

leitung angeschlossen. Die Dipolhälften werden, wie aus Abb. 75 zu ersehen ist, 15,5 und 10 m oder 8,8 und 5 m lang gemacht. Bei der Wahl der Dipolhälften von $2 \cdot 15,5$ und $2 \cdot 10$ m ist der 15,5-m-Ast als $\lambda/2$ -Dipol mit ungefähr 8 MHz und als $3/2 \lambda$ mit ungefähr 24 MHz in Resonanz. Der 10-m-Ast ist mit ungefähr 14 MHz in Resonanz. Durch die Wahl dieser Längen kann mit dieser Doppel-Dipolantenne ein Frequenzbereich von 2 bis etwa 26 MHz empfangen werden. Diese Dipolanordnung ist also für diesen breiten Frequenzbereich etwa in Resonanz. Durch das Zusammenschalten des rechten Astes des längeren Dipols mit dem linken Ast des kürzeren und dem linken Ast des längeren Dipols mit dem rechten Ast des kürzeren tritt bei den angegebenen Längenangaben eine Ueberlappung der Resonanzstellen ein. Die Hochfrequenzenergieabgabe des kürzeren Dipols addiert sich zur Hochfrequenzenergieabgabe des längeren Dipols in der Mitte ihrer Resonanzstellen. Der Wellenwiderstand der verdrehten Energieleitung mit etwa 100Ω ist auch hierbei, wie bei den vorher erwähnten Allbandantennen eine Kompromißgröße. Er ist kleiner als die Impedanz im Anschlußpunkt, wenn man einen langen und kurzen Dipolast als Gesamtantenne betrachtet, und größer als die Impedanz im Anschlußpunkt, wenn man entweder die beiden langen Aeste oder die beiden kurzen Aeste als Gesamtdipol betrachtet.

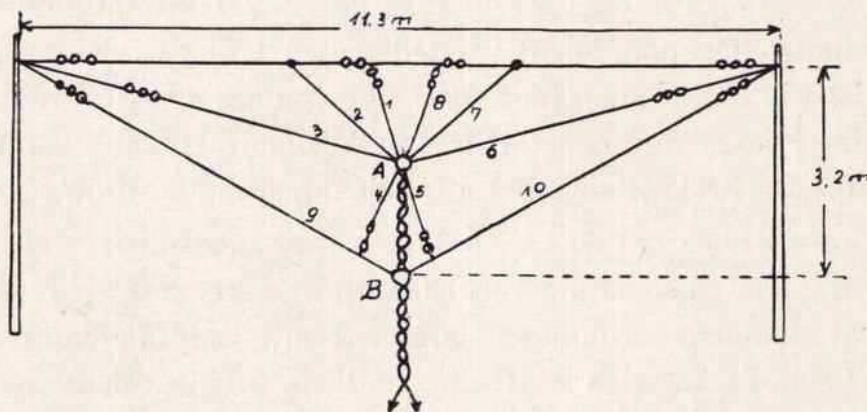


Abb. 76. Spinnwebantenne (5fach T-Antenne)

e) Spinnweb-Antenne

Durch eine Kombination mehrerer verschieden langer (auf die einzelnen Bänder abgestimmter) Dipole nach Art der Abb. 75 kommt man zur Anordnung nach Abb. 76. Es ist dies die in Amerika modernste

und bestbewährte Empfangsantenne für einen Frequenzbereich von 0,1 bis 70 MHz, die sogenannte „Spinnweb-Antenne“. Diese Antenne zeichnet sich neben ihrer großen Hochfrequenzenergieabgabe an den Empfänger auf allen Frequenzen zwischen 0,1 bis 70 MHz auch noch durch ihre kleinen Abmessungen aus. Die wie ein Spinnweb aussehende Anordnung enthält nicht weniger als 5 Dipole, die derart abgestimmt sind, daß sich ihre Resonanzstellen weit überlappen. Um bei der kleinen Gesamtlänge von 11,5 m der Spinnwebantenne auch abgestimmte Dipole

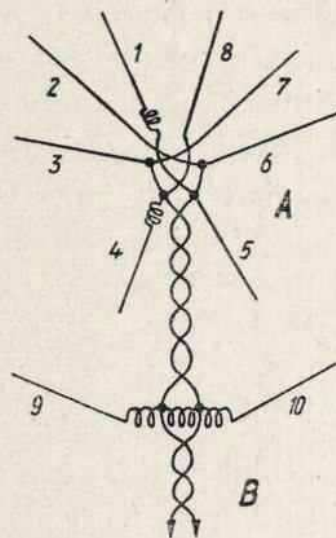


Abb. 77.

für die längeren Wellen unterbringen zu können, hat man diese Dipole durch Selbstinduktion künstlich verlängert. Es liegt eine derartige Ladungsspule im Strahler 1 und 4, wie es die Abb. 77 zeigt, und im Dipol 9 und 10. Die Selbstinduktion dient gleichzeitig als Antennenanpaßtransformator (Autotransformator) für die unabgestimmte verdrehte Speiseleitung. In der Abb. 77 sind die beiden Punkte A und B der Abb. 76 vergrößert wiedergegeben. Die einzelnen Dipoläste sind darin mit laufenden Nummern versehen, so daß ein Gesamtbild der zusammen-

mengeschalteten Dipole leicht vorstellbar wird. Die verdrehte Energieleitung ist wie üblich auch hier aus Doppelgummiaderlitze vom Drahtdurchmesser je 1,5 mm hergestellt. Der Wellenwiderstand beträgt etwa 75 bis 100 Ω . Er läßt sich bekanntlich ungefähr bestimmen aus der Formel $Z = 70 \ln \frac{d}{r}$. r soll nach Möglichkeit nicht kleiner als 1,5 mm gewählt werden, da sonst die Verlustdämpfung zu groß wird. Derartige Empfangsantennenanordnungen komplett mit Empfängeranpaßtransformator sind in Amerika käuflich erhältlich. Für den deutschen Amateur kann einstweilen nur der Selbstbau einer derartigen Anordnung in Frage kommen und sehr empfohlen werden.

f) Entstörung von Antennen

Statische Abschirmung.

Oft wird es vorkommen, daß neben der Gegentaktempfangswelle, die durch die Energieleitung über den Anpaßtransformator induktiv auf

den Empfänger übertragen wird, noch Störungen durch die verdrehte Energieleitung aufgenommen werden. Diese Störfrequenzen benutzen die Energieleitung als einen einzigen Draht. Sie kommen also als Gleichtaktstörwellen die Energieleitung herunter und werden kapazitiv von der primären Spule des Anpaßtransformators auf die sekundäre übertragen. Diese Gleichtaktstörwellen kann man durch eine statische Abschirmung wirkungsvoll vernichten, wie es die Abb. 78 zeigt. Zwischen

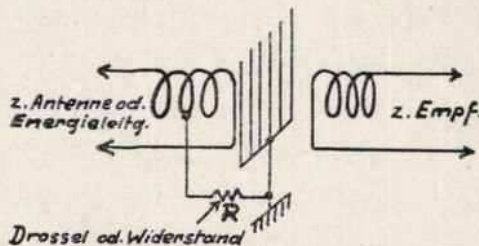


Abb. 78. Statische Abschirmung zur Vermeidung von kapazitiven Rückwirkungen

die Antennen- und Empfängerkopplungsspulen ist eine kammartige Abschirmung hineingelegt. Die Abschirmung ist über einen Widerstand mit der Mitte der Antennenspule verbunden. Die ohne diese Abschirmung von der Antennenspule (erste Kondensatorplatte) auf die Empfängerspule (zweite Kondensatorplatte) kapazitiv übertragenen Gleichtaktstörwellen werden nach Abb. 78 von dem Abschirmkamm aufgenommen und im Widerstand R vernichtet (Wirkungsweise eines Faradayschen Käfigs). Die Abschirmung muß unbedingt aus dünnen Drähten kammartig aufgebaut sein, da sonst die Kraftlinienfelder der Empfangsfrequenzen (Gegentaktwellen) Wirbelstromverlusten in dieser Abschirmung unterworfen sind. Keinesfalls darf also ein feinmaschiges Drahtsieb oder Gitter verwendet werden. In der Praxis wickelt man mit 5 mm Abstand einen etwa 0,5 mm isolierten Kupferdraht auf ein flaches, der Größe der Kopplungsspulen entsprechendes, dünnes Isolierplättchen. Dann legt man mit Zaponlack die Windungen alle fest (daher isolierter Draht). Wenn der Lack getrocknet ist, feilt oder schneidet man die Windungen an der einen Kante auf, während man auf der anderen Kante des Isolierplättchens an einen entlanglaufenden Draht alle Windungen anlötet, nachdem man die Isolierung mit Schmirgelpapier abgeschuert hat.

Daß derartige statische Abschirmungen auch bei Sendern von Vorteil sind, zeigt das nächste Kapitel.

g) Konzentrische Energieleitungen

Am Schluß des Kapitels der Empfangsantennen mit nicht energieaufnehmenden Zuleitungen soll noch die konzentrische Energieleitung erwähnt werden. Von vornherein sei hier wie zu Anfang des Kapitels darauf hingewiesen, daß die meisten abgeschirmten Zuleitungen, wie sie für Rundfunkzwecke bei uns in Verwendung sind, wegen ihres niederen Wellenwiderstandes (etwa 50Ω) nicht in Frage kommen. Konzentrische Energieleitungen mit größerem Außendurchmesser dagegen sind oft wesentlich vorteilhafter als die bisher bei den indirekt gespeisten oder angekoppelten Antennen beschriebenen Lechersysteme und Energieleitungen. Da der Wellenwiderstand bei konzentrischen Rohrleitungen sich nach der Formel

$$Z(\Omega) = 138 \cdot \log \frac{D}{d},$$

wobei D der Innendurchmesser des äußeren Leiters und d der Außendurchmesser des inneren Leiters ist, errechnet, und er daher bei normalen Größen der Rohrleitungen Werte von 50 bis 170Ω annimmt, wird eine konzentrische Rohrleitung überall da Verwendung finden können, wo niederer Wellenwiderstand der Energieleitung bei den einzelnen Antennenanordnungen Voraussetzung war (also z. B. anstatt verdrahteter Speise- und Energieleitungen, Röhrenenergieleitungen und anderen). Eine für Kurzwellenzwecke brauchbare konzentrische Rohrleitung mit einem Wellenwiderstand von 75Ω hätte z. B. einen inneren Leiter von 2 mm Durchmesser, auf welchem in Abständen von 5 bis 10 cm Glasringe, oder Ringe aus keramischem Isolierstoff aufgezogen sind; vielfach ist auch der innere Leiter mit einer Trolitulspirale umwickelt. Um diese Abstandsisolierringe befindet sich der äußere Leiter, der bei einer 75 ohmigen Rohrleitung einen inneren Durchmesser von 7 mm, einen äußeren von mindestens 9 mm hätte. Um die Verluste in der Rohrleitung zu verringern, werden vorteilhaft hauptsächlich für Sendezwecke größere Durchmesser des inneren Leiters gewählt, die natürlich auch größere Durchmesser des äußeren bedingen. In Abb. 79 sind für verschiedene Außendurchmesser des inneren Leiters für drei verschiedene Widerstandswerte der Rohrleitungen die dazugehörigen Innendurchmesser der äußeren Leiter zu sehen. In der Abb. 80 ist eine der vielen Anwendungsmöglichkeiten selbst bei Ultrakurzwellen wiedergegeben. Erwähnt sei, daß bei Verwendung geerdeter konzen-

trischer Rohrleitungen wie in Abb. 80 diese etwas störanfälliger sind als verdrehte Doppelleitungen. Infolge der ausgezeichneten Symetrie der letzteren kommen die Störwellen als reine Gleichtaktwellen in die Leitung. Am Empfängereingang lassen sie sich dann wirkungsvoll vernichten. Nicht zuletzt ist eine Doppelleitung auch billiger. Dies ist ein Nachteil der konzentrischen Rohrleitungen gegenüber den verdrehten Energieleitungen hauptsächlich für Empfangszwecke.

$$Z = 138 \log \frac{D}{d}$$

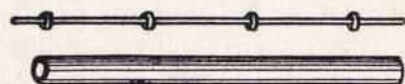


Abb. 79. Konzentrische Rohrleitung

Außendurchmesser des inneren Leiters	Innendurchmesser des äußeren Leiters bei einem charakterist. Wellenwiderstand von		
	75 Ω	100 Ω	150 Ω
2 mm	7 mm	10,5 mm	24,5 mm
3 mm	10,5 mm	16 mm	36,5 mm
4 mm	14 mm	21 mm	49 mm

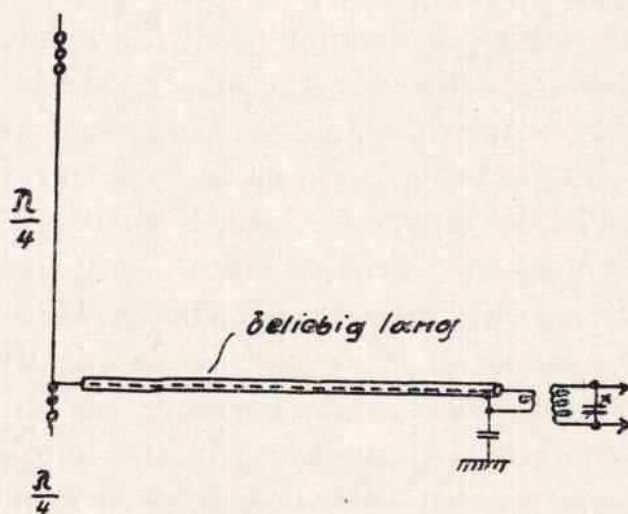


Abb. 80. Vertikalantenne für Ultrakurzwellen mit konzentrischer 75-Ω-Rohrleitung

12. Kapitel

Kopplungsarten für Sendeantennen

a) Spannungs- und Stromkopplung

Bevor auf die einzelnen Kopplungsarten und dazugehörigen Schaltungen näher eingegangen werden kann, erscheint es zweckmäßig, sich

zunächst über Spannungs- und Stromkopplung klar zu werden. Bei einer Stromkopplung, die wohl in den weitaus meisten Fällen Anwendung finden wird, muß man am Ende seiner Antennenzuleitung oder seiner Energieleitung einen Strombauch haben. An einem in die Antennenzuleitung oder die Energieleitung in der Nähe der Kopplungsspule des Senders eingeschalteten Hitzdraht- oder Thermokreuzmeßinstrument wird die Resonanz einer Antennenanordnung im Falle der Stromkopplung durch einen Höchstausschlag angezeigt. Dabei sei ausdrücklich darauf hingewiesen, daß die Größe des maximalen Ausschlages in Ampere keineswegs ein Maßstab für die abgestrahlte Hochfrequenzenergie zu sein braucht. So wird z. B. bei Zweidrahtenergieleitungen mit niederem Wellenwiderstand (kleiner Drahtabstand) der Stromwert ein größerer sein als bei Leitungen mit hohem Wellenwiderstand. Eine Art Stromkopplung ist auch beim Ankoppeln einer unabgestimmten Energieleitung erforderlich, auf der fortschreitende Wellen auftreten (Strom und Spannung also überall konstant sind).

