln, wie man sie sich sonst in der Kurzwellentechnik zurechtgemacht hat, nicht gibt. Die Ableitungen der Formeln würden natürlich über den Rahmen dieses Buches hinausgehen. Für die meisten Amateure würden sie sowieso wertlos sein, da sie auf elementarem Wege nicht abzuleiten sind und er die theoretischen Voraussetzungen zu ihrem Verständnis auch nicht besäße.

Es ist jedem das allgemeine Ohmsche Gesetz $i = \frac{u}{r}$ bekannt. Dieses gilt in vektorieller Schreibweise auch für die Strom-Spannungs- und -Widerspannungsverhältnisse einer Antenne. Man schreibt es dann

$$\mathfrak{I} = \frac{u}{\mathfrak{Z}}$$

\mathfrak{I} und u sind, wie schon bekannt ist, entlang der Antenne wechselnde Größen. Der Widerstand \mathfrak{Z} , im folgenden mit Impedanz bezeichnet, ist seinem Charakter nach ein Wechselstromwiderstand und deshalb

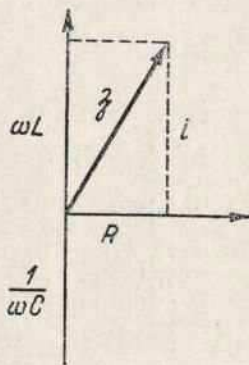


Abb. 14. Vektordarstellung der Ohmschen, kapazitiven und induktiven Impedanz

komplexer Natur. Zur Veranschaulichung soll Abb. 14 dienen. Den Vektor \mathfrak{Z} kann man sich in zwei Komponenten zerlegt denken, nämlich einmal in die reelle Größe R und in die imaginäre Komponente X . Letztere kann, je nachdem induktiv, also in Richtung wachsenden ωL s liegen, oder sie kann kapazitiv sein, also in Richtung wachsenden $\frac{1}{\omega C}$ liegen. \mathfrak{Z} läßt sich jedenfalls immer in der Form $\mathfrak{Z} = R + iX$ schreiben ($i = \sqrt{-1}$). R ist dann der Wirkwiderstand und X der Blindwiderstand.

Die nun folgenden Betrachtungen sollen zuerst dem Wirkwiderstand R dienen. R hat, da Spannung und Strom längs der Antenne in keinem konstanten Verhältnis zueinander stehen, je nachdem welcher Punkt betrachtet wird, verschiedene Größe. Der Widerstand berechnet sich nun aus dem Verhältnis von Spannung zu Strom. Es muß also in jedem Spannungsbauch, wo der Strom bekanntlich ein Minimum ist, der Widerstand R seinen maximalen Betrag haben. Umgekehrt ist R am kleinsten im Strombauch. Diesen Widerstand R , der, wie sich noch zeigen wird, in gewisser Beziehung von konstruktiven Eigenheiten der

Antenne abhängt, bezeichnet man auch als Strahlungswiderstand. Er ist, um es noch einmal zu sagen, ein Wirkwiderstand, trägt also Ohmschen Charakter und hat, je nach dem Speisungspunkt, der ja immer die zu betrachtende Stelle ist, verschiedenen Wert. Die von der Antenne ausgestrahlte Wirkleistung N_w wird am zweckmäßigsten auf den Effektivwert des Antennenstromes im Strombauch und auf den in diesem Punkt konzentriert gedachten Strahlungswiderstand bezogen. Es hat sich deshalb auch im Laufe der Zeit eingebürgert, nur den im Strombauch vorherrschenden Minimalwert mit Strahlungswiderstand zu bezeichnen. Der so definierte Strahlungswiderstand $R_{\min} = R_s$ ist nämlich, wie Theorie und Messung übereinstimmend zeigt, in diesem Fall nur von der Antennenlänge und nicht von der Antennendicke abhängig. Vergleiche einzelner Antennen stellt man also zweckmäßig mit Hilfe des auf den Strombauch bezogenen Strahlungswiderstandes an.

a) Strahlungswiderstand von linearen Drähten

In vielen Büchern findet man die Rüdénbergsche Formel

$$R_s = 160 \pi^2 \cdot \left(\frac{h_{\text{eff}}}{\lambda}\right)^2$$

zur Bestimmung des Strahlungswiderstandes angegeben. Sie ist aber ziemlich ungenau. Vielleicht ist es trotzdem einmal lehrreich, das an einem Beispiel durchzurechnen, und zwar soll ein $\lambda/2$ -Dipol mit sinusförmiger Stromverteilung die Aufgabe sein. Die effektive Höhe h_{eff} ist aber in diesem Fall nicht die Höhe des Dipols über dem Erdboden. Diese spielt für die folgende Betrachtung keine Rolle. Statt h_{eff} führt man besser die effektive Länge l_{eff} ein, denn h_{eff} bezieht sich auf geerdete Antennen. Die Erde ist aber beim $\lambda/2$ -Dipol durch einen zweiten Strahler ersetzt. Die Formel lautet dann

$$R_s = 80 \pi^2 \left(\frac{l_{\text{eff}}}{\lambda}\right)^2.$$

Die effektive Länge ist nun die Länge, die der Dipol haben würde, wenn auf ihm der Strom konstant wäre und dabei überall den Wert hätte, den er bei sinusförmiger Stromverteilung im Strombauch hat. Mit Hilfe der Integralrechnung erhält man für die Länge des in Abb. 15 dargestellten Rechtecks $l_{\text{eff}} = \frac{2}{\pi} \cdot l$. Der Flächeninhalt der durch die tatsächliche Stromverteilung gegebenen schrägschraffierten Fläche soll gleich dem des eingezeichneten Rechtecks sein. Das ergibt ein-

gesetzt $R_s = 80 \pi^2 \cdot \left(\frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{\lambda}\right)^2$. Für den Dipol wird $\frac{1}{\lambda} = \frac{1}{2}$, so daß sich endgültig der Wert $R_s = 80$ Ohm ergibt. Der genaue Wert lautet aber 73,3 Ohm. Durch einen Vergleich der beiden Werte erkennt man die Genauigkeit der Rüdensbergschen Formel.

Etwas genauere Werte liefert die empirische Formel

$$R_s = 75 \sqrt[4]{\frac{2 \cdot L}{B}}$$

wobei L die Länge der Antenne in Meter und B das Amateurband bedeutet. So erhält man z. B. für eine 40-m-Antenne im 80-m-Band $R_s = 75$ Ohm, im 40-m-Band $R_s = 89,5$ Ohm und im 20-m-Band

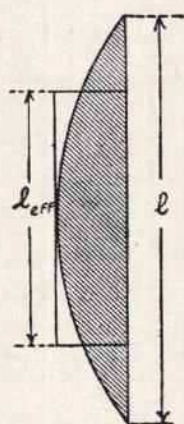


Abb. 15. Stromverteilung auf einer belasteten und unbelasteten Antenne bei gleicher elektrischer Wertigkeit

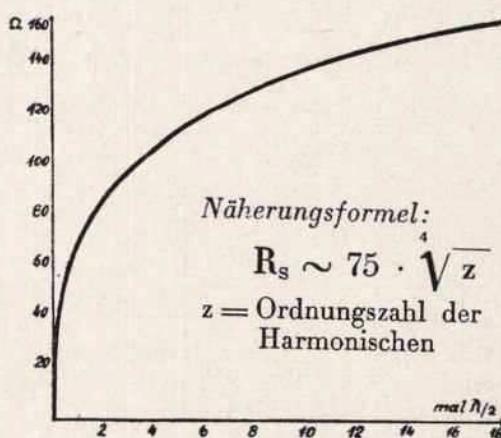


Abb. 16. Strahlungswiderstand in Abhängigkeit von der Antennenlänge (Horizontalantenne mit Höhe einer halben Wellenlänge)

$R_s = 106$ Ohm. Daraus ersieht man, daß der Strahlungswiderstand mit der Ordnungszahl der Harmonischen zunimmt (siehe Abb. 16).

Für $\frac{1}{\lambda} \geq 3$ gibt die Formel $R_s = 72,5 + 30 \ln \frac{1}{\lambda}$ sehr genaue Werte. In Kurvenform hat diese Funktion den Verlauf nach Abb. 17. Ein Nachmessen der Werte ergibt, daß der eigentliche Strahlungswiderstand meist erheblich kleiner als der berechnete ist. Diese Tatsache wird hervorgerufen durch die Energieabsorption in der Nähe des Strahlers. Ähnlich wie das sekundärseitige Belasten eines Transformators eine Herabsetzung des primärseitigen Scheinwiderstandes bewirkt, erniedrigt sich auch der Widerstand einer Antenne. Der Energieentzug durch Absorption kann so groß werden, daß, wie die Nachmessung einer Zim-

merantenne ergeben hat, der Strahlungswiderstand auf 25 bis 30 Ohm absinken kann. Hierbei fließen schon relativ starke Antennenströme. Bei nur 4 Watt Hochfrequenzleistung wurden 0,4 Amp. Antennenstrom gemessen. Mancher Amateur würde sicher staunen, wenn er wüßte, wie gering der wirkliche Nutzeffekt seiner Antenne ist. Ein Nachmessen des Strahlungswiderstandes kann nur zum Vorteil eines jeden sein.

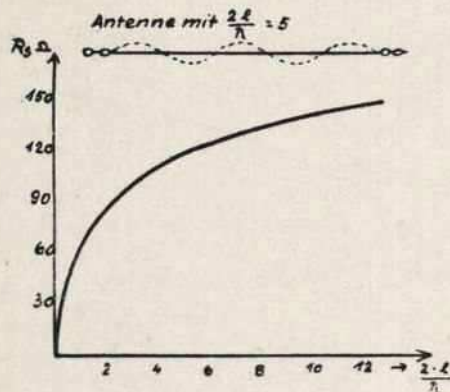


Abb. 17. Der Wirkwiderstand (Strahlungswiderstand) einer Antenne ist abhängig von dem Verhältnis l/λ

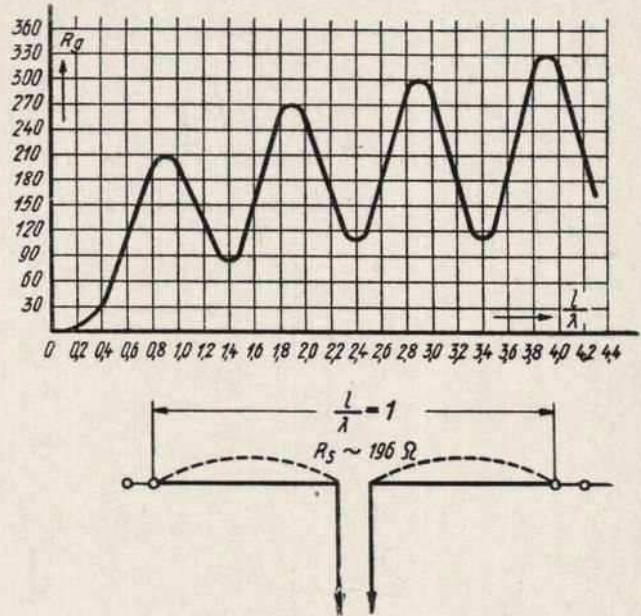


Abb. 18. Strahlungswiderstand von unbelasteten Antennen in Abhängigkeit von l/λ

Es sei noch bemerkt, daß der Strahlungswiderstand symmetrischer Antennen nach Abb. 12c einem anderen Gesetze folgt. Die Antenne besteht dabei aus zwei gleichphasig erregten Dipolen. Bei geradzahligem Harmonischen ist der Strahlungswiderstand dabei um ein Vielfaches größer als bei ungeradzahligem. Aus der Kurve der Abb. 18 sind die entsprechenden Werte für symmetrisch gespeiste Antennen zu entnehmen. Im Interesse eines möglichst großen Wirkungsgrades wird es also von Vorteil sein, die Antenne derart zu bemessen, daß die beiden Strahleräste gleichphasig schwingen.

b) Strahlungswiderstand der Dipolreihe und der Dipolgruppe

Während bei einer Stromverteilung auf der Linearantenne nach Abb. 17 der Strahlungswiderstand die oben zitierten Werte annimmt, stimmen diese Verhältnisse bei der Dipolreihe nicht mehr. Die einzelnen Strahler sind, wie Abb. 19a zeigt, alle gleichphasig erregt. Die

Strahlung der zur Erzielung der Gleichphasigkeit eingeschalteten $\lambda/4$ -Lechersysteme hebt sich gegenseitig auf bzw. kommt überhaupt nicht erst zur Ausstrahlung. Der Strahlungswiderstand steigt, im Gegensatz zu vorhin, hierbei linear an und gehorcht der Formel

$$R_s = 60 \cdot [1,22 + 2 (m - 1)],$$

wobei m die Anzahl der $\lambda/2$ -Dipole ist. Im IV. Abschnitt „Richtwirkung“ wird noch mehr von solchen Dipolreihen die Rede sein.

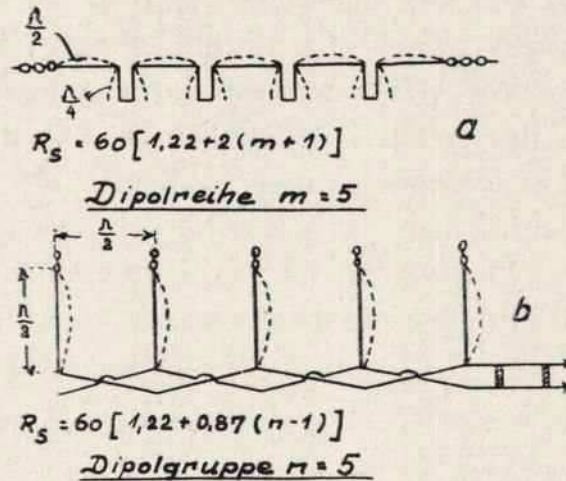


Abb. 19. Strahlungswiderstand bei Dipolsystemen

Für die Dipolgruppe nach Abb. 19b gilt wieder eine andere Formel, nämlich

$$R_s = 60 \cdot [1,22 + 0,87 (n - 1)],$$

wobei n die Anzahl der Dipole ist. Abstand und Länge dieser Strahler ist $\lambda/2$. Die Erregung muß gleichphasig sein, was man am besten durch kreuzweises Anschließen an die Speiseleitung erreicht. Das Dipolgruppensystem spielt als Richtstrahlantenne eine Rolle und wird dort auch näher behandelt.

c) Die Wirkung einer Verkürzung und Verlängerung der Antenne mit L und C und das Anbringen von Endkapazitäten

Der Amateur kommt oft in die Verlegenheit, daß seine Antenne nicht genau stimmt. Mit seiner zu kurzen oder zu langen Antenne sitzt er jedenfalls dann nicht im Band. Elektrische Verkürzungs- oder Verlängerungsmittel werden ihm im allgemeinen aus dieser Lage heraus helfen. Wie verhält es sich nun hierbei mit dem Strahlungswiderstand? Zunächst soll der Fall einer zu kurzen Antenne behandelt werden. Die

Verlängerung wird bei Stromspeisung der Antenne mit einer verlustfreien Verlängerungsspule erreicht. Bildlich gesprochen wird dadurch das Mittelstück der Sinuskurve der Abb. 15 herausgeschnitten und in die nichtstrahlende Spule hineinverdrängt. Das bewirkt, wie man sieht, eine gewaltige Abnahme der effektiven Länge der Antenne; denn gerade das Maximum im Strombauch geht verloren. Der Strahlungswiderstand, der dem Quadrat der effektiven Länge etwa proportional ist, nimmt damit beträchtlich ab. Der Leistungsbedarf ist trotz der kürzeren Antenne gleich dem der ohne Verlängerungsmittel benötigten Antenne, nur daß sich das Verhältnis des Wirkleistungsbedarfs zum Scheinleistungsbedarf zuungunsten des ersteren verschoben hat. Zur Beseitigung des Uebelstandes gibt es folgendes Mittel: Will man die Verluste nicht in Kauf nehmen, so muß man die Kapazität der Antenne an den Enden erhöhen. Auf diese Weise kann man erreichen, daß eine $\lambda/3$ -Antenne noch denselben Strahlungswiderstand wie eine $\lambda/2$ -Antenne hat. Abb. 20