Bei der Spannungskopplung liegt am Ende der Antennenzuleitung oder der Energieleitung ein Spannungsbauch (Stromknoten). Ein wie oben eingeschaltetes Hitzdraht- oder Thermokreuzmeßinstrument wird am Sender nur geringen Ausschlag ergeben. Die Resonanz der Antennenanordnung läßt sich mit unempfindlichen Instrumenten nicht so leicht feststellen, und das ist der einzige Nachteil. Für den geübten Amateur bedeutet eine Spannungskopplung jedoch nichts Außergewöhnliches. So läßt sich durch einen Detektor-Galvanometerabsorptionskreis oder am Anodenstrommeßinstrument der Endstufe auch leicht die Resonanz feststellen. Da nun am Antennenzuleitungsende ein Spannungsbauch auftritt, wird es also erforderlich sein, möglichst große Spannungswerte an die Antenne zu geben. Diese benötigten Spannungswerte werden meist durch direktes oder kapazitives Anschalten der Antennenzuleitung an einem Schwingkreis entnommen; bei der Stromspeisung werden die Stromwerte meist durch induktives Ankoppeln oder kapazitives Anschließen der Zuleitung übertragen. Auf die Ankopplung ist leider bisher recht wenig Wert gelegt worden. Tatsächlich läßt sich aber eine maximale Ausbeute der Hochfrequenzenergie nur bei gewissenhaftem Aufbau nicht nur der Antenne, sondern auch der Kopplungselemente erreichen.

Eine Kopplungsvorrichtung soll folgende Forderungen erfüllen:

1. Die Antenne genau in Resonanz bringen, d. h. durch wahlweise kapazitive oder induktive Abstimmungsmittel die Blindleistungsaufnahme der Antenne klein halten (Collins-Kopplung).
2. Zwecks größter HF.-Ausbeute durch irgendwelche Kopplungselemente eine Anpassung an die Impedanz der Zuleitung erreichen.
3. Harmonische weitestgehend unterdrücken (statische Abschirmung).
4. Vollkommen unabhängig vom Auftreten stehender oder fortschreitender Wellen auf dem angekoppelten Antennenstück sein.

Allein aus diesen aufgeführten Punkten wird man also leicht erkennen können, daß der Kopplung zwischen Sender und Antenne doch eine größere Bedeutung zufällt. Es würde im Rahmen dieses Buches zu weit führen, für jede beschriebene Antennenanordnung die einzelnen Kopplungsmöglichkeiten zu erläutern. Aus der Fülle der nachfolgenden Ankopplungsmöglichkeiten muß daher jeder Amateur selbst sich die nach seinen finanziellen Mitteln und seiner Antennenanordnung mögliche Kopplungsart heraussuchen.

Die Abb. 81—107 zeigen einige der vielen Möglichkeiten, Antennen zu speisen. Absichtlich ist hierbei von der gebräuchlichen Einteilung der Ankopplungsarten in induktive und kapazitive Ankopplungen abgesehen worden, um dem Durchschnittsamateur die richtige Wahl des Kopplers für seine Antenne in der Praxis zu erleichtern. Es ist daher hier folgende Einteilung gewählt worden:

1. Koppler für Linearantennen,
2. Koppler für abgestimmte Lechersysteme,
3. Koppler für unabgestimmte Energieleitungen.

Selbst der Nachteil, daß z. B. die Collins-Kopplung dreimal erwähnt werden muß, weil sie bei allen Antennen sehr gut verwendet werden kann, wird für die Praxis zum Vorteil, da nur durch mehrfaches Wiederholen des Guten sich dieses gegenüber dem Schlechten für die Praxis durchsetzen wird.

b) Möglichkeiten, Linearantennen zu speisen (Abb. 81—93)

In der Abb. 81 ist eine induktive Kopplung einer geerdeten Marconi-Antenne an den Sender gezeigt. Sie stellt eine der noch heute sehr ge-

bräuchlichen Ankopplungsarten dar. Antennenspule und Antenneninstrument liegen in einem Strombauch. An dem Höchstausschlag des Antenneninstrumentes kann die Resonanz der Antenne mit der Betriebs-

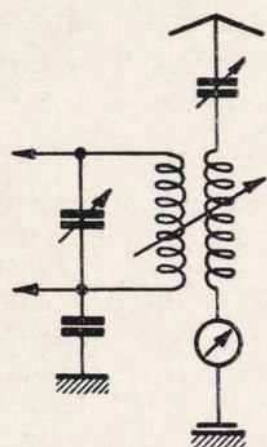


Abb. 81

frequenz leicht festgestellt werden. Es wird zur Erzielung eines besseren Tones bei dieser Art der Ankopplung geraten, möglichst mit der geringsten Kopplung zwischen Antennen- und Senderspule auszukommen.

Abb. 82 zeigt, wie eine $\lambda/2$ -Hertz-Antenne, aber auch die in Abb. 13 wiedergegebene 53- bzw. 27-m-L-Antenne, in einem Strombauch induktiv gespeist wird. In der Praxis wird man mit einem Drehkondensator zum Abstimmen der 53- bzw. 27-m-L-Antenne auskommen. Das Meßinstrument wird dann zwischen Kopplungs-

spule und dem Gegengewicht, der Drehkondensator zwischen Kopplungsspule und dem L-Strahler eingeschaltet.

Um eine λ -Antenne (Fuchsentenne mit 2 $\lambda/2$ -Abstrahlern) nach Abb. 12 in der Mitte auf einfachste Art in einem Spannungsbauch (also Stromknoten) direkt speisen zu können, bedient man sich oft (hauptsächlich bei Versuchen) der Ankopplung Abb. 83. Die beiden $\lambda/2$ -Strahler werden direkt an den Anodenkreis einer Gegentaktendstufe galvanisch angekoppelt. Zweckmäßiger ist es jedoch, zwischen jedem Strahler und dem Tankkreis einen 2000-cm-Kondensator einzuschalten, um den

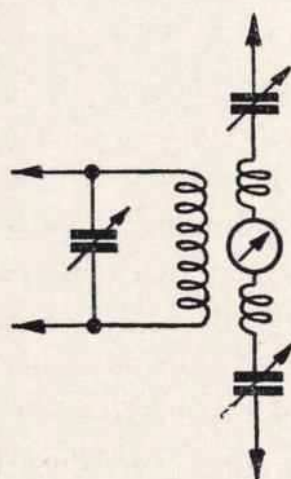


Abb. 82

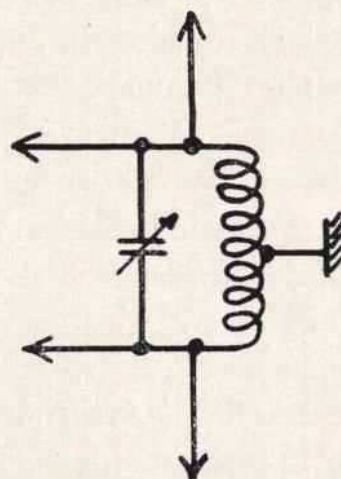


Abb. 83

Anodengleichstrom von der Antenne fernzuhalten, der für den an der Antenne operierenden Amateur verhängnisvoll werden könnte. In der Mitte der Spule muß sich ein Spannungsknoten befinden. Die Mitte soll also hochfrequenzmäßig an Erde oder am Senderchassis liegen. Es sei noch bemerkt, daß diese Art der Ankopplung auf den Anodenkreis so wirkt, als wäre er mit etwa $1000\ \Omega$ bedämpft.

Eine bessere Art der Ankopplung einer Ganz- λ -Antenne, die in einem Spannungsbauch gespeist wird, stellt die Abb. 84 dar. An den Anodenkreis ist induktiv veränderlich ein Fuchskreis gekoppelt, an welchen wiederum galvanisch die beiden $\lambda/2$ -Strahleräste (oder Vielfaches von $\lambda/2$) angeschlossen sind. Die Energieaufnahme der Antenne (Resonanz) ist leicht am Steigen des Ausschlags des Anodengleichstrominstrumenten-

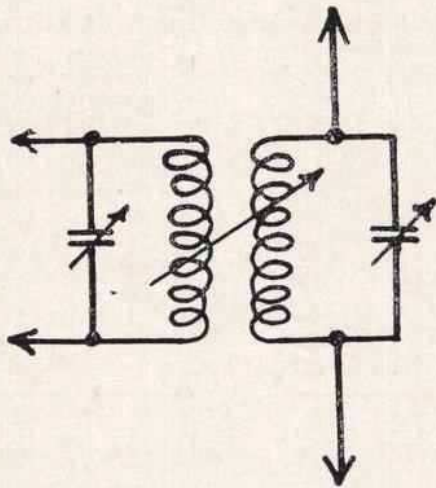


Abb. 84

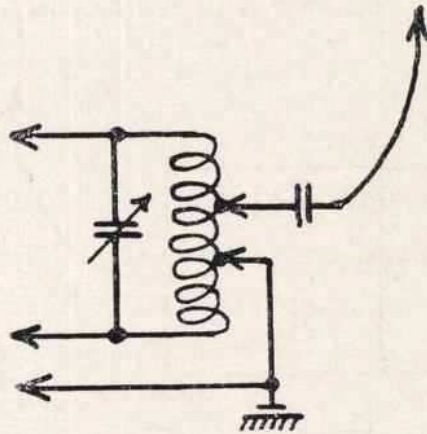


Abb. 85

tes zu ersehen. Von einem Einschalten eines Hitzdrahtinstrumentes in den Fuchskreis ist wegen der damit verbundenen Verluste abzuraten. Die induktive Kopplung erlaubt es außerdem, ein Maximum an Energie dem Sender zu entnehmen. Zweckmäßig sollte man zur Begrenzung der auszustrahlenden Energie und Tonverbesserung die Kopplung der beiden Kreise lose gestalten und nicht bei festbleibender Kopplung den Fuchskreis verstimmen. Bei dieser Art der Ankopplung ist es außerdem gleichgültig, ob der Spannungsknoten in der Mitte oder an einem Ende der Anodenkreisspule liegt. Auch ist es bei Linearantennen, die im Spannungsbauch gespeist werden, wegen des großen Impedanzwertes im Speisungspunkt meist vorteilhaft, wie in den Abb. 83 und 84 zu ersehen, die Strahler direkt an Punkte größter Spannungsdifferenzen

anzuschließen (beiderseitig des Drehkondensators) und nicht die Fuchskreisspule anzuzapfen.

Abb. 85 zeigt die einfachste Möglichkeit, eine gewöhnliche Fuchsentenne, wie in Abb. 9 bereits beschrieben, an den Schwingkreis eines Senders anzukoppeln. Der eingeschaltete 1000—2000-cm-Blockkondensator verhindert, daß der $\lambda/2$ -Strahler (oder ein Vielfaches davon) an die positive Anodengleichspannung zu liegen kommt. Die Energieaufnahme der Antenne kann durch Aenderung des Anzapfpunktes geregelt werden. Diese primitive Art der Ankopplung ist auch nur für den vorübergehenden Betriebsaufbau und für Versuche geeignet. Durch Verwenden eines parallel geschalteten Differentialkondensators zum Anodenkreis zwecks Ankopplung der Fuchsentenne ist eine brauchbarere und doch recht einfache Antennenkopplung entstanden, wie sie die Abb. 86 zeigt.

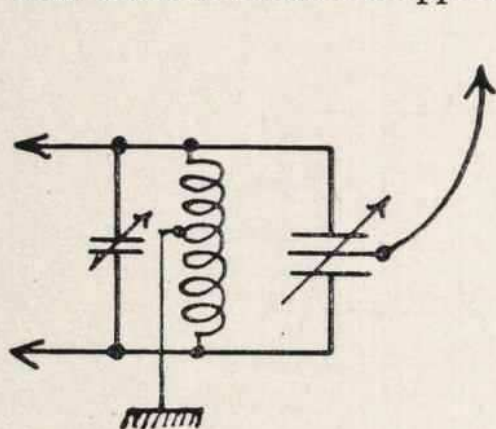


Abb. 86

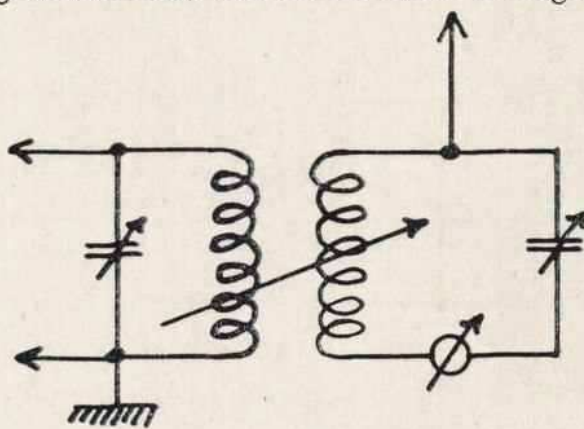


Abb. 87

Der Differentialkondensator erlaubt es außerdem, ein Maximum an Energie der Antenne zuzuführen, wobei dieser nicht immer nach einer Seite des Schwingkreises voll eingedreht zu sein braucht. Eine Verstimmung des Anodenkreises wird darüber hinaus weitgehendst vermieden, wenn die Kapazität des Differentialkondensators ($2 \times$) gleich der Kapazität der Antenne gewählt wird.