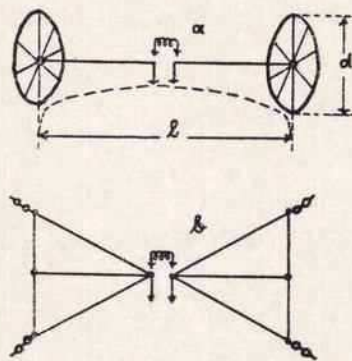


Abb. 20. Praktische Ausführung von kapazitätsbelasteten Antennen

stellt zwei Möglichkeiten dar. Die Speisung kann in beiden Fällen entweder direkt oder über eine Energieleitung geschehen. Ueber den Durchmesser d der Endscheiben nach 20a läßt sich eine einfache Faustformel aufstellen. Für eine mit der Grundwelle λ schwingende Antenne der Länge l ist nämlich

$$d = \frac{\lambda - 2,1 l}{9}$$

Der Durchmesser der Endscheiben ist gar nicht allzu groß. Ein eigentlich 20 m langer $\lambda/2$ -Dipol für das 40-m-Band, der aber nur 14 m lang ist, braucht, damit sein Strahlungswiderstand gleich dem des $\lambda/2$ -Dipols ist, Endscheiben von 1,1 m Durchmesser. Diese brauchen aber weder rund noch massiv zu sein. Es genügt, wenn einige Drähte vom Ende

der Antenne radial nach außen streben und dort verbunden sind. Eine konstruktiv etwas einfachere Methode gibt Abb. 20b. Hier ist durch Spreizen der beiden Strahler die nötige Kapazitätserhöhung im Spannungsbauch erreicht worden. Wie zahlreiche Versuche der Verfasser ergeben haben, sind Antennen mit Endkapazitäten für Kurz- und Ultrakurzwellen sehr gut geeignet. Neben der Raumersparnis kommt der belasteten Antenne noch der Vorteil einer stärkeren Abstrahlung in der Äquatorialebene zu. Man benutzt sie daher vorteilhaft als vertikale Rundstrahlantenne. Daß derartige Antennen in der Praxis eine Rolle spielen, zeigen die Turmantennen einiger deutschen Rundfunksender. Ein Strahlerast ist zwar meist durch die Erde ersetzt.

Bei zu kurzen spannungsgespeisten Antennen ist eine Abnahme des Strahlungswiderstandes nicht so schnell zu befürchten. Die in diesem Fall zur Kompensation des kapazitiven Blindwiderstandes einzuschaltende Induktivität beschneidet nur die an sich schon kleinen Stromwerte im Stromknoten. Die zur Erreichung eines guten Wirkungsgrades nötige Forderung, daß man den Strombauch möglichst weit vom Speisepunkt weglegen soll, ist dann immer noch gut erfüllt. Die effektive Länge und damit der Strahlungswiderstand einer zu kurzen Fuchs-Antenne nimmt also zunächst nur langsam ab. Eine Endscheibe am entfernten Ende der Antenne kann aber auch hier von Nutzen sein.

Wesentlich besser fällt die Beurteilung einer zu langen Antenne aus, deren Verkürzung nach Art der Abb. 12a durch Verwendung von Serienkondensatoren geschieht. Hierbei behält der Strahlungswiderstand seine ihm nach den Formeln zukommende Größe. Der Strom-

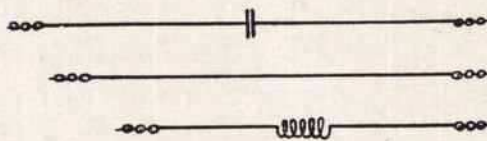


Abb. 21. Antennen gleicher elektr. Länge, aber von verschiedenem Strahlungswiderstand. (Länge der wahren Antenne ist gleich dem Strahlungswiderstand.)

bauch wird hier nach außen verschoben, die effektive Länge also vergrößert. Aus diesem Grund ist es zweckmäßig, stromgespeiste Antennen etwas länger zu wählen. Elektrisch verkürzen und somit abstimmen kann man sie immer noch. Schwieriger wird die Sache bei einer zu langen Fuchs-Antenne, wo der Serienkondensator, wie schon fest-

gestellt wurde, nur wenig Erfolg hat. Die Collins-Ankopplung wird auch hier meistens zum Ziele führen. Ein anderer Weg, nämlich das Uebergehen zu unsymmetrischer Stromspeisung auf der nächsten Harmonischen durch Verwendung eines Gegengewichts ist auch möglich. In Abb. 21 sind, um einen Vergleich von kapazitiv verkürzten und induktiv verlängerten $\lambda/2$ -Dipolen zu erhalten, die Größen des Strahlungswiderstandes aus der Länge der gezeichneten Antennen ersichtlich. Ihre elektrische Länge ist gleich $\lambda/2$.

d) Die Abhängigkeit des Strahlungswiderstandes von der Höhe

Außer der effektiven Länge hat auch noch die Höhe der Antenne einen Einfluß auf den Strahlungswiderstand. Abb. 22 zeigt den Ver-

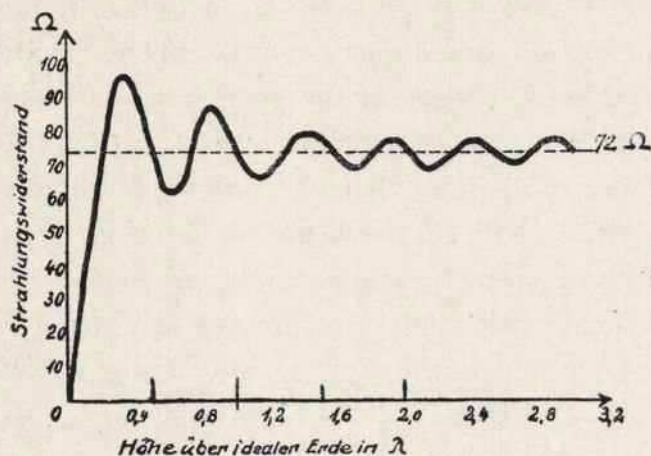


Abb. 22. Strahlungswiderstand einer $\frac{1}{2}\lambda$ -Horizontal-Antenne in Abhängigkeit von der Höhe

lauf der berechneten Funktion der Abhängigkeit des Strahlungswiderstandes eines $\lambda/2$ -Horizontal-Dipols von der Antennenhöhe. Für genügend hohe Antenne ist $R_s = 73,3$ Ohm. Bis zur Höhe etwa einer Wellenlänge schwankt er sehr beträchtlich hin und her. Trotz des scheinbar günstigen Wertes bei etwa $h = 0,4\lambda$ empfiehlt es sich nicht, diesen Wert zu wählen. Meistens ist nämlich die Energieabsorption der in der Nähe der Antenne befindlichen Leiter oder Halbleiter so groß, daß alles wieder illusorisch gemacht wird. Bei größeren Höhen tritt die Absorption immer mehr in den Hintergrund. Außerdem sind hierbei die Strahlungsverhältnisse besser zu übersehen.