In Abb. 87 ist die gebräuchlichste Art der Ankopplung einer gewöhnlichen Fuchsentenne wiedergegeben. Wie in Abb. 84 ist induktiv an den Sender eine Fuchsentenne angekoppelt. Die Resonanz des Fuchskreises mit der Betriebsfrequenz ist leicht an dem Höchstausschlag des in den Fuchskreis eingeschalteten Thermo- oder Hitzdrahtinstrumentes zu ersehen. Um den experimentierenden Amateur vor materiel-

len Schäden zu bewahren, sei darauf hingewiesen, daß der HF.-Strom im Fuchskreis selbst bei kleinen selbsterregten Sendern mehrere Ampere betragen kann. Daher ist es ratsam, das Fuchskreisinstrument stark zu shunten (mit einem kleinen Nebenwiderstand zu versehen). Um nachzuprüfen, ob die Fuchsantenne tatsächlich HF.-Energie aufnimmt, kann in abgestimmtem Zustand die Antenne vom Fuchskreis kurz abgeschaltet werden. Der Ausschlag des Fuchskreisinstrumentes muß dabei größer werden, da dann die Antenne dem Kreis keine Energie entzieht (Vorsicht, damit das Instrument nicht durchbrennt). Abb. 88 gibt eine weitere Form der induktiven Ankopplung einer Fuchs-

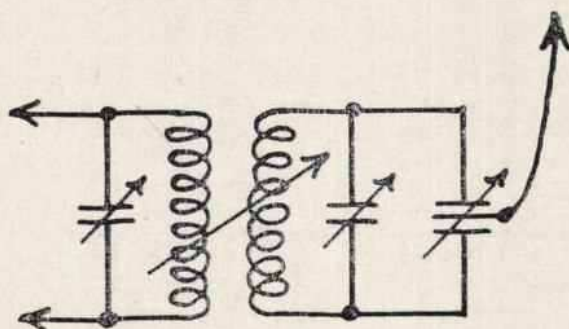


Abb. 88

antenne über einen Fuchskreis wieder. Hierbei hat die Schaltung zur Regelung des Energieentzuges bzw. zur maximalen Ausbeute des Fuchskreises eine Erweiterung durch einen Differentialkondensator erfahren. Die Resonanz der Kreise bzw. der Grad des Energieentzuges durch die Antenne kann auch hierbei entweder durch ein in den Fuchskreis eingeschaltetes Hochfrequenzmeßinstrument oder an dem Ausschlag des Anodengleichstrominstrumentes der Endstufe des Senders festgestellt werden.

Bei allen spannungserregten Antennen, die über einen Zwischenkreis (Fuchskreis) an den Sender angekoppelt sind, ist es wichtig, wie die einzelnen Abstimmeelemente eingeschaltet sind und wie die Ankopplung des Fuchskreises an den Tankkreis erfolgt. Feldstärkemessungen haben bei falscher Anordnung Verluste bis zu 60% gegenüber der maximalen Feldstärke bei günstiger Anordnung ergeben. Es sei daher auf die Abb. 10 — Ankopplung einer Fuchsantenne — besonders verwiesen.

Die Abb. 89, 90 und 91 zeigen Möglichkeiten, nach einem Filtersystem Linearantennen zu speisen. Während die Abb. 89 die an den Filterkreis

angeschlossene Linearantenne nur spannungsspeisen kann, erlauben die Schaltungen Abb. 90 und 91, je nach Länge der Antenne zur Betriebswellenlänge, eine Spannungs- bzw. eine Stromspeisung. Die Schal-

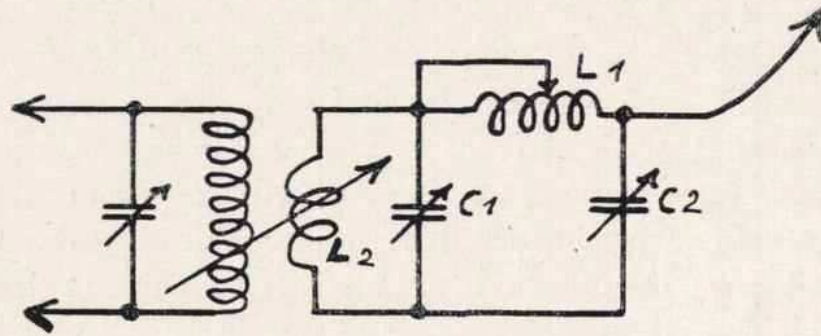


Abb. 89

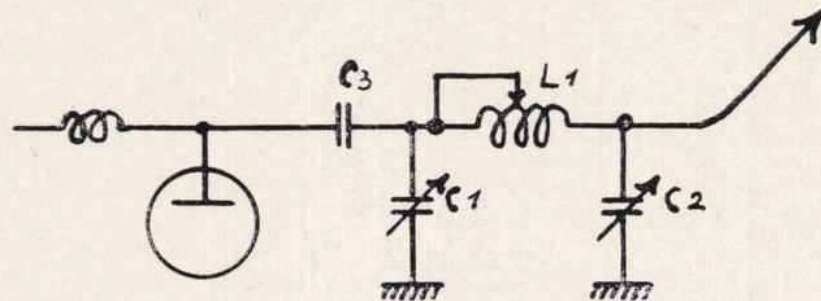


Abb. 90

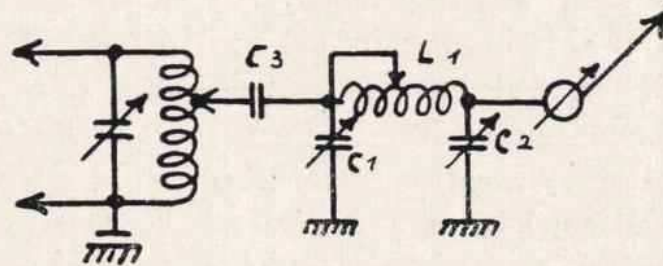


Abb. 91

tungen stellen in einfacher Form für Linearantennen das bekannte Collins-Filtersystem dar. Es besitzt, je nach Anordnung, fast alle geforderten Eigenschaften eines idealen Antennenkopplers.

Seine Vorzüge sind:

1. Es paßt nach Schaltung Abb. 91 die Impedanz der Linearantenne derjenigen der Endstufe an, indem die Schwingkreisselbstinduktion als Anpaßformer (Autotransformator) benutzt wird (daher größte Hochfrequenzenergieausbeute).

2. Es unterdrückt Oberwellen und ergibt eine Tonverbesserung.
3. Es erlaubt jede beliebig lange Linearantenne ohne nennenswerte Verluste an den Sender anzupassen.
4. Es erlaubt durch Selbstinduktion bzw. Kapazität, die Blindleistung klein zu gestalten.

Die Selbstinduktion L_1 des Filters besteht für den Betrieb auf dem 80-, 40- und 20-m-Band etwa aus 20 Windungen dicken Drahtes auf einem keramischen Spulenkörper von 7 cm Durchmesser und etwa 15 cm Länge. Ein 3 mm dicker Draht genügt noch für Senderleistungen von 20—30 Watt. Für größere Leistungen ist Kupferrohr mit entsprechend größerem Durchmesser zu empfehlen. Bei normalen Antennenverhältnissen werden für den Betrieb auf dem 40-m-Band 8 Windungen, für den Betrieb auf dem 20-m-Band 12 Windungen kurzgeschlossen. Für die Kondensatoren C_1 und C_2 genügen meist Kapazitätswerte von 200 bis 300 cm. Der durchschlagsichere Blockkondensator C_3 soll lediglich die Anodengleichspannung von der Antenne fernhalten.

Die Abstimmung geht bei dem Collins-Filtersystem folgendermaßen vor sich. Die Endstufe des Senders wird ohne kapazitiv oder induktiv angekoppelten Collins-Koppler auf die Steuerfrequenz in Resonanz gebracht. Die Resonanz ist bekanntlich am tiefsten Wert des Anodengleichstrominstrumentes der Endstufe feststellbar. Nun wird der Filterkreis nach Ausschalten der Anodengleichspannung an den Tankkreis angekoppelt. Die beiden Drehkondensatoren des Filters C_1 und C_2 auf Mittelwert gestellt und je nach Betriebsband 20, 12 und 8 Windungen der Selbstinduktion eingeschaltet. Beim Anlegen der Anodenspannung wird man feststellen, daß die Resonanz des Tankkreises verlorengegangen ist (Anodengleichstrominstrument zeigt großen Ausschlag an), da ja ein Teil von C_1 , L_1 , C_2 zum Tankkreis parallel liegt. Die Abstimmung des Tankkreises darf nun nicht mehr verstimmt werden, vielmehr ist jetzt durch Verdrehen von C_1 die kleinste Anodenstromaufnahme der Endstufe einzustellen (Resonanz des Filters). Sollte die Anodenstromaufnahme im Resonanzpunkt jetzt größer sein als bei Resonanz der Endstufe ohne angekoppelten Filter, so ist dies schon ein Beweis für die Energieaufnahme der Antenne. Man wird auch bereits dann an einem in die An-

tenne eingeschalteten Meßinstrument einen Antennenstrom wahrnehmen können. Sollte dagegen die Anodenstromaufnahme eine kleinere oder ebenso große sein, dann verstellt man um einen kleinen Kapazitätswert C_2 und bringt durch Nachstellen von C_1 den Tankkreis wieder in Resonanz. In der Praxis verfährt man folgendermaßen: Man verändert sehr langsam mit der einen Hand C_2 und bringt durch dauerndes geringes Hin- und Herdrehen von C_1 den Tankkreis bei jeder Stellung von C_2 wieder in Resonanz. Der größte Wert des Anodengleichstrominstrumentes der Endstufe im Resonanzfall gibt gleichzeitig den größten Energieentzug durch die Antenne an. Es läßt sich auf diese Weise auch leicht der Input des Senders einstellen.

Die angegebenen Windungszahlen der Selbstinduktion L_1 für die verschiedenen Bänder sind selbstverständlich nur Näherungswerte. Man sollte zweckmäßig versuchen, immer mit einer großen Windungszahl auszukommen; doch wird die Größe von L_1 und C_2 bei maximaler Ausbeute jeweils von der angekoppelten Antenne abhängen. Da nämlich die Speisung einer Antenne unter einem Leistungsfaktor erfolgt, der durch $\operatorname{tg} \varphi_A = \frac{X}{R}$ bestimmt wird (wobei X = Blindwiderstand, R = Wirkwiderstand ist), bedarf jede Antenne zu ihrer Erregung einer mehr oder weniger großen Blindleistung. Diese Blindleistung kann nun aber durch Einschalten von mehr Windungen von L_1 und kleinerem C_2 im kapazitiven Bereich (zu kurzer Antenne) oder durch größeren Kapazitätswert von C_2 im induktiven Bereich (zu langer Antenne) durch die Collins-Kopplung stark vermindert werden. Es wird daher nur rein experimentell möglich sein, durch Aendern von L_1 und C_2 ein Maximum an Strahlungsleistung mit der jeweils verwendeten Antenne herauszuholen. Jede beliebig lange Antenne kann also mit der Collins-Kopplung ohne nennenswerte Blindleistungsverluste bei einiger Geschicklichkeit für die Betriebsfrequenz verwendet werden. Dieses bedeutet im Durchschnitt gegenüber den anderen Ankopplungsarten eine Steigerung der Strahlungsleistung um etwa 20%. Beim praktischen Aufbau des Filters ist darauf zu achten, daß L_1 und die Anodenkreis-spule sich nicht beeinflussen können. Man wird sie daher senkrecht zueinander anordnen.

Bei der induktiven Ankopplung des Antennenfilters Abb. 89 soll die Spule L_2 nicht mehr als 2—3 Windungen bei fester Kopplung haben.

Die Anordnung in Abb. 90 ist weniger empfehlenswert. Am vorteilhaftesten arbeitet man nach Art der kapazitiven Ankopplung Abb. 91. Der Anzapfpunkt an dem Tankkreis und das Verhältnis von C_1 und C_2 passen den Wirkwiderstand der Antenne an den letzteren an. Es lassen sich für diesen Anzapfpunkt aber keine genauen Angaben machen. Auch er wird experimentell zu finden sein.

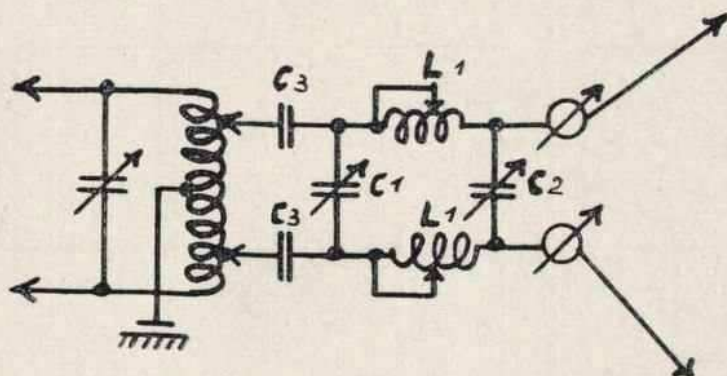


Abb. 92

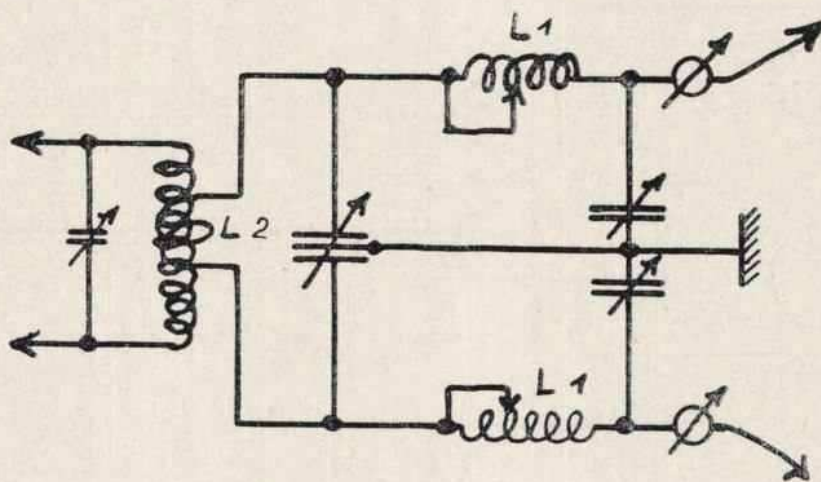


Abb. 93

Die Abb. 92 und 93 geben ein kapazitiv und induktiv angekoppeltes Antennenfilter für Dipolantennen und andere Linearantennen wieder. Sie sind genau wie die Anordnungen Abb. 89—91 abzuschirmen. Die Anzapfpunkte an den Anodenkreis nach Abb. 92 sowie die eingeschalteten Windungen der Spulen L_1 werden gewöhnlich um die gleichen Windungszahlen von Spulenmitte entfernt sein, wenn die beiden Strahler-

äste elektrisch symmetrisch sind. Es empfiehlt sich, zwecks besserer Abgleichmöglichkeit für C_1 und C_2 Doppelkondensatoren mit geraden Rotoren zu verwenden.

c) Möglichkeiten, Lechersysteme zu speisen (Abb. 94—99)

Zur Ankopplung eines abgestimmten Lechersystems einer Zeppelin-Antenne an den Sender wird bei Eintaktendstufen die induktive An-

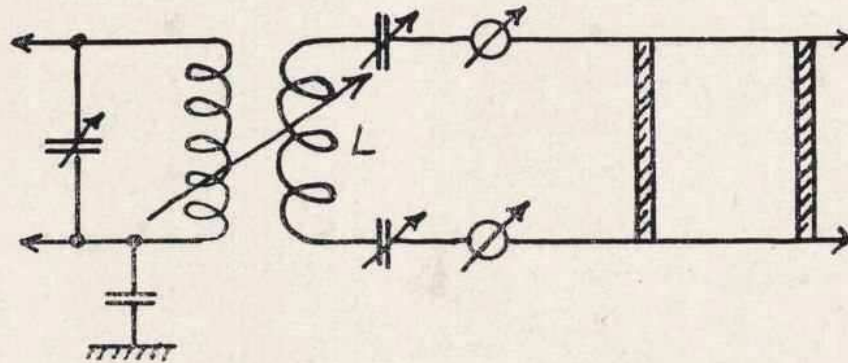


Abb. 94

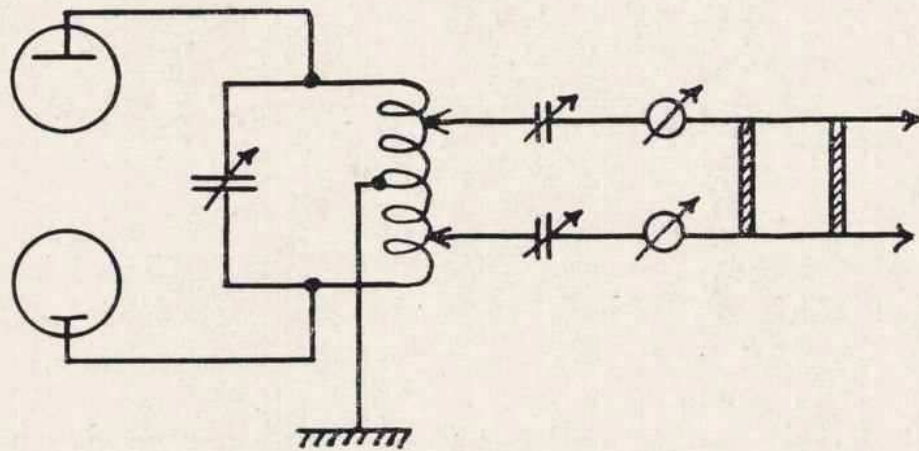


Abb. 95

kopplung Abb. 94 bevorzugt. Die Kopplungsspule L des Lechersystems hat bei Stromspeisung nur 2 bis 3 Windungen. In beide Aeste des Lechersystems werden gewöhnlich je ein großer Drehkondensator und ein Antenneninstrument eingeschaltet, um eine bessere Symmetrierung des Systems zu erreichen. Beide Meßinstrumente müssen gleichen Ausschlag anzeigen, wenn sich die auf der Leitung auftretenden stehenden Wellen kompensieren sollen. Bei Gegentaktendstufen wendet man

meist die kapazitive Ankopplung an. Bei Stromspeisung liegen die Anzapfpunkte nah der geerdeten Mitte der Schwingkreisspule. Auch bei dieser Anordnung müssen die Instrumente gleichen Strom anzeigen. Für die Serienkondensatoren genügen in den Anordnungen Abb. 94, 95 und auch 97 solche mit einer Größe von 300 cm für die freigegebenen Amateurbänder. Bei Spannungsspeisung des Lechersystems wird die induktive Ankopplung nach Abb. 96 an den Sender bevorzugt. Die Spule L des Lecherkreises erhält hierbei je nach Betriebsband die entsprechend dem Spulendurchmesser übliche Windungszahl. Die Resonanz des Lechersystems kann am Höchstausschlag des Anodengleichstrominstrumentes der Endstufe ersehen werden. Die Kopplung ist bei Spannungsspeisung so lose wie möglich zu gestalten.

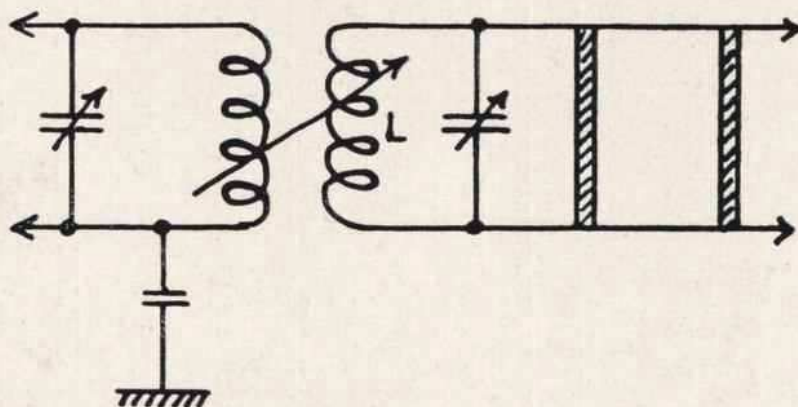


Abb. 96

Um ein der Länge nach auf ein Betriebsband abgestimmtes Lechersystem auch auf allen anderen Amateurbändern abstimmen zu können, bedient man sich einer Kombination der Abstimmittel nach Abb. 97

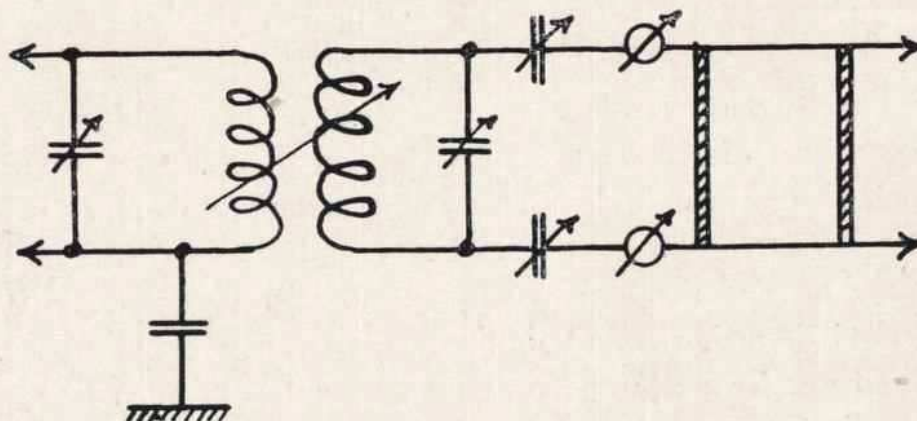


Abb. 97

(vgl. Ausführungen zu den Abb. 55 und 56). Hierbei muß der Parallelkondensator von etwa 200 cm eine geringe Anfangskapazität besitzen. Bei Stromspeisung ist der Parallelkondensator auf seinen kleinsten Wert zu stellen und nur mit den Serienkondensatoren abzustimmen. Bei Spannungsspeisung wird mit dem Parallelkondensator das Lechersystem in Resonanz gebracht, wobei die Serienkondensatoren auf Höchstwert stehen (ausgenommen, wenn der eine zur Symmetrierung

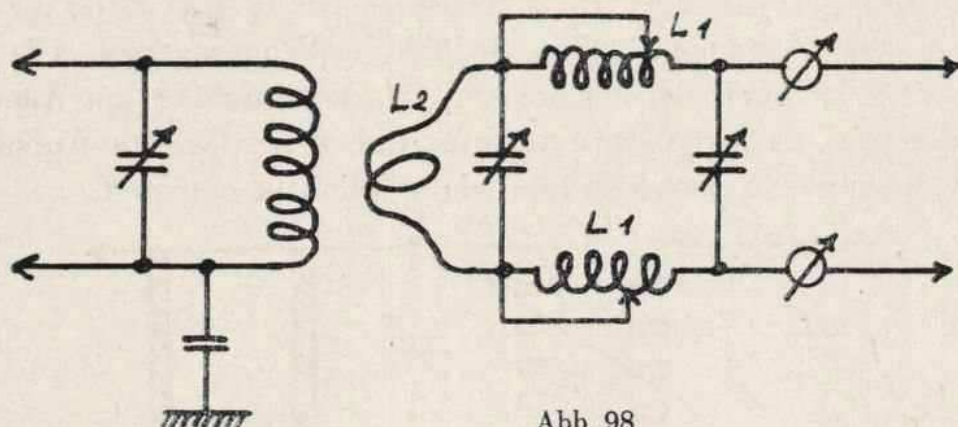


Abb. 98

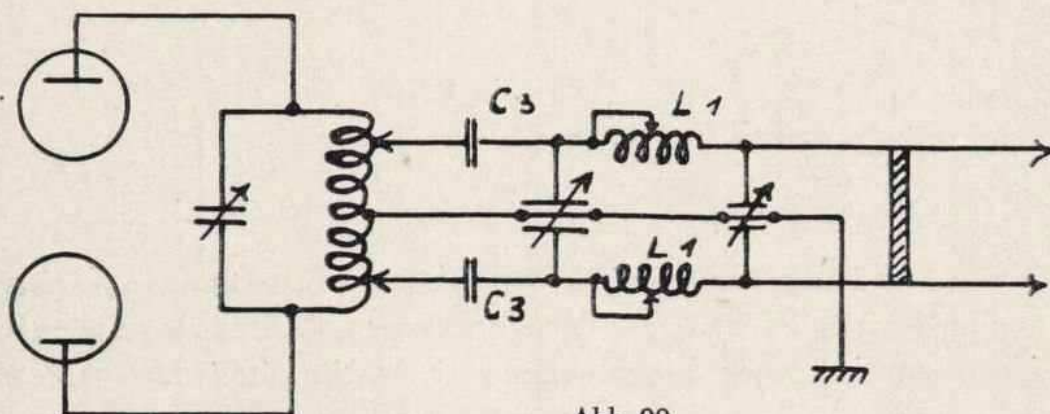


Abb. 99

des Lechersystems verändert werden muß). Auch bei Spannungsspeisung zeigen die in das Lechersystem eingeschalteten Meßinstrumente einen gewissen Strom an. Selbstverständlich kann ein abgestimmtes Lechersystem auch vorteilhaft mittels einer Collins-Filteranordnung an den Sender angekoppelt werden. Die Abb. 98 und 99 stellen zwei derartige Ankopplungsarten dar. Bezüglich der Abstimmung und der Größen der Kopplungselemente gilt auch hier wieder das über die Collins-Ankopplung bereits vorher Gesagte.

d) Möglichkeiten, unabgestimmte Energieleitungen zu speisen
(Abb. 100—104)

Die Speisung einer unabgestimmten Energieleitung läßt sich wegen der auf ihr auftretenden fortschreitenden Wellen verhältnismäßig einfach gestalten. Soll beispielsweise eine $600\text{-}\Omega$ -Energieleitung gespeist werden, so genügt eine direkte kapazitive Ankopplung an den Anodenkreis der Endstufe. Zur Erzielung des größten Wirkungsgrades ist an der Tankkreisspule der Anzapfpunkt zu suchen, in dem die Anpassung des Wellenwiderstandes der Energieleitung an den Anodenkreis erreicht wird. Es ist ein Irrtum, zu glauben, daß ein Anschluß am anoden-seitigen Ende der Schwingkreisspule unbedingt den größten Wirkungsgrad der Schaltung zur Folge hat. Vielmehr tritt hierbei eine Ueberhitzung der Anode ein und der Wirkungsgrad läßt nach, da der Anodenkreis beispielsweise mit $600\text{ }\Omega$ bedämpft erscheint. Wird der Anschlußpunkt dagegen zu nahe dem Spannungsknoten an der Tankkreisspule gewählt, dann wird die Endstufe nicht genügend belastet und der Wirkungsgrad sinkt auch hierbei. Der günstigste Anzapfpunkt läßt sich leicht experimentell ermitteln.