An Hand der Kurve ist vor allen Dingen eine Erklärung der Tatsache

möglich, warum der Strahlungswiderstand eines für das 80-m-Band 40 m langen $\lambda/2$ -Dipols meist wesentlich kleiner als 73 Ohm ist. Schon bei einer Höhe von nur $0,2\lambda$, das sind 16 m, kann R_s auch theoretisch nur noch 55 Ohm sein. Eine 10 m hohe Antenne hat sogar nur noch 35 Ohm, bei 5 m Höhe sinkt er sogar auf 15 Ohm ab. In dieser Größenordnung liegen auch meistens die gemessenen Strahlungswiderstände. Messungen mit der 40- oder 20-m-Welle lassen ihn natürlich beträchtlich ansteigen. Es nimmt ja außer der Höhe auch noch die Harmonische zu. Angaben des Strahlungswiderstandes und der Höhe beziehen sich also nur auf ein bestimmtes Band.

e) **Abhängigkeit der Strahlungsenergie in Hauptstrahlrichtung vom Strahlungswiderstand bzw. von der Oberwelle, in der die Antenne erregt wird.**

Allen Formeln, die sich mit dem Strahlungswiderstand befassen, kann man entnehmen, daß die relative Antennenlänge die Hauptrolle spielt. Einer Langdraht-Antenne ist, wenn man von Spezialfällen absieht, infolge ihres hohen Strahlungswiderstandes der Vorzug vor

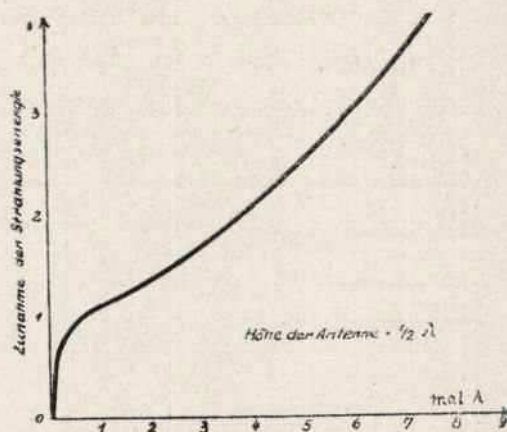


Abb. 23. Zunahme der Strahlungsenergie im Hauptabstrahlwinkel in Abhängigkeit von der Antennenlänge

kurzen Antennen zu geben. Ein hoher Strahlungswiderstand bedeutet an sich schon einen guten Wirkungsgrad. Bezieht man die DX-Eigenschaften einer Antenne noch mit in den Wirkungsgrad ein, so kommen bei langen Strahlern noch zwei weitere Pluspunkte hinzu. Eine in Oberwellen erregte Antenne hat nämlich die Eigenschaft, ihre Hochfrequenzenergie unter einem flachen Winkel abzustrahlen. Das bedingt nach der

Theorie der Ionisations-Schichten eine große Reichweite. Ein großer Teil der sonst nutzlos steil nach oben abgestrahlten Leistung bleibt so für die DX-QSOs erhalten. Ferner wird die Energie einer Langdraht-Antenne vorzugsweise in gewissen Richtungen gestrahlt. Wie die Abhängigkeit der Zunahme der Strahlungsenergie im Hauptstrahlwinkel von der Antennenlänge in graphischer Darstellung aussieht, zeigt Abb. 23. Aus den Strahlungscharakteristiken des Abschnitts IV ist alles Weitere zu ersehen.

f) Betrachtung von R_s beim geknickten Dipol

Neben der Höhe einer Antenne über dem Erdboden und der Stromverteilung auf ihr geht noch ein weiterer Faktor in die Größe der effektiven Höhe bzw. Länge ein, nämlich die geometrische Form der Aufhängung. Alle bis jetzt gemachten Ausführungen gelten, streng genommen, nur für völlig gerade Antennen, wo die Energie ungestört und maximal abgestrahlt wird. Sind dagegen größere Knickstellen in der Antenne, so ruft das Unregelmäßigkeiten der elektrischen Feldstärke hervor, wodurch sich ein Teil der abzustrahlenden Energie wiederaufhebt. Das bedeutet eine Abnahmen des Strahlungswiderstandes und mit ihm auch des Wirkungsgrades. Man kann sich diese Tatsache an dem Beispiel, das Abb. 24 darstellt, sehr schön veranschaulichen. Fig. 24a

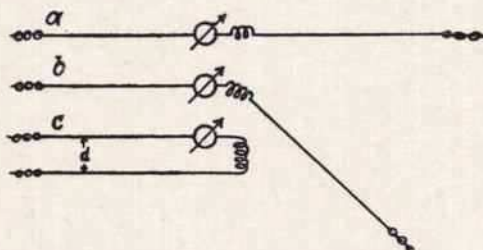


Abb. 24. Ein allmähliches Umknicken der beiden Äste eines Dipols läßt den Strahlungswiderstand sinken, den Strom also ansteigen

zeigt einen gestreckten $\lambda/2$ -Dipol. Bei seiner Erregung durch einen Sender tritt ein bestimmter Antennenstrom auf. Knickt man den einen Strahler jetzt, wie Abb. 24b zeigt, um, so steigt der Antennenstrom an. Das ist ein Zeichen, daß der Strahlungswiderstand abnimmt. Eine merkliche Verschiebung der Eigenwelle tritt jedoch, wie zunächst anzunehmen ist, nicht ein, denn mit der Zunahme der gegenseitigen Kapazität geht die Abnahme der Selbstinduktion der beiden Strahler parallel.

Durch weiteres Umknicken des einen Antennenastes kommt er schließlich in die durch Fig. 24c dargestellte Lage. Bei dem so erhaltenen $\lambda/4$ -Lechersystem ist der Strom am größten. Der Strahlungswiderstand hat jetzt nur noch den Wert

$$R_s = 60 \pi^2 \left(\frac{d}{\lambda} \right)^2.$$

Er beträgt also nur noch Bruchteile eines Ohms. Bei allzu starker Annäherung der Drähte überwiegt schließlich doch die Kapazitätzunahme, so daß die Eigenwelle größer wird. Diese Verstimmung bedingt wieder eine Abnahme des Stromes. Der Versuch kann im Zimmer durchgeführt werden, wenn man dazu einen kleinen Ultrakurzwellensender benutzt. Die Gesamtlänge des Strahlers braucht nur etwa 3 bis 4 m zu sein.

Das Beispiel lehrt, daß es unvorteilhaft ist, Antennen zu knicken. Auch die sog. L-Antenne ist eine geknickte Antenne und hat somit gegenüber einem geraden Strahler derselben Länge einen Nachteil. Wo also die Möglichkeit besteht, die Antenne geradezuspannen, kann man nur dazu raten.

g) Antennenleistung und Strahlungswiderstand

Die Antennenleistung ist gegeben durch die Formel

$$N_a = I^2 \cdot R_a.$$

I bedeutet den Strom im Strombauch und R_a den gesamten Antennenwiderstand. Dieser setzt sich aus dem Strahlungswiderstand und einer Reihe von Verlustwiderständen zusammen. Den Hauptanteil an den Verlustwiderständen hat bei der nicht geerdeten Antenne der Ohmsche Widerstand. Da man es mit Hochfrequenz zu tun hat, ergibt sich noch durch den Skin-Effekt eine Widerstandszunahme. Den endgültigen Hochfrequenzwiderstand eines runden Kupferdrahtes kann man dem Nomogramm nach Abb. 25 entnehmen. Obwohl I und R_a mit genügender Genauigkeit zu messen sind, stimmt die durchaus berechnete Antennenleistung nur für den $\lambda/2$ -Dipol. Bei auf Oberwellen schwingenden Antennen wird dieser Wert immer zu groß. Das liegt daran, daß I in allen Strombäuchen nicht gleich groß ist. Die Strom- und auch die Spannungskurve haben infolge der unvermeidlichen Antennendämpf-

fung einen Verlauf nach Abb. 26a. Da man nun nur den Strom im ersten Strombauch mißt, ist das sich daraus ergebende Resultat offensichtlich zu groß. Die Maxima und Minima werden immer verschwom-