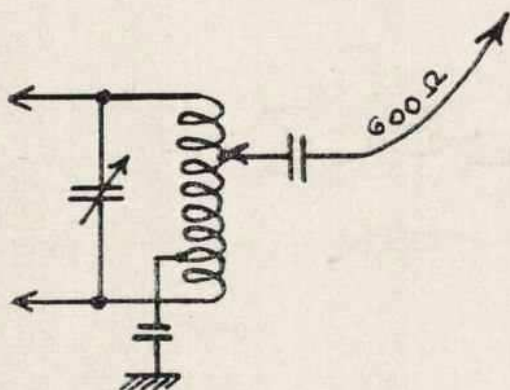


Abb. 100

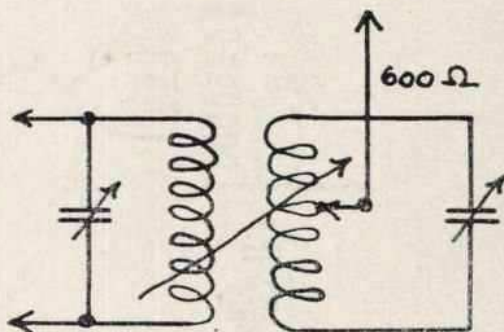


Abb. 101

Die Abb. 101 zeigt eine weitere Art, eine Eindrahtenergieleitung zu speisen. Hier ist, ähnlich der Speisung einer Fuchsentenne (vgl. Abb. 88), ein Zwischenkreis induktiv mit dem Tankkreis gekoppelt. Die Kopplungsart nach Abb. 101 ist vorteilhafter als Abb. 100, da sie es erlaubt, durch festere oder losere Kopplung den Input des Senders zu ändern. Sie ergibt auch eine größere Frequenzkonstanz und ein schmaleres Frequenzband.

In Abb. 102 ist die kapazitive Ankopplung einer etwa 70 bis 100-ohmigen verdrehten Energieleitung wiedergegeben. Zu beachten ist hierbei, daß zur Erzielung des größten Wirkungsgrades der Schaltung die Anzapfpunkte entsprechend des kleinen Wellenwiderstandes der verdrehten Speiseleitung näher dem Spannungsknoten der Schwingkreisspule liegen müssen als bei der kapazitiven Ankopplung einer

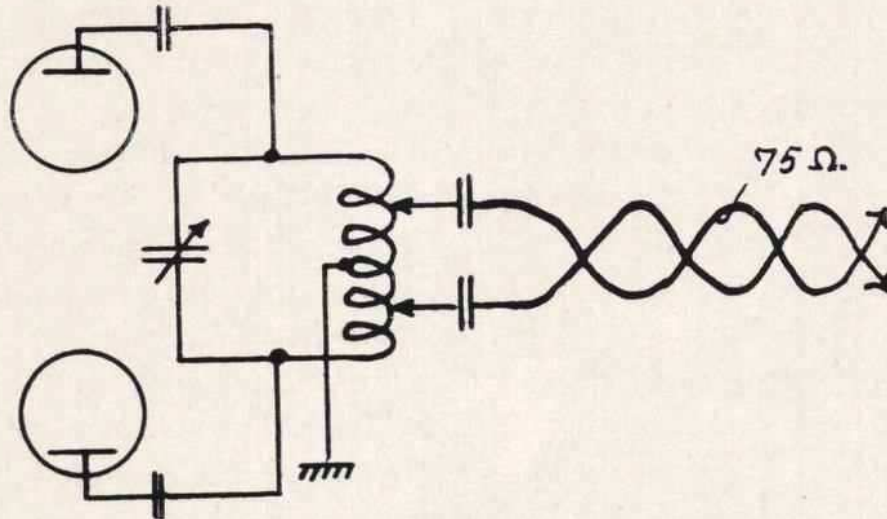


Abb. 102

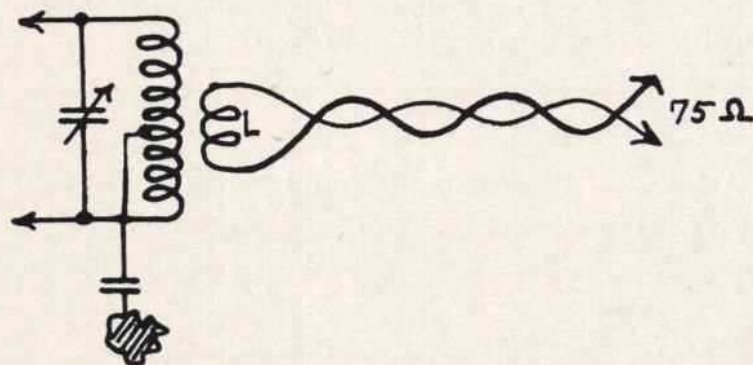


Abb. 103

600ohmigen Energieleitung. Die Anzapfpunkte entsprechen denen eines kapazitiv im Strombauch angekoppelten Lechersystems (Abb. 95). Die Abb. 103 zeigt, wie eine derartige verdrehte 70 bis 100ohmige Energieleitung induktiv an den Tankkreis angekoppelt werden kann. Die Kopplungsspule L besteht aus 1—2 Windungen, die fest mit der Tankkreisspule gekoppelt sein müssen. Zweckmäßig bringt man die Kopplungsspule L über die Tankkreisspule am geerdeten Ende (Chassis)

an. Die Abb. 104 zeigt, wie eine 600ohmige unabgestimmte Energieleitung kapazitiv an den Anodenkreis einer Gegentaktstufe angekoppelt wird.

e) Statische Abschirmung bei Senderkopplungen

Bei allen induktiv an den Sender angekoppelten Linearantennen, abgestimmten Lechersystemen und unabgestimmten Energieleitungen

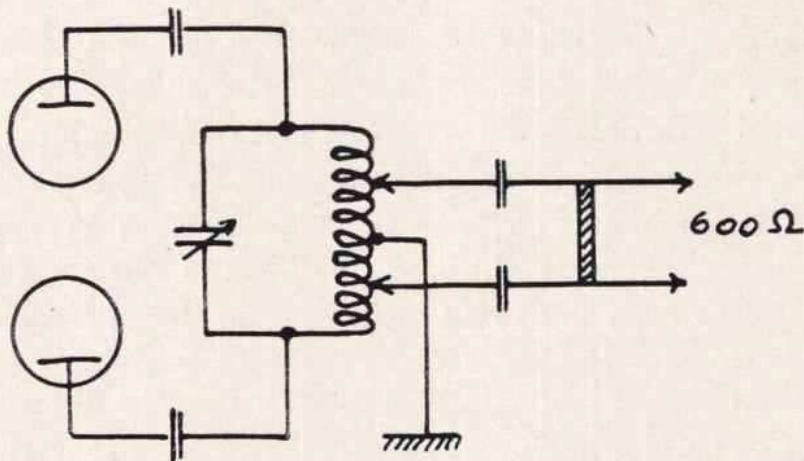


Abb. 104

läßt sich ohne Verluste eine statische Abschirmung zwischen Schwingkreis und Kopplungsspule in Form eines Kammes einfügen. Diese Abschirmung bezweckt weitestgehend die Unterdrückung des Ausstrahlens von Oberwellen. Die im Sender noch mit recht erheblicher Amplitude auftretenden Oberwellen werden nämlich nicht induktiv, sondern kapazitiv vom Tankkreis auf die Kopplungsspule übertragen. Auf die durch das Auftreten von Oberwellen entstehenden Störungen und Irr-

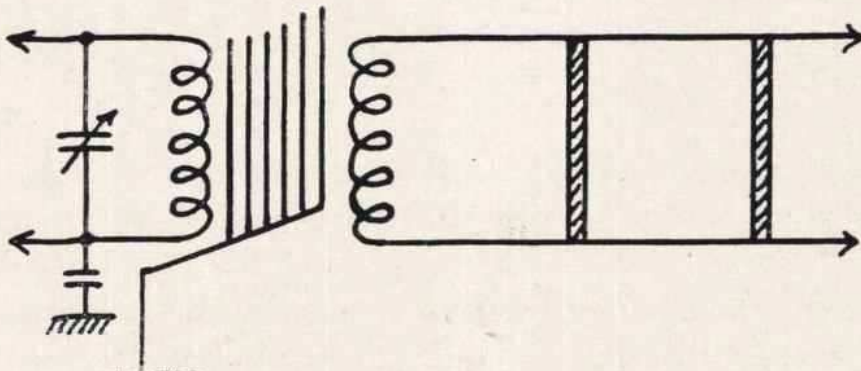


Abb. 105b. Strahlungsdiagramm der Reflektorantenne nach Abb. 105a Draufsicht

tümer hier näher einzugehen, erübrigt sich. Es sei besonders darauf hingewiesen, daß der Schirm unbedingt kammartig aufgebaut sein muß; das heißt, daß der Schirm, wie in Abb. 105 angedeutet, aus einzelnen etwa 0,5 cm voneinander auf ein Isolierplättchen mit Zaponlack festgelegten Kupferdrähten besteht, die nur an einem Ende zusammengelötet sein dürfen und hier geerdet sind. Auf keinen Fall darf ein feinmaschiges Gittergewebe oder Sieb verwendet werden, da in ihm sonst die magnetischen Kraftfelder Wirbelstromverlusten ausgesetzt wären. Auch für das Benutzen der Sendeantenne zu Empfangszwecken ist der Schirm äußerst vorteilhaft, da Gleichtaktstörwellen der Energieleitungen nicht in den Empfänger gelangen können. Bei Verwendung eines induktiv an den Anodenkreis angekoppelten Collins-Filters erübrigt sich eine statische Abschirmung nach Abb. 105, da durch den Aufbau des Filters allein bereits die Harmonischen weitestgehend unterdrückt werden.

f) Die „Link“-Leitung

Oft werden die räumlichen Verhältnisse in der Stube des Amateurs derart bemessen sein, daß eine der vorhergehend beschriebenen Kopplungsarten nicht räumlich an oder über der Endstufe des Senders unterzubringen sind, ja, daß selbst die einzelnen Stufen des Senders,

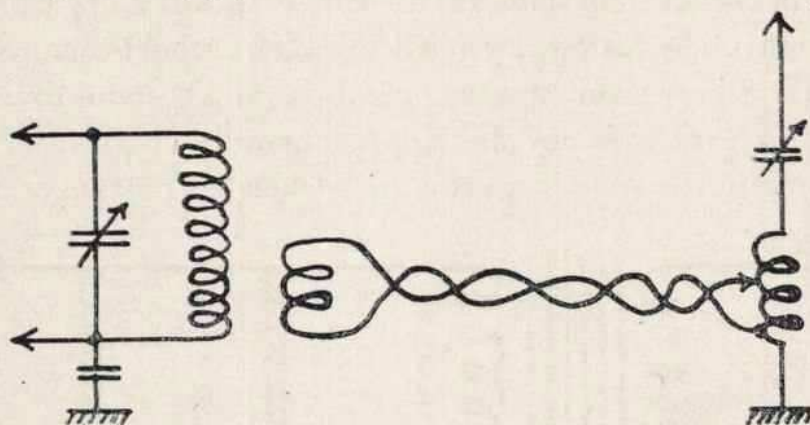


Abb. 106

wenn dieser z. B. in einen Schreibschrank oder dergleichen eingebaut ist, oft nicht nebeneinander oder übereinander aufgebaut werden können. Um trotz dieser Schwierigkeiten sich in bezug auf die Größzügigkeit der ausgewählten Sender- und Kopplerschaltung keinen

Zwang auflegen zu müssen, bedarf es also eines Kopplungsgliedes, welches beispielsweise die Steuerwechselspannung von der Steuerstufe zur Endstufe oder von der Endstufe zum Antennenkoppler oft über mehrere Meter verlustfrei befördert oder dergleichen. Ein derartiges Kopplungsglied stellt die in den Abb. 106 und 107 dargestellte Linkleitung dar. Die Linkleitung stellt in einfachster Form ein Paralleldrahtsystem recht niederen Wellenwiderstandes dar. Sie wird meist aus verdrehter Gummiaderlitze hergestellt. In den Abb. 106 und 107 sind zwei Möglichkeiten der Antennenkopplung wiedergegeben. Eine Unzahl von Variationen bei fast allen Kopplungsarten lassen sich mit der Link-Kopplung herstellen. Oft wird die Kopplung einer Stufe mit

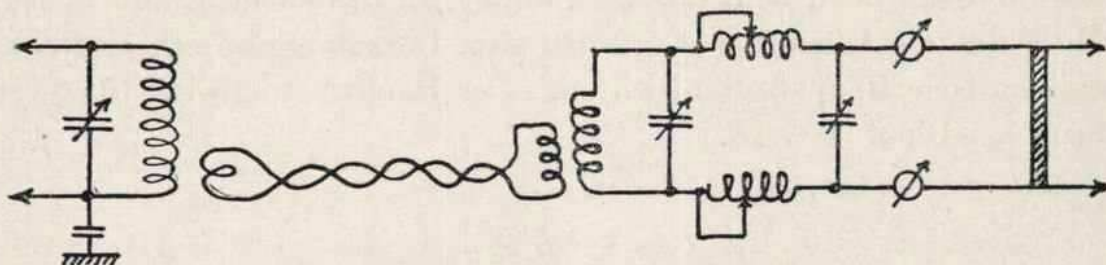


Abb. 107

der anderen über eine Linkleitung zur Vermeidung gegenseitiger kapazitiver oder induktiver Beeinflussungen angewendet.

Die Linkleitung ist zumeist mit 1 bis 2 Windungen, welche um die Tankkreisspule am geerdeten Ende gehen (Spannungsknoten), an den Tankkreis fest angekoppelt. Es ist besser, wenn die Kopplungsspule über die Selbstinduktion z. B. einer Zeppelin-Antenne entsprechend der größeren Impedanz bei Spannungskopplung des Lechersystems mehr Windungen um die Mitte der Spule hat. Es werden etwa bis 5 Windungen benötigt. Bei Stromkopplung des Lechersystems genügen 1 bis 2 Windungen der Linkleitung. Je nach der Leistung des Senders wird die Drahtstärke der Linkleitung 2 mm, 2,5 mm und darüber betragen. Die Länge der Linkleitung kann dabei ohne nennenswerte Verluste mehrere Meter betragen. Bei direkter Anzapfung der Antennenspule durch die Linkleitung nach Abb. 106 ist die Anzahl der durch die Anzapfpunkte eingeschlossenen Windungen gering. Die günstigsten Anzapfpunkte

können zweckmäßig am Höchstausschlag des Antennenstrom-Meßinstrumentes experimentell gefunden werden. Dabei ist zu beachten, daß die Endröhre nicht überlastet wird.

IV. Abschnitt

Richtwirkungen

13. Kapitel

Strahlungsdiagramme von Linearantennen

a) Abhängigkeit des Strahlungsdiagramms von der Antennenlänge

Die Abstrahlung einer Antenne ist proportional der Stromstärke. Da nun beispielsweise bei einer $\lambda/2$ -Antenne der Strombauch in der Mitte des Strahlers liegt, wird die Abstrahlung im Strombauch, also in der Mitte der $\lambda/2$ -Antenne, am größten sein. Daraus ergibt sich also eine einwandfreie Hauptabstrahlrichtung. Der Hauptabstrahlwinkel beträgt beim $\lambda/2$ -Dipol 90 Grad.

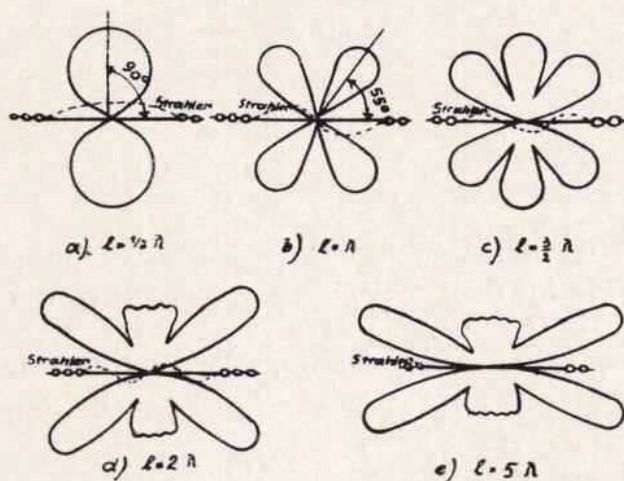


Abb. 108. Abhängigkeit des Strahlungsdiagramms einer Horizontalantenne von der Länge

Unter horizontaler Richtwirkung versteht man die Abstrahlung einer Antenne in bestimmter Richtung in der horizontalen Ebene (Himmelsrichtung). Mit vertikaler Richtwirkung bezeichnet man die Hauptabstrahlung einer Antenne, die durch den Winkel über dem Horizont gemessen werden kann.

In Abb. 108a ist das Strahlungsdiagramm einer $\lambda/2$ -Horizontalantenne wiedergegeben. Es bleibt sich gleich, ob dieser $\lambda/2$ -Dipol direkt

oder über eine abgestimmte oder unabgestimmte Energieleitung gespeist wird. Wenn die Energieleitung einwandfrei wirkt, d. h. nicht strahlt, wird ein an die Energieleitung angeschlossener $\lambda/2$ langer horizontaler Strahler eine Horizontalrichtwirkung haben, die senkrecht (90°) zum Strahler verläuft. Wenn auch diese Hauptabstrahlung nicht stark ausgeprägt ist, so tritt sie oft doch recht erheblich gerade bei kleinen r-Stufen in Erscheinung. Andere Strahlungsdiagramme ergeben Horizontalantennen, die ein Vielfaches von $\lambda/2$ lang sind. Die Abb. 108 b, c, d und e geben für noch in der Praxis vorkommende Strahlerlängen die dazugehörigen Charakteristiken wieder. Danach hat also eine Ganzwellenantenne bereits einen Hauptabstrahlwinkel von 55° , eine 2λ -Antenne einen Winkel von 37° und so fort. Man kann also erkennen, daß mit zunehmender Strahlerlänge für eine bestimmte Wellenlänge

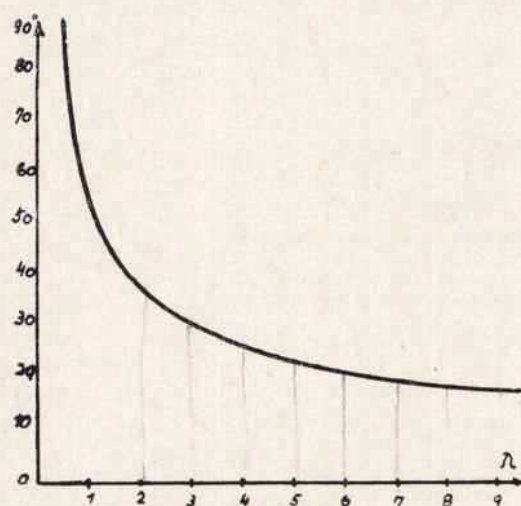


Abb. 109. Horizontaler Hauptabstrahlwinkel einer Horizontalantenne in Abhängigkeit von der Antennenlänge

der Hauptabstrahlwinkel in bezug auf die Antennenrichtung in der Horizontalen ein immer spitzerer wird. Dies bedeutet eine Hauptabstrahlrichtung bei in hohen Oberwellen erregten Antennen in ungefährrer Richtung des Strahlers, also fast genau senkrecht zur Hauptabstrahlrichtung eines horizontalen $\lambda/2$ -Strahlers. Die Kurve in Abb. 109 läßt für Strahlerlängen bis 9λ den dazugehörigen Hauptabstrahlwinkel finden. Wenn nun der Amateur sich eine $\lambda/2$ -Antenne für die tiefste Betriebsfrequenz gebaut hat und

arbeitet mit derselben Antenne auf den Harmonischen, so muß er sich darüber klar sein, daß die Hauptabstrahlrichtung entsprechend der Ordnungszahl der Harmonischen bei gleicher Antenne eine andere geworden ist gegenüber derjenigen der Grundfrequenz. Die Erkenntnis dieser Tatsache wird oft Unklarheiten über die Verkehrsbedingungen beseitigen.

Eine Betrachtung der Strahlungsdiagramme der Abb. 108 zeigt nun noch weiter, daß bei langen Antennen mehrere Strahlungslappen vor-

handen sind und daß zwischen den Hauptabstrahlrippen, auf deren Mittelwert sich die Hauptabstrahlwinkel beziehen, und den anderen noch auftretenden Strahlungsrippen Nullzonen oft bis recht nahe an den Strahler heranreichen. Diese Nullzonen erklären das oft rätselhafte Nichthören eines recht starken Kurzwellensenders in der Nähe einer Empfangsstation. Nach Abb. 110 sind für die verschiedenen langen

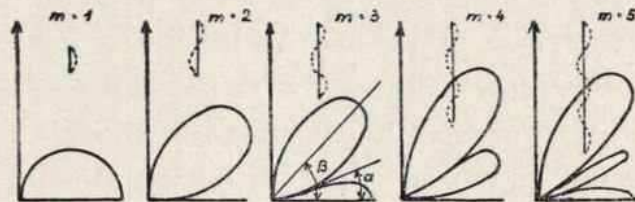


Abb. 110. Dipolcharakteristiken

$$\begin{aligned} \text{Nullstellen bei } \sin \alpha & \quad \left\{ \begin{array}{l} = 0, 2/m, 4/m, 6/m \dots \quad (m \text{ gerade}) \\ = 1/m, 3/m, 5/m, 7/m \dots \quad (m \text{ ungerade}) \end{array} \right. \\ \text{Hauptmaxima bei } \sin \beta &= \frac{m-1}{m} \cdot \left(1 + \frac{4}{\pi^2 (2m-1)} \right) \end{aligned}$$

Strahler die Hauptmaxima unter einem Winkel β von der auf der Strahlermitte in der Horizontalen errichteten Senkrechten zu errechnen. Die Nullstellen ergeben sich aus der Errechnung des mit α bezeichneten Winkels. Für Strahler, die $\lambda/2$ oder ein ungerades Vielfaches lang sind, ergeben sich die Hauptmaxima nach der Formel

$$\begin{aligned} \text{Hauptmaxima bei } \sin \beta &= \frac{m-1}{m} \cdot \left(1 + \frac{4}{\pi^2 (2m-1)} \right), \\ \text{Nullstellen bei } \sin \alpha &= \frac{1}{m}, \frac{3}{m}, \frac{5}{m} \dots \end{aligned}$$

Für Strahler, die ein gerades Vielfaches von $\lambda/2$ lang sind, Hauptmaxima wie oben

$$\text{Nullstellen bei } \sin \alpha = 0, \frac{2}{m}, \frac{4}{m} \dots$$

Hierbei ist m = die Anzahl von $\lambda/2$, die der Strahler lang ist.

b) Abhängigkeit des Strahlungsdiagramms von der Antennenhöhe

Auch die vertikale Abstrahlung einer Antenne ändert sich mit zunehmender Antennenlänge im Verhältnis zur Wellenlänge und darüber hinaus mit zunehmender Höhe über dem Erdboden. Das naturgemäß rotationssymmetrische Strahlungsdiagramm wird durch den Einfluß des Erdbodens stark verbogen und nach oben abgelenkt. Da weder die Höhe noch der Einfluß des Bodens physikalisch eindeutig festlegbar ist, hat

es wohl wenig Zweck, Formeln für die vertikale Abstrahlung anzugeben. Soviel läßt sich jedoch sagen, daß niedrige Antennen steil abstrahlen, während hohe Antennen im allgemeinen flacher strahlen. Nach den noch folgenden „Ausbreitungserscheinungen“ hat die fast tangential zur Erde von einer langen, in großer Höhe befindlichen Antenne abgestrahlte Energie bei entsprechenden Wellenlängen eine besonders günstige Reflexion in der Kennelly-Heavyside-Schicht und damit eine gute Fernwirkung zur Folge (Fernantennen, Dx-Antennen). Es läßt sich also durch Verändern der Antennenlänge gegenüber der Betriebswellenlänge, durch Verändern der Wellenlänge oder Verändern der Antennenhöhe der Abstrahlwinkel einer gewöhnlichen Antenne so gestalten, daß unter Berücksichtigung der Betriebsfrequenz die in der Hauptsache unter diesem Abstrahlwinkel auf die Heavyside-Schicht auftreffenden Funkstrahlen am günstigsten zu einem in bestimmter Entfernung liegenden Empfangsort hingeleitet werden. Da nun aber die Brechung der Funkstrahlen an der Heavyside-Schicht von dem Unterschied der Ionenkonzentration der nacheinander durchlaufenen Schichten abhängig ist, und diese Unterschiede entsprechend der Tages- und Jahreszeit andere sind, müßte zur Ueberbrückung großer Entfernungen zu jeder Tages- und Jahreszeit entweder die Antennenlänge und -höhe bei einer einzigen Betriebswellenlänge oder die Frequenz bei veränderter Antenne täglich mehrmals geändert werden, um dadurch eine Anpassung an die Änderungen der Heavyside-Schicht zu erreichen. Man macht gewöhnlich der Einfachheit halber das letztere und verwendet sogenannte Tages-, Nacht- und Uebergangswellen für den dauernden dx-Verkehr.

c) Strahlungsdiagramm von $\lambda/4$ - und längeren Vertikalantennen

Das Strahlungsdiagramm einer $\lambda/4$ -Vertikalantenne zeigt die Abb. 111.

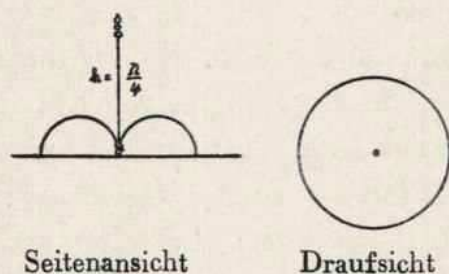


Abb. 111. Strahlungsdiagramm einer Marconi-Antenne bei idealer Erde

In der Horizontalen ist keine Hauptabstrahlrichtung festzustellen. So wie die Draufsicht zeigt, hat man es mit einer ausgesprochenen Rundstrahlung zu tun. Alle einfachen Vertikalantennen beliebiger Länge haben in der Draufsicht ein ausgesprochenes kreisförmiges Strah-

lungsdiagramm, also keine horizontale Hauptabstrahlrichtung, dagegen ist der vertikale Abstrahlwinkel recht wesentlich vom Verhältnis der Antennenlänge zur Betriebswellenlänge abhängig. Er entspricht bei den verschieden langen Vertikalantennen sinngemäß dem Hauptabstrahlwinkel der Tabelle nach Abb. 109. Demnach wird also ein $\lambda/2$ -Dipol bei vertikaler Anordnung eine kreisförmige Abstrahlung um seine Mitte aufweisen unter einem vertikalen Hauptabstrahlwinkel von 90° , d. h. eine tangential zur Erde in der vertikalen Hauptabstrahlrichtung verlaufende Rundstrahlung haben. Bei längeren Vertikalantennen wird die vertikale Hauptabstrahlrichtung mit der Erdtangente einen immer größeren Winkel bilden. Dieser steile Abstrahlwinkel bei langen Vertikalantennen ist jedoch gerade für Kurzwellen, noch mehr für Ultrakurzwellen, sehr unerwünscht, da ja nur unter einem verhältnismäßig flachen Winkel auf die Heavyside-Schicht auftreffende Funkstrahlen bei hohen Frequenzen noch reflektiert werden. Steiler von der Erde her auf die Heavyside-Schicht auftreffende Strahlen werden meist nicht mehr zur Erde reflektiert, sondern durchstoßen die Heavyside-Schicht und gehen praktisch verloren. Deshalb ist es sehr unzweckmäßig, gewöhnliche lineare Vertikalantennen sehr lang zu machen. Man geht gewöhnlich nicht über eine lineare Ganz- λ -Vertikalantenne hinaus, sondern verwendet wegen der günstigen tangentialen Rundstrahlung vielmehr die $\lambda/2$ -Vertikalantenne hauptsächlich für Ultrakurzwellen (bzw. $\lambda/4$ -Marconi-Antenne, $\lambda/4$ -Stabantenne).