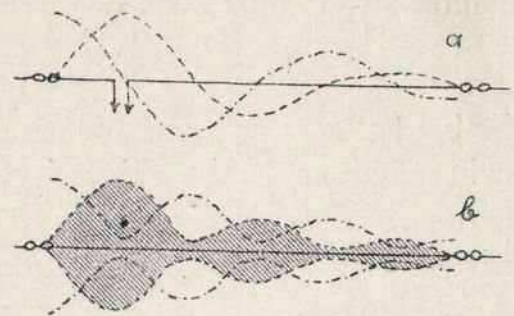
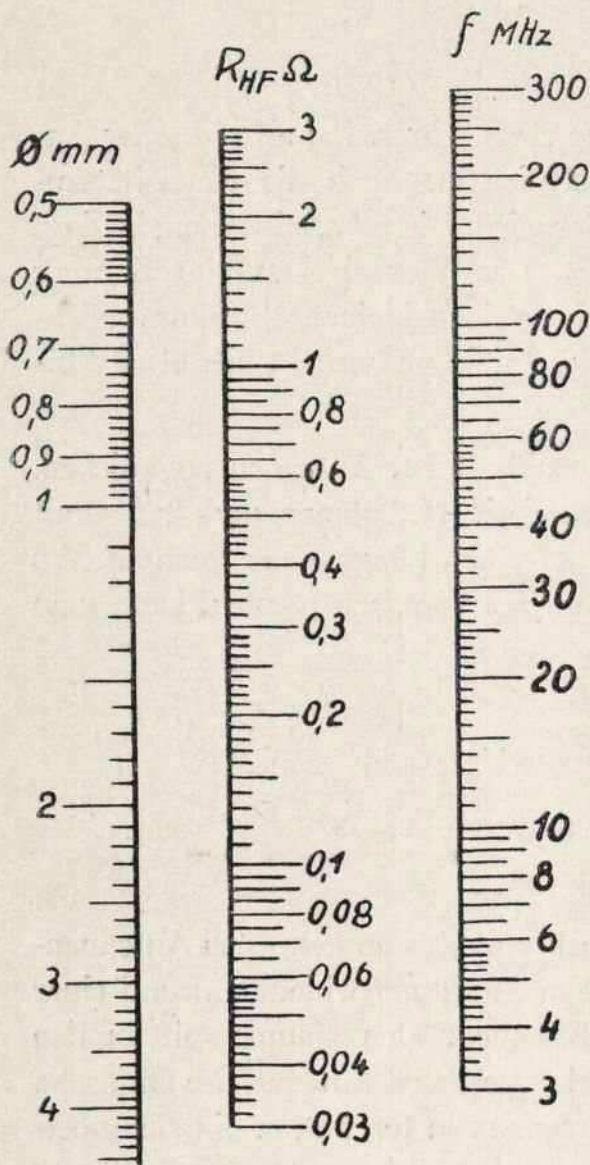


Abb. 26. Wahre Strom- und Spannungsverteilung auf einer Langdrahtantenne

Abb. 25. Nomogramm zur Bestimmung des HF-Widerstandes von massiven Kupferleitungen mit kreisförmigem Querschnitt (Gleichstromwiderstand mit eingerechnet)

mener, wie besonders aus Fig. 26b deutlich hervorgeht. Schließlich können die Bäuche und Knoten völlig verschwinden, so daß nur noch eine schwache, fortschreitende Welle wahrzunehmen ist. Die oben erwähnte Dämpfung ist auch der Grund dafür, weshalb Antennen mit einer Länge von mehr als 3 bis 4 λ nur noch schwer eindeutige Resonanzen zeigen. Die Antennenleistung von Langdrahtantennen läßt sich auf diese Art also nicht bestimmen.

4. Kapitel

Speiseleitungen von Antennen und Wellenwiderstand von Drähten

Alle oben schon besprochenen direkt gespeisten Antennen werden überall da mit Vorteil angewendet, wo ein freier Aufbauplatz die Strahlung nicht beeinträchtigt, wo es auf wirkungsvollste Ausnutzung der erzeugten Hochfrequenzenergien nicht so sehr ankommt und wo der Einfachheit des Antennengebildes und seiner Abstimmung der Vorzug gegeben wird, also bei fast allen Antennensystemen transportabler kleiner Funkgeräte. Andererseits werden direkt gespeiste Antennen auch da angewendet, wo die zu überbrückenden Entfernungen im Verhältnis zur vorhandenen Hochfrequenzenergie gering sind.

Überall dort jedoch, wo kein günstiger Aufbauplatz vorhanden ist, wo Netze, Leitungen, Metallkonstruktionen, große Gebäude-Komplexe u. a. eine starke Absorption der ausgestrahlten Energien und eine starke Verzerrung des Senderfeldes hervorrufen und wo es auf die Ueberbrückung großer Entfernungen mit kleinen Energien ankommt, wird man Antennengebilde benutzen, die den geringsten örtlichen Verlusten unterworfen sind. Das sind die indirekt gespeisten Antennen. Unter ihnen versteht man Antennen, die über nichtstrahlende Energieleitungen an den Sender angeschlossen sind.

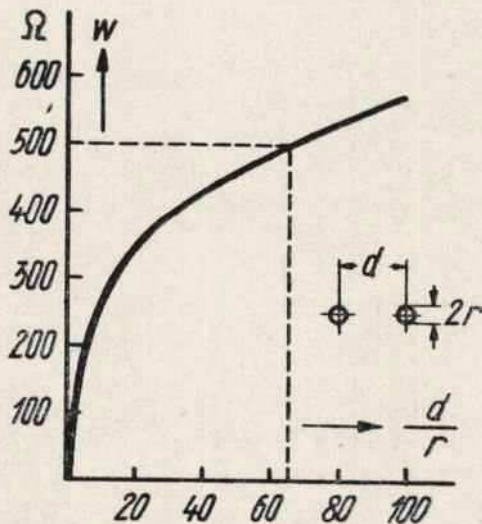


Abb. 27. Wellenwiderstand eines Paralleldrahtsystems in Abhängigkeit vom Verhältnis d/r

Bevor auf die Einzelheiten der indirekt gespeisten Antennen eingegangen werden kann, ist es unbedingt notwendig, einige theoretische Grundbegriffe zu erläutern, die für das Verständnis der Antennenaufbaueigenart und Wirkungsweise von wesentlicher Bedeutung sind.

a) Doppelleitungen

Jede an einem Ende erregte Doppelleitung setzt den an ihr entlang laufenden Wellen einen Widerstand, den Wellenwiderstand, entgegen.

Dieser ist mit dem Kennwiderstand eines Schwingkreises zu vergleichen. Der Wellenwiderstand ist beim Paralleldrahtsystem von seiner Länge unabhängig, wie das auch aus der Formel

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

hervorgeht. Es bedeutet nämlich L und C die Selbstinduktion und Kapazität der Leitung pro Längeneinheit. Setzt man die entsprechenden Werte für die Doppelleitung ein, so ergibt sich mit großer Annäherung der Wellenwiderstand zu

$$Z = 120 \ln \frac{d}{r},$$

wobei d/r das Verhältnis des Abstandes der Drahtmitten zum Radius der Drähte bedeutet. In der Abb. 27 ist der Wellenwiderstand eines Paralleldrahtsystems in Abhängigkeit vom Verhältnis d/r graphisch dargestellt. Soll z. B. eine Leitung $Z = 500$ Ohm haben, so ergibt sich, wie die gestrichelte Linie zeigt, ein Verhältnis von d/r zu 65, d. h., der Abstand muß 65mal so groß als der Radius sein; für 2 mm Drahtdurchmesser also 6,5 cm Drahtabstand. Die Kenntnis des Wellenwiderstandes einer Energieleitung ist wichtig, da die Eingangs- und Ausgangs-Transformatoren an ihn angepaßt werden müssen, wenn man Verluste vermeiden will.