14. Kapitel

Ausbreitungserscheinungen. Allgemein

Wenn man sich die Ausbreitung der von einer offenen Sendeantenne abgestrahlten Wellen bildlich vorstellt, so wird man ein mehr oder weniger halbkugelförmiges Wellengebilde (siehe Kap. 13 Strahlungsdiagramme) mit dem Sender als Mittelpunkt bekommen, welches sich mit Lichtgeschwindigkeit nach allen Seiten (mit Ausnahme nach der Erde hin, falls der Sender eine Bodenstation ist) ausbreitet. Den Teil der Strahlung, der sich etwa längs der Erdoberfläche ausbreitet, nennt man Boden- oder Oberflächenstrahlung, denjenigen, der in den Aether hinausgeht, Raumstrahlung.

a) Bodenstrahlung

Da das Licht, physikalisch betrachtet, eine elektromagnetische Schwingstrahlung hoher Frequenz ist, welche sich dem Auge sichtbar geradlinig ausbreitet, neigt man zu der Annahme, daß auch niederere Frequenzen sich entsprechend geradlinig ausbreiten würden. Dies würde bedeuten, daß die Oberflächenstrahlung eine tangential Strahlung an der Erdoberfläche wäre. Tatsächlich folgen aber die Bodenwellen bis zu einer bestimmten Wellenlänge hinunter (ca. 8 m) etwa der Erdkrümmung. Erst bei immer kürzeren Wellenlängen (quasioptische Wellen) wird die Bodenstrahlung tangential.

Die Bodenwelle, die im Bereich der mittleren und kurzen Wellenlänge sich der Erdkrümmung anpaßt, ist nun den mannigfachsten, oft nur schwer erkennbaren Einflüssen ausgesetzt. So hat die Erfahrung gelehrt, daß von der guten Leitfähigkeit des Bodens (Wasserflächen) die Länge der Oberflächenausstrahlung stark begünstigt wird und daß der Empfang bei nassem Wetter auch meist ein besserer ist. Größere Gebirgsmassen, große Waldungen absorbieren bzw. lenken die Bodenwelle manchmal recht erheblich ab. Große Metallmassierungen, Häusermassen (Großstädte) absorbieren die Bodenwelle oft derart stark, daß ihre Reichweite sehr begrenzt wird. Letzten Endes ist die Jahres- und Tageszeit, ja selbst die Zeit des Sonnenfleckensmaximums oder -minimums (etwa elfjährige Periodizität), der Sonnenfakeln und der Sonnenfinsternis, zusammenfassend gesagt, die Sonnentätigkeit und damit zusammenhängend die erdmagnetische Tätigkeit von größtem Einfluß auf die Ausbreitung der einzelnen Frequenzen.

Zusammenfassend kann man feststellen, daß niedere Frequenzen weniger den vorerwähnten Einflüssen ausgesetzt sind und daher die Bodenwelle verhältnismäßig weit reicht, demgegenüber höhere Frequenzen stark beeinflußt werden und die Reichweite der Bodenwelle sehr klein ist. Im Normalfall beträgt die Reichweite der Bodenwelle bei

$\lambda = 20 \text{ m}$	etwa	25 km,
$\lambda = 40 \text{ m}$	„	60 km,
$\lambda = 80 \text{ m}$	„	100 km.

b) Raumstrahlung

Neben der Bodenstrahlung, deren Weite gering ist, hat die Praxis gezeigt, daß hauptsächlich kurze Wellen oft mehrere 1000 km weit gut

empfangen werden können. Diese Tatsache deutet auf das Vorhandensein einer sogenannten Raumstrahlung hin, auf Strahlen, die an oberen Schichten unserer Atmosphäre reflektiert oder in ihnen ungeschwächt fortgeleitet und erst nach vielen Kilometern zur Erde reflektiert und dann empfangen werden können. Bevor auf diesen Strahlengang der Raumstrahlung jedoch eingegangen werden kann, soll nachfolgend erst die D-Schicht, die E-Schicht (Kennelly-Heavyside-Schicht) und die F-Schicht (Appleton-Schicht) näher erläutert werden.

c) Erklärung der einzelnen Ionisationsschichten

Es ist schon lange bekannt, daß ultraviolettes Licht, das bekanntlich sehr kurzwellig ist ($\lambda = 10^{-5}$ bis 10^{-6} cm), die Eigenschaft hat, Gase zu ionisieren, d. h. aus einem Gasmolekül (in welchem positive Ladung durch gleichviel negative gebunden ist) ein Elektron abzutrennen und dieses an ein anderes gesättigtes Molekül anzulagern, so daß bei dem ersten also eine positive, bei dem zweiten Molekül eine negative Ladung vorherrscht. Derartig ionisierte Gase haben entsprechend dem Grade ihrer Ionisation, der von der Intensität (Stärke) des ultravioletten Lichts abhängt, ein mehr oder weniger ausgesprochen gutes Leitvermögen für elektrische Wellen.

Entsprechend der Stärke der Ionisierung dieser Gase und ihrer Dichte erfolgt umgekehrt eine mehr oder weniger schnelle Rückbildung der Ionen zu neutralen Molekülen.

Da nun das Sonnenlicht besonders in größerer Höhe viel ultraviolette Strahlen enthält, wird es die oberen Schichten unserer Atmosphäre

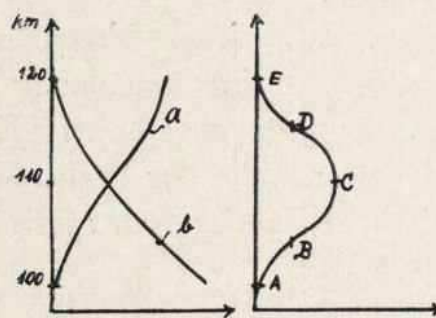


Abb. 112

linke Abb.: Kurve a: Intensität des ultravioletten Lichtes; Kurve b: Anzahl der N_2 und O_2 Moleküle

rechte Abb.: Intensität der Ionisierung

stark ionisieren. Mit der Höhe der Schichten nimmt jedoch der Gehalt an Sauerstoff O_2 und Stickstoff N_2 stark ab und das leichtere Wasserstoffgas tritt mehr und mehr an ihre Stelle, so daß in einer Höhe von etwa 80 bis 300 km praktisch für unsere Zwecke nur noch mit dem Vorhandensein von Wasserstoff gerechnet zu werden braucht. Wasserstoffgas hat jedoch die Eigenschaft, wenig ionisiert zu werden, und dies bedeu-

tet, daß also die ultravioletten Sonnenstrahlen erst in einer Höhe von 80 bis 300 km vom Erdboden entfernt mit ihrer ganzen Stärke auf leichter ionisierungsfähige Gase (Sauerstoff und Stickstoff) auftreffen. Abb. 112 zeigt den ungefähren Ionisationsgrad in der sogenannten E-Schicht. Die Gase sind jedoch hier sehr dünn, so daß die Ionisation nur sehr gering an der oberen Grenze sein kann. Mit zunehmender Dichte der Gase wird aber naturgemäß die Anzahl der Ionen auf einen bestimmten Raum immer größer werden. Mit dem zunehmenden Aufbau von Ionen wird aber andererseits auch die Intensität (Stärke) der ultravioletten Strahlen geringer (ihre Energie verbraucht), und so kommt man zu einer Höhe, in welcher sich infolge der Gasdichte und noch vorhandener Stärke der ultravioletten Strahlen die meisten Ionen bilden können (Maximum ca. 110 km) nach Abb. 112 bei C. Dies ist das Optimum, das sich aus dem Schnittpunkt der beiden Kurven a und b der Abb. 112 ergibt; die Höhe der E-Schicht schwankt jedoch und hängt von vielen Einflüssen ab. Die Energie der ultravioletten Strahlen wird in den oberen Schichten (zwischen 80—500 km) derart stark zum Aufbau von Ionen verbraucht, daß in niedrigen Höhen die Reststrahlungen für unsere Zwecke zu vernachlässigen sind. Neben der vorhergehend von Kennelly und Heavyside entdeckten E-Schicht (Kennelly-Heavyside-Schicht) kennt die neuere Forschung über die Ausbreitung elektromagnetischer Schwingstrahlen noch Schichten, die eine weitere Beeinflussung des Strahlenganges dieser Schwingungen durch ihre besondere Leitfähigkeit und ihr Reflexionsvermögen bewirken.

Mit Hilfe von Echolotungsanlagen, deren grundsätzliche Wirkungsweise den Echolotanlagen zur Messung der Meerestiefen vom Schiffsboden aus entspricht, sind weitere Schichten ionisierter Gase festgestellt worden, die oft eine starke Beeinflussung des Strahlenganges hervorrufen.

Unter Zugrundelegung der Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Wellen ($29,985 \cdot 10^9$ cm/sek = rund 300 000 km/sek) konnte aus der geringen Zeitdifferenz eines senkrecht nach oben ausgesendeten und dort reflektierten Wellenzuges mit Hilfe einer Braunschen Röhre die Höhe der reflektierten Schichten errechnet werden. Bei der Höhenregistrierung ist zu beachten, daß die Ausbreitungsgeschwindigkeit eines Wellenzuges in einem ionisierten Gas kleiner ist als im Va-

kuum oder in der Luft. Die auf dem Schirm einer Braunschen Röhre gezeigten Werte für die E-, hauptsächlich aber die F-Schicht sind keine reellen, sie geben vielmehr die scheinbare Höhe der Schichten an, denn der Wellenzug hat ja verschieden leitfähige Medien zu durchlaufen. So konnte eine besonders in den Tropen ausgebildete D-Schicht in einer Höhe von 50—60 km registriert werden. Dies ist dort auf die große Intensität der Sonnenstrahlen, die senkrecht auf die Erde treffen, zurückzuführen.

In unseren Breiten ist vor allem am Tage und im Sommer in etwa 90—120 km Höhe die E- oder Kennelly-Heavyside-Schicht stark ausgebildet.

Darüber hinaus haben neuere Lotungsregistrierungen das Vorhandensein noch einer F-Schicht (Appleton-Schicht) ergeben, die in etwa 300 km Höhe vom Erdboden sich befinden soll.

Während die Entstehung der D- und E-Schicht wohl allein auf die Tätigkeit der Sonnenstrahlen zurückgeführt wird, bleibt die Ausbildung der F-Schicht (Appleton) noch der weiteren Forschung vorenthalten. Die E- und F-Schicht teilen sich im Sommer und bilden am Tage eine E_1 - und E_2 -Schicht bzw. eine F_1 - und F_2 -Schicht.

Die Ionisation wird nun bei konstanter Energie des ultravioletten Lichtes nicht dauernd zunehmen. Wie vorher erwähnt, findet eine Rückbildung der Ionen zu neutralen Molekülen statt.

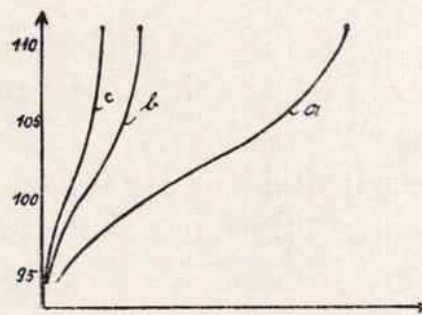


Abb. 113. Ionenkonzentration zu verschiedenen Zeiten des Tages

Bei konstanter Bestrahlung wird es jedoch in jedem Fall einen Zustand geben, in welchem bei einem bestimmten Ionisationsgrad die Rückbildung mit dem Aufbau neuer Ionen im Gleichgewicht steht. Da die Schnelligkeit der Rückbildung aber wesentlich von der Gasdichte abhängt, wird in niederen Höhen die Rückbildung bei immer schwächer

werdenden Sonnenstrahlen am schnellsten und in größeren Höhen am langsamsten vor sich gehen. Abb. 113 zeigt den Ionisationsgrad der Kennelly-Heavyside-Schicht (E-Schicht) zu verschiedenen Tageszeiten. Hierin gibt Kurve a die maximale Ionenkonzentration bei Tage an.

Kurve b zeigt, daß die Konzentration nur noch ein Drittel von a, 6 Stunden nach Sonnenuntergang, und Kurve c noch $\frac{1}{4}$ bis $\frac{1}{5}$ von a, 12 Stunden nach Sonnenuntergang, beträgt. Das bedeutet, daß mit abnehmender Ionenkonzentration die Rückbildung langsamer vor sich geht.