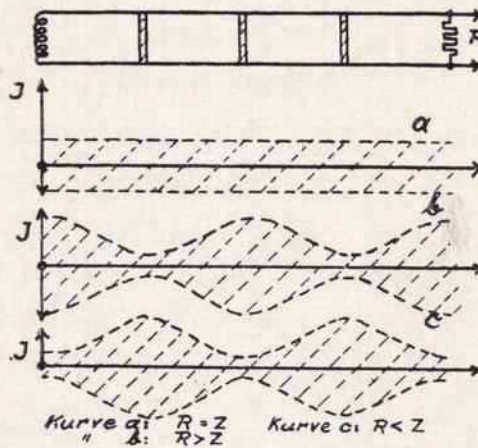


Abb. 28. Stromverteilung auf einem Paralleldrahtsystem bei fortschreitenden Wellen (a) und pseudostehenden Wellen (b und c)

Die Fortleitung der Energie auf einer Doppelleitung kann verschiedene Form annehmen, und zwar richtet sie sich im allgemeinen nach der Größe des Abschlußwiderstandes R und nach dem Wellenwider-

stand. Der Abschlußwiderstand R kann dabei ein Blind- oder ein Wirkwiderstand sein, d. h. er kann entweder kapazitiven bzw. induktiven oder ohmischen Charakter haben. Eine Belastung mit dem Scheinwiderstand einer Antenne trägt, nebenbei bemerkt, auch ohmischen Charakter. Für den Fall, daß der Belastungswiderstand R gleich dem Wellenwiderstand Z der Leitung wird, pflanzt sich die Energie in fortschreitenden Wellen längs der Leitung fort. Die gesamte hochfrequente Energie wird dabei von R verzehrt, so daß am Leitungsende keine Reflektion stattfinden kann. Abb. 28a zeigt die Hüllkurve des Stromes in der Doppelleitung, wenn $R = Z$ ist. Wenn nun R kleiner oder größer als Z ist, so tritt teilweise Reflektion ein und die Stromkurve J wird schwach wellig (Abb. 28b u. c). Es treten dann auch keine

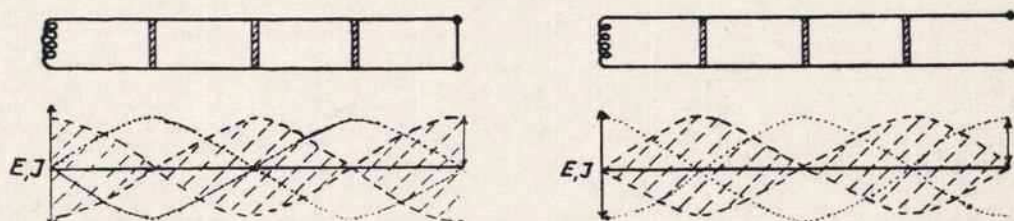


Abb. 29.

- a) Stromverteilung auf einem Paralleldrahtsystem für den Grenzfall $R=0$, d. h. Ende des Systems geschlossen
- b) Stromverteilung auf einem Paralleldrahtsystem für den Grenzfall $R=\infty$, d. h. Ende des Systems offen

reinen fortschreitenden Wellen, sondern pseudo-fortschreitende oder, was dasselbe ist, pseudo-stehende Wellen längs der Energieleitung auf. Im Grenzfall $R=0$ oder $R=\infty$ tritt, wie häufig benötigt, totale Reflektion ein. Spannung und Strom bilden dann, wie die Abb. 29 a, b zeigen, stehende Wellen in Kurzschluß oder Leerlaufverteilung. Will man reine stehende Wellen auf einer Leitung haben, so muß diese wie eine Antenne durch Variieren der Länge auf die Betriebsfrequenz abgestimmt werden. Es ist natürlich auch möglich, mit Hilfe von Drehkondensatoren ein beliebig langes Lechersystem zur Resonanz zu bringen, d. h. stehende Wellen auf ihm zu erzeugen. Abb. 30 a zeigt die Abstimmung eines zu langen Lechersystems durch Serienkondensatoren. Die zu kurze Leitung nach Abb. 30 b wird durch einen Parallel-Kondensator elektrisch verlängert. Da das Paralleldrahtsystem meist zur Speisung einer Antenne herangezogen wird, empfiehlt sich die Verwendung der Schaltung nach Abb. 30 c. Man kann so wahlweise Span-

nungs- und Stromspeisung und kombinierte Speisungsarten anwenden, da man die Leitung beliebig mit C_p und mit C_s verlängern und verkürzen kann.

Die Amperemeter in beiden Leitungen dienen zur Einstellung der genauen Symmetrie. Wenn in beiden Leitungen dieselbe Stromvertei-

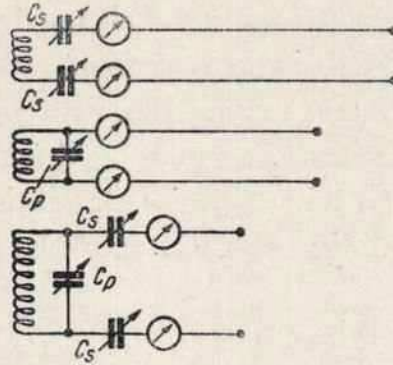


Abb. 30. Abstimmung eines (a) zu langen und eines (b) zu kurzen Lechersystems.
c = Prakt. Ausführung

lung herrscht, sind die Strahlungsenergieverluste fast Null. Der Strahlungswiderstand eines symmetrisch gespeisten Lechersystems beträgt nur noch

$$R_s = 60 \pi^2 \left(\frac{d}{\lambda} \right)^2$$

(d = Abstand der Drahtachsen, λ = Wellenlänge). Durch Unsymmetrie erhöht sich der Strahlungsverlust infolge einer sich bildenden Gleichtaktwelle beträchtlich.

Der Ohmsche Widerstand, der durch die Strahlung bedingte Strahlungswiderstand und die durch den Skin-Effekt hervorgerufene Widerstandserhöhung setzen sich zu einem Verlustwiderstand R zusammen. Dieser bewirkt, wie jeder Widerstand, in einem Schwingkreis eine Dämpfung β der Parallel drahtleitung. Es wird

$$\beta = \frac{R}{2Z}$$

Wie man sieht, bleiben die Verluste für kleines R und großen Wellenwiderstand in kleinen Grenzen. Die Dämpfung hat zur Folge, daß auf einem langen Lechersystem die einzelnen Strom- und Spannungsmaxima exponentiell abklingen, so daß am Ende der Leitung nur noch ein gewisser Prozentsatz der am Anfang hineingesteckten Energie vor-

handen ist. Strom- und Spannungsnullstellen sind natürlich aus den schon bei den Linearantennen besprochenen Gründen auch hier eine physikalische Unmöglichkeit. Wo es aber nur auf die schematische Darstellung, wie z. B. in Abb. 29, ankommt, braucht dieser Effekt nicht berücksichtigt werden. In der Praxis fällt der Energieverlust kaum ins Gewicht, da man über ein 2λ -Lechersystem wohl kaum hinausgeht.

Tabelle für maximal zulässige Energieleitungslänge bei Verwendung von Gummiaderlitze (Drahtdurchmesser 2 mm, Seelenabstand 4 mm)

Band	m Drahtlänge
80 m	100 m
40 m	50 m
20 m	30 m
10 m	18 m
5 m	10 m

Ein sowohl in mechanischer wie auch in elektrischer Hinsicht einwandfreier Aufbau der Paralleldrahtleitung ist sehr schwer zu erreichen, so daß Festigkeit und Konstanz des Drahtabstandes meist sehr zu wünschen lassen. Es hat sich nun gezeigt, daß gewöhnliches gummiisoliertes Kabel sich sehr gut als Energieleitung sowohl für Empfangs- als auch für Sendezwecke eignet. Es vereinigt sowohl die Konstanz des Drahtabstandes wie die Festigkeit in sich, da es mechanisch wie ein einziger isolierter Draht behandelt werden kann. Ferner kommt noch die außerordentliche Unempfindlichkeit gegenüber äußeren kapazitiven Beeinflussungen hinzu. In der obenstehenden Tabelle sind die für die vier Bänder noch zulässigen Leitungslängen, bei denen noch eine brauchbare Energieübertragung erfolgt, angegeben. Es erscheint zunächst seltsam, daß bei den angegebenen Längen, wo doch schon eine recht hohe Leitungskapazität vorhanden ist, überhaupt noch eine Energieübertragung stattfinden kann. Die gegenüber einem Luft-Paralleldrahtsystem bedeutend größere Kapazität macht sich aber nur in einer Herabsetzung des Wellenwiderstandes bemerkbar. Die übliche Formel für Z gibt bei isolierten Leitungen natürlich nicht mehr die richtigen Werte. Der Wellenwiderstand beträgt bei gummiisolierter Doppeladerlitze mit einem Verhältnis von $d/r \cong 3$ etwa 75 Ohm, wäh-

rend eine luftisolierte Leitung mit demselben d/r , abgesehen davon, daß sie mechanisch kaum mehr durchführbar ist, etwa $Z = 125 \text{ Ohm}$ hat. Als Formel für den Wellenwiderstand von in Gummi eingebetteten Paralleldrahtleitungen kann man angeben

$$Z = 70 \ln d/r.$$

Abschließend kann von der Gummikabel-Energieleitung gesagt werden, daß sie einem normalen Paralleldrahtsystem kaum nachsteht. Wie zahlreiche Versuche der Verfasser ergeben haben, ist jedoch eine niederohmige Leitung in bezug auf falsche Anpassung ziemlich empfindlich.

Es gibt auch noch einen anderen Weg zur Erreichung eines geringen Wellenwiderstandes mit Hilfe von Parallelleitungen, nämlich einfach den der Verwendung von dicken Röhren, die in dem üblichen Abstand parallel geführt werden. Diese sogenannten Q-bars wenden die Amerikaner viel bei ihren "matched-impedance-Q-Antennen" an (matched-impedance heißt angepaßte Impedanz). Die Verwendung solcher Q-bars wird sich in Deutschland wohl kaum durchsetzen, da mit geringen finanziellen Mitteln auf einfachere Art derselbe Zweck erreicht werden kann.

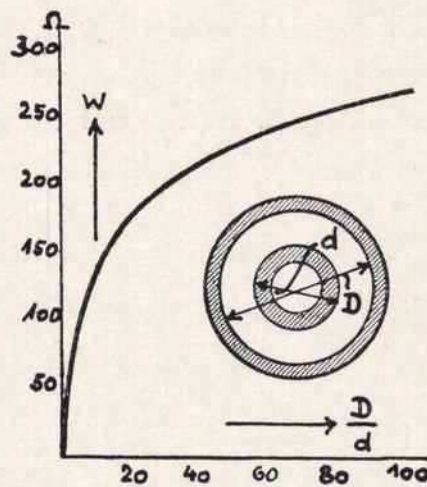


Abb. 31. Wellenwiderstand einer konzentrischen Rohrleitung in Abhängigkeit vom Verhältnis D/d

b) Konzentrische Rohrleitungen

Eine besonders bei kommerziellen Stationen weitverbreitete Energieleitung ist die konzentrische Rohrleitung. Wie der Name schon sagt,

handelt es sich dabei um zwei ineinandergesteckte Kupfer- oder Aluminiumröhren, die durch verlustarme Isolierringe in konstantem Abstand gehalten werden. Abb. 31 zeigt die Abhängigkeit des Wellenwiderstandes einer konzentrischen Rohrleitung vom Verhältnis D/d . Wie man sieht, sind die auftretenden Wellenwiderstände relativ klein. Der Grund ist wiederum die große gegenseitige Kapazität der beiden Röhren. Zur genauen Berechnung kann die folgende Formel dienen.

$$Z = 60 \ln \frac{D}{d}.$$

D bedeutet den Innendurchmesser des äußeren Rohres und d den Außendurchmesser des inneren Rohres. Der Vorteil einer konzentrischen Rohrleitung ist die absolute Strahlungsfreiheit und die Unempfindlichkeit gegen äußere Einflüsse. Ein gewisser Nachteil ist durch die mechanischen Schwierigkeiten gegeben, den Abstand der konzentrischen Röhren mit Hilfe verlustfreier Isoliermaterialien beizubehalten. Für den Amateur dürfte die Verwendung konzentrischer Rohrleitungen wohl kaum in Frage kommen, da geeignetes Material im Handel nur schwer zu erhalten ist. Ob und inwieweit sich abgeschirmtes Antennenkabel als „konzentrische Rohrleitung“ eignet, wurde noch nicht untersucht. Zum Transport mittlerer und größerer Energien ist es schon wegen seiner kleinen Ausmaße wohl kaum geeignet. Sein Wellenwiderstand liegt bei den üblichen Fabrikaten in der Größenordnung von 50—100 Ohm.

c) Die Eindrahtleitung

Die Eindrahtenergieleitung, die aus einem gewöhnlichen geraden Draht besteht, kann man sich als Sonderfall einer konzentrischen Rohrleitung denken, bei der das äußere Rohr sehr weit entfernt ist. Die Formel für den Wellenwiderstand kann man daher aus der der konzentrischen Rohrleitung ableiten. Es ist dann

$$Z = 60 \ln \frac{4h}{d},$$

wobei h die mittlere Höhe über dem Erdboden und d den Drahtdurchmesser bedeutet. Es gibt auch noch, wie Abb. 32 zeigt, eine andere Darstellung des Wellenwiderstandes einfacher Drähte.

Die Arbeitsweise einer Eindrahtleitung ist derart, daß der Draht die Hinleitung der Energie zum Verbraucher darstellt, während die Rückleitung über die Erdkapazität des Verbrauches stattfindet. Bei

Verwendung von Eindrahtenergieleitungen ist vor allen Dingen auf richtige Dimensionierung der Anpaßglieder zu achten, da andernfalls erhebliche Verluste infolge Strahlung auftreten. Im Gegensatz zu den Doppel- oder Rohrleitungen ist sie auch sehr emp-

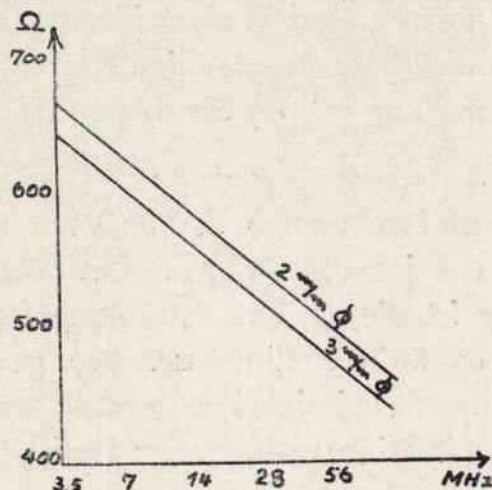


Abb. 32. Wellenwiderstand langer Drähte mit kreisförmigem Querschnitt

findlich gegenüber äußeren kapazitiven Einflüssen. Während das Berühren einer Doppeladerlitzten-Energieleitung überhaupt keine Absorptionsverluste hervorruft, verursacht eine kapazitive Beeinflussung der Eindrahtleitung einen sehr starken Energieentzug. Infolge der Einfachheit einer solchen Energieleitung bietet sich aber ein bequemes Mittel zur Speisung von Lecher- und Antennensystemen. Der Wirkungsgrad ist dem einer Doppelleitung gleichzusetzen, wenn man nur darauf achtet, daß im Speisungspunkt des zu speisenden Systems ein Aufnahmewiderstand herrscht, der gleich dem Wellenwiderstand der Leitung ist. Was für die Anpassung des Ausgangswiderstandes der Energieleitung gilt, ist sinngemäß auch für den Eingangswiderstand der Leitung zu übertragen. Eine Ankopplung nach Collins scheint daher sehr geeignet zu sein, da ihr Widerstand in fast beliebigen Grenzen geregelt werden kann.

Um sich einmal kurz über den Wirkungsgrad einer Eindrahtspeiseleitung zu informieren, sei an folgendem Beispiel eine kurze Ueberschlagsrechnung gemacht. Angenommen, die Energieleitung sei eine Wellenlänge lang. Ihr Strahlungswiderstand R beträge dann in roher Annäherung 50 Ohm. Setzt man die üblichen Drahtstärken von 2—3 mm voraus, so hat sie etwa $Z = 600$ Ohm Wellenwiderstand. Der

längs der Leitung konstante Strom betrage J Ampere. Es ist dann die gesamte in die Energieleitung hineingesteckte Leistung $N_L = J^2 \cdot Z$ und die von der Leitung selbst verbrauchte Leistung $N_V = J^2 \cdot R$. Der Wirkungsgrad der Leitung ist dann $w = \frac{N_L - N_V}{N_L} \cdot 100\%$. Nach Einsetzen der Werte für N_L und N_V erhält man

$$w = \frac{Z - R}{Z} \cdot 100\% = \frac{600 - 50}{600} \cdot 100\% \cong 92\%.$$

d) Wellenwiderstand von Antennen

Eine Antenne kann man, wie schon Abb. 24 zeigt, als eine vom Paralleldrahtsystem bis zum geraden Draht gestreckte Doppelleitung auffassen. Der Wellenwiderstand einer so definierten Doppelleitung nimmt zu, je weiter die zusammengehörigen Drahtelemente auseinander sind. Man bildet daher den mittleren Wellenwiderstand Z_m von Antennen. Er ist jetzt nicht mehr von zwei, sondern von drei Größen abhängig, wobei auch die verwendete Wellenlänge eine gewisse Rolle spielt. Der mittlere Wellenwiderstand ist

$$Z_m = 120 \left[\ln \frac{1}{d} - 1 - \frac{1}{2} \ln \frac{1}{\lambda} \right], \text{ für } \left(\frac{1}{\lambda} > \frac{1}{4} \right)$$

Für einen $\lambda/2$ -Dipol geht dieser Ausdruck über in die Formel

$$Z_m = 120 \left[\ln \frac{1}{d} - 0,65 \right]$$

In Abb. 33 ist diese häufig gebrauchte Beziehung graphisch dargestellt. Nach der Kurve ergibt sich z. B. für einen $\lambda/2$ -Dipol von 10 m Gesamtlänge (Grundwelle 20 m) und einer Drahtstärke d von 3 mm ein

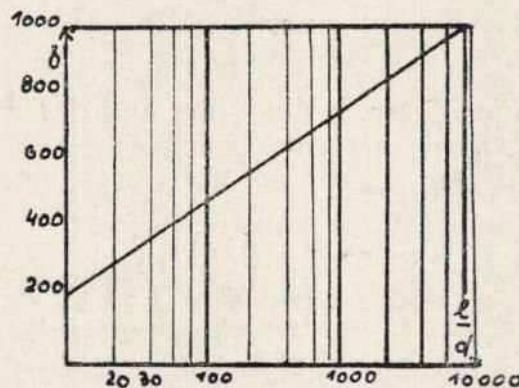


Abb. 33. Wellenwiderstand eines $\lambda/2$ -Dipols in Abhängigkeit vom Verhältnis

$$\frac{\text{Antennenlänge}}{\text{Antennendurchmesser}}$$

$\frac{l}{d} \cong 3300$ und demnach ein Wellenwiderstand von rund 900 Ohm. Wenn umgekehrt ein bestimmter Wellenwiderstand gegeben ist, so kann mit der Kurve die erforderliche Drahtstärke festgestellt werden. Um die Abhängigkeit des mittleren Wellenwiderstandes von der Wellenlänge klarer zu machen, sind in der folgenden Tabelle für eine gebräuchliche Antenne von 40 m Länge und 3 mm Durchmesser die einzelnen Widerstände ausgerechnet.

Betriebswelle	l/λ	Z_m
80 m	$\frac{1}{2}$	1060 Ω
40 m	1	1020 Ω
20 m	2	980 Ω
10 m	4	935 Ω
5 m	8	895 Ω

Interessant ist in diesem Zusammenhang vielleicht noch die Selbstinduktion und Kapazität eines geraden Drahtes.

Die Induktivität eines Leiters gegen Erde ist gegeben zu

$$L = 0,2 \cdot l \cdot \ln \frac{4h}{d} \cdot 10^{-8} \text{ Henry oder}$$

$$L = 21 \cdot \ln \frac{4h}{d} \text{ cm.}$$

Die Kapazität berechnet sich zu

$$C = \frac{1}{9 \cdot 10^{11}} \cdot \frac{l}{2 \ln \left(\frac{4h}{d} \right)} \text{ Farad oder}$$

$$C = \frac{l}{2 \cdot \ln \left(\frac{4h}{d} \right)} \text{ cm.}$$

Hierin bedeuten: l die Länge, h die Höhe und d der Durchmesser des Leiters in Zentimetern.

5. Kapitel

Scheinwiderstand von Antennen

a) Die Impedanz

Um sich über die auf einer schwingenden Antenne herrschenden Widerstandsverhältnisse klar zu werden, geht man am besten von der Ersatzschaltung eines in Resonanz befindlichen Dipols aus. Wie Abb. 34

zeigt, ist es eine Kreisschaltung der frequenzbestimmenden Selbstinduktion und Kapazität mit dem die Strahlungsdämpfung ersetzenden Widerstand $R_s = R_1 + R_2$. Erfolgt die Speisung nur in der in b skizzierten Weise, also derart, daß Kapazität, Widerstand und Selbstinduktion in Serie liegen, so spricht man von symmetrischer Serienspeisung. Wird nun ein solches System an eine Hochfrequenzquelle gelegt, so

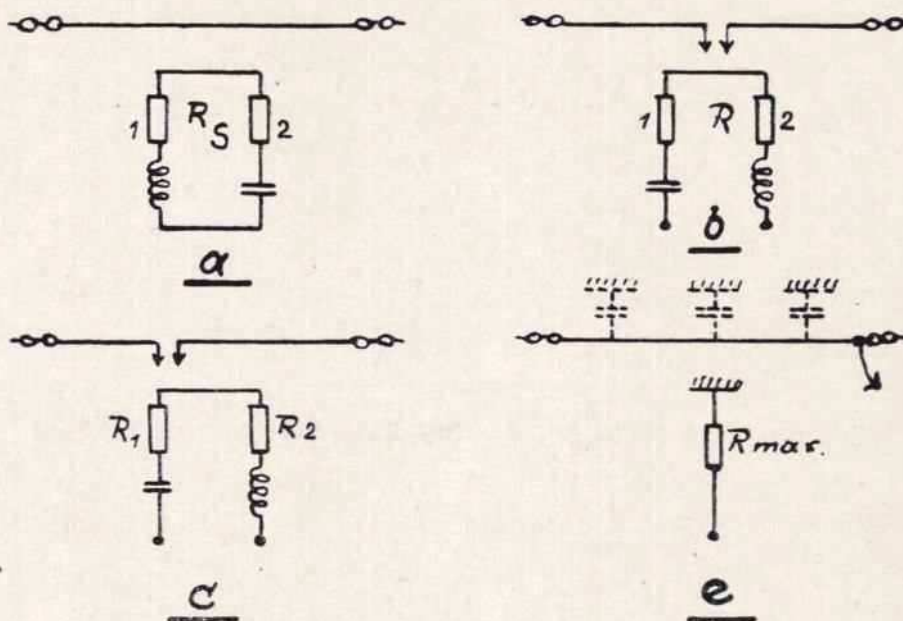


Abb. 34. a = Antenne mit Ersatzschaltung
 b = Serienspeisung einer Antenne (symmetrisch)
 c = " " " (unsymmetrisch)
 e = Grenzfall der unsymmetrischen Serienspeisung

setzt es den elektrischen Schwingungen im Speisepunkt einen bestimmten Scheinwiderstand, die Impedanz Z , entgegen. Die Impedanz kann, wie jeder Scheinwiderstand, in eine Wirk- und Blindkomponente zerlegt werden. Bei Antennen besteht nun ein ganz bestimmter Zusammenhang zwischen diesen drei Größen. Abb. 35 soll zum weiteren Verständnis dieser Beziehungen der Antennenwiderstände untereinander dienen. Nimmt man zunächst einmal einen zu kurzen Dipol, z. B. von der Länge $l/\lambda = 0,2$ an, so wird die Impedanz im Speisepunkt dargestellt durch den Vektor Z_1 . Dieser besteht einmal aus einem Wirkwiderstand R_1 und dann aus einem kapazitiv wirkenden Blindwiderstand X_1 . Es ist bekannt, daß man eine zu kurze Antenne durch Einschalten einer Selbstinduktionsspule zur Resonanz bringen kann. Das bedeutet nichts an-