Jeden Tag bei Sonnenaufgang werden also die ultravioletten Sonnenstrahlen, die durch Ausbleiben derselben bei Nacht zurückgegangene Ionenkonzentration zu einem maximalen Wert aufbauen, welcher allerdings auch von dem Winkel abhängt, unter welchem die Sonnenstrahlen auf die Atmosphäre treffen. Im Sommer wird also um die Mittagszeit die Ionenkonzentration eine größere sein als bei der gleichen Tageszeit im Winter. Bei der kurzen Nachtzeit wird im Sommer auch die Ionisierung nicht derart tief absinken können wie im Winter. Die Ionenkonzentration wird also nach dem Vorhergesagten überall auf der Erde in ihrer Größe verschieden sein.

Zum Schluß sei noch erwähnt, daß zwischen der Höhenlage der E- und F-Schicht, den atmosphärischen und magnetischen Störungen und den jeweiligen Ausbreitungserscheinungen der verschiedensten Frequenzen der Kurzwellen die Forschung Zusammenhänge festgestellt hat, deren Auswertung auf die Wetterlage schließen ließ.

Hoffentlich gelingt es, die Kurzwellentechnik bald zu einem wichtigen Hilfsmittel der Meteorologie zu machen.

d) Verlauf der Strahlen im Raume

Stellt man sich einen Wellenstrahl vor, der von der Sendeantenne annähernd als Tangente zur Erde (Abb. 114 Strahl a) abgestrahlt wird, so wird er sich zunächst geradlinig ausbreiten, bis er die untere Grenze einer der vorerwähnten Schichten erreicht hat. Hier wird er ähnlich wie ein Lichtstrahl im Wasser nach dem Medium kleinerer Ionenkonzentration (Leitfähigkeit) abgelenkt. Der Grad der Krümmung eines Strahles ist nun nicht abhängig von der Größe der gesamten Ionenkonzentration (Leitfähigkeit), sondern von dem Unterschied in der Größe der Ionenkonzentration der nacheinander durchlaufenen Schichten. Je größer der Unterschied ist, um so stärker die Ablenkung; ist der Unterschied der Ionenkonzentration zwischen den nacheinander durchlaufenen Schichten gering, so ist auch die Ablenkung (Krümmung) gering. Nach Abb. 112 wird ein Funkstrahl, wenn er bis B in die Heavyside-Schicht

eindringt, die stärkste Brechung zur Erde hin erfahren. In C haben wir das Maximum der Ionenkonzentration. Wie diese Abbildung zeigt, ist dieses Maximum sehr breit. Der Unterschied in der Ionenkonzentration der benachbarten Schichten wird hier also vernachlässigbar gering sein, und dies bedeutet, daß ein bis hierher durchgedrungener Funkstrahl in diesen Schichten fast keine Krümmung mehr erleidet. In D dagegen haben wir das Maximum an Unterschieden der ionisierten Schichten nach der abnehmenden Seite hin. Ein bis hierher vorgedrungener Funkstrahl wird nun am stärksten von der Erde fortgekrümmt werden, weil ja jetzt die oberen Schichten das elektrisch dünnere Medium darstellen.

Da nun der Strahl a in Abb. 114 unter einem verhältnismäßig flachen Winkel die ionisierten Schichten trifft, genügt bereits die Ablenkung

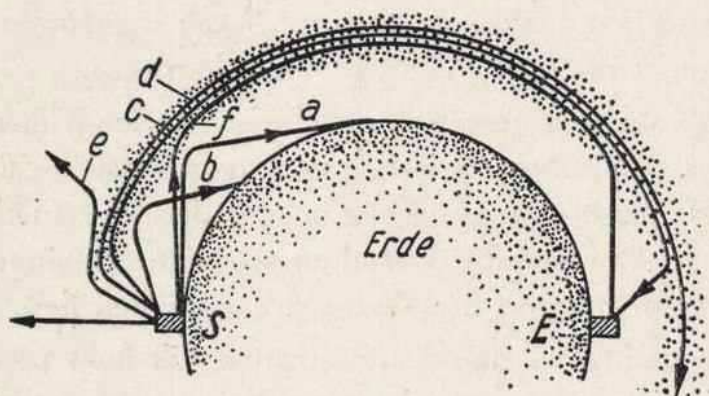


Abb. 114. Strahlengang von Kurzwellen

der unteren Schichten, um ihn symmetrisch zu seinem Einfallswinkel zur Erde zurückzukurven. Immer steiler die ionisierten Schichten treffende Funkstrahlen b müssen immer tiefer in sie eindringen, um eine genügend starke Krümmung zu erfahren. Der Strahl c ist bereits so steil, daß er bis an das Maximum der Ionisation vordringt, hier hat er jedoch Schichten erreicht, deren Ionenkonzentrationsunterschiede praktisch gleich Null sind. Dies bedeutet, daß der Strahl keine weitere Krümmung erfährt, vielmehr sich der maximal ionisierten Schichten als guten Leiter bedient, viele Kilometer wie auch Strahl d in ihnen entlangläuft und erst nach großer Entfernung infolge Unregelmäßigkeiten etwa symmetrisch dem Einfallswinkel zur Erde zurückreflektiert wird. Strahl e trifft schon derart steil die ionisierten Schichten, daß seine Krümmung so gering wird, daß er die Schicht der maximalen Ionisation auch noch durchstößt, eventuell auf ihr noch einige Kilo-

meter entlangläuft und dann in den Weltraum hinausgeht, falls er nicht in der F-Schicht abgelenkt wird. Diese sehr steile Abstrahlung von der Antenne ist praktisch für unsere Zwecke verloren. Das Strahlenbündel, wie durch Strahl a und b in Abb. 114 angegeben, welches den flachsten Abstrahlwinkel hat, wird in mittlerer Entfernung nach der Reflektion durch die ionisierten Schichten die Erdoberfläche erreichen, während die Strahlen mit etwas steilerem Abstrahlwinkel c und d erst nach beträchtlicher Entfernung die Erdoberfläche erreichen, nachdem sie größere Strecken in der E- oder F-Schicht oft ohne nennenswerte Verluste zurückgelegt haben. Hierauf beruht die oft ungeheure Reichweite kurzer Wellen bei selbst kleinsten Sendeenergien.

e) Erklärung einer kurzen und langen Grenzwelle

Die Ablenkung (Krümmung) der Funkstrahlen hängt auch wesentlich von der Wellenlänge ab. Je kürzer diese ist, um so geringer ist bei gleichem Ionisationszustand die Krümmung, d. h., um so tiefer dringen die Strahlen in die ionisierten Schichten ein. Je kürzer also die Wellenlänge, um so mehr Strahlen werden von einem immer flacheren Auftreffwinkel ab nicht mehr die Erde erreichen. Der Funkstrahl f in Abb. 114, der annähernd tangential zur Erdoberfläche von der Sendeanenne abgestrahlt wird, stellt einen derartigen Funkstrahl der kurzen Grenzwelle dar, der bei dem gerade vorhandenen Ionisationszustand noch als einziger die Erde wieder erreicht. Je nach Ionisationszustand (Tages- und Jahreszeit), Sonnenfleckensmaximum oder -minimum wird die kurze Grenzwelle, mit der noch eine Fernverbindung möglich ist, zwischen 18 und 6 m liegen. Andererseits gibt es auch eine lange Grenzwelle für die Ueberbrückung großer Entfernungen. Je länger nämlich die Welle ist, um so stärker wird sie in den ionisierten Schichten abgelenkt. Nur noch ein fast senkrecht auf die Ionisationsschichten auftreffender Strahl einer längeren Welle wird also bis zur Mitte der Heavyside-Schicht vordringen und in ihr größere Entfernungen entlanglaufen können, um dann wieder symmetrisch reflektiert zu werden. Ein senkrecht auf die Ionisationsschichten auftreffender Strahl einer langen Welle durchsößt ohne Ablenkung die Schichten. Immer längere Wellen werden immer stärker reflektiert und absorbiert und erreichen nicht mehr die zur Ueberbrückung großer Entfernungen so wichtige Maximalionisation der Ionisationsschicht.

Wie schon oben erwähnt, ist die Grenzwellenlänge auch von der Zeit des Sonnenfleckensmaximums und -minimums abhängig. Da wir uns zur Zeit im Sonnenfleckensmaximum befinden und daher mit einer starken Ausbildung der ionisierten E- und F-Schicht rechnen müssen, dürfte auch noch eine sehr kurze Grenzwellenlänge an den stark ionisierten Schichten reflektiert werden. Versuche haben gezeigt, daß tatsächlich die kurze Grenzwellenlänge beim Sonnenfleckensmaximum sich nach unten, dagegen beim Sonnenfleckensminimum (1933—34 zuletzt) nach oben verschiebt. Es ist daher für die Jahre 1937—38—39 mit voraussichtlicher dx-Verbindung auf 5 m zu rechnen, während in den Jahren des Sonnenfleckensminimums selten der dx-Verkehr auf 10 m möglich war. Dementsprechend ähneln die 10-m-Bedingungen im Sonnenfleckensmaximum den 20-m-Bedingungen im Sonnenfleckensminimum. Dies bedeutet für die Praxis, daß z.Z. von 14⁰⁰ bis 19⁰⁰ mitteleurop. Zeit der Verkehr mit USA. von Europa aus auf 10 m besser, als auf 20 m durchführbar ist.

f) Die tote Zone

Wenn man die Fußpunkte (Abb. 114) der Raumstrahlen kurzer Wellen betrachtet, so kann man feststellen, daß bei kurzen Wellen bis zu einer gewissen Steilheit des Abstrahlwinkels von der Antenne überhaupt noch eine direkte Reflexion zur Erde stattfindet, der Fußpunkt dieses noch direkt reflektierten steilen Strahles aber noch verhältnismäßig weit vom Sender entfernt liegt. Die Bodenstrahlung reicht, wie bereits gesagt, aber nur wenige Kilometer vom Sender entfernt, so daß zwischen dem Ende der Bodenstrahlung und dem Anfang der Raumstrahlung eine mehr oder weniger breite Zone ohne Strahlung übrigbleibt. Diese Zone, die z. B. bei der „kurzen Grenzwellenlänge“ am breitesten ist und bei der „langen Grenzwellenlänge“ durch Ueberlappen der Boden- mit der Raumstrahlung verschwindet, ist die sogenannte „tote Zone“. Die Praxis hat jedoch gezeigt, daß selbst in der „toten Zone“ eine geringe Strahlung wahrnehmbar ist. Man nimmt hierfür das Vorhandensein einer diffusen (unregelmäßigen) Reflexion eines Funkstrahles an.

Das Wachsen der toten Zone mit dem Kleinerwerden der Wellenlänge ist in dem tieferen Eindringen der Funkstrahlen in die ionisierten Schichten begründet, in welchen sie weniger als Strahlen langer Wellen gekrümmt werden.

g) Strahlengang zu verschiedener Tages- und Jahreszeit

Der Gradient der Ionisation in den ionisierten Schichten der Atmosphäre ist, wie bereits erwähnt, des Nachts ein geringerer als bei Tage, d. h. der Größenunterschied der Ionenkonzentration der einzelnen Schichten ist am Tage größer als in der Nacht. Da nun lediglich der Gradient der Ionisation und nicht die absolute Größe der Ionenkonzentration für die Reflexion der Strahlen maßgebend ist, wird daher des Nachts bei kleinem Gradienten die Krümmung der kurzen Wellen nur gering sein, da diese tief in die ionisierten Schichten eindringen. Dies bedeutet ein Wachsen der toten Zone bei Nacht. Bei Tage ist es umgekehrt. Da nun der Gradient der Ionisation auch noch im Sommer größer ist als im Winter, kann zwischen dem Verhältnis Sommer und Winter bezüglich des Gradienten der Ionisation etwa eine Parallele zu dem zwischen Tag und Nacht gezogen werden. Die „kurze Grenzwelle“, welche wegen ihrer geringen Absorption in der oberen Atmosphäre günstig für die Ueberbrückung großer Entfernungen ist, wird am Tage im Sommer bei 7—8 m, dagegen im Winter bei ca. 15 m liegen. Nach dem Vorhergesagten wird es also für jeden Gradienten der Ionisation zur Ueberbrückung einer bestimmten größeren Entfernung immer nur eine günstigste Wellenlänge geben. Dies bedeutet, daß beispielsweise eine Funklinie Berlin—New York wenigstens dreimal (oft mehrmals) täglich die Betriebswellenlänge ändern muß, um zu allen Zeiten günstig zu arbeiten.

h) Schwunderscheinungen, Echos

Man unterscheidet in der Hauptsache 4 Arten von Schwunderscheinungen:

Schwunderscheinungen durch Phasenverlagerung der sich überlappenden Boden- und Raumwelle

Da die E- und F-Schicht fast immer kleineren Schwankungen unterworfen ist, wird die Raumwelle bald einen kürzeren, bald einen längeren Weg zurückzulegen haben. Liegt nun der Empfangsort in einem Bereich, in welchem sich die Boden- und Raumwelle überlappen, so wird bei Phasengleichheit der beiden Wellen eine Lautstärkenzunahme, bei Ungleichheit eine Lautstärkenminderung eintreten. Ist die Energie der Boden- und Raumwelle gleich, so tritt bei Gegenphasig-

keit totaler Schwund auf. Die Länge der Schwunderscheinungen nimmt stark mit dem Kürzerwerden der Wellenlänge ab. Während bei Rundfunkwellen die Schwunderscheinungen oft noch mehrere Minuten dauern, verringern sie sich bei Kurzwellen oft auf Bruchteile von Sekunden.

Schwunderscheinungen durch Auswandern der indirekten Zone (Flackerzone)

Liegt ein Empfangsort an der Anfangsgrenze der indirekten Zone (Anfang des Bereiches der Raumwellen), so kann es vorkommen, daß durch das dauernde geringe Sichändern der E- und F-Schicht die ersten reflektierten Strahlen einmal gerade noch den Empfangsort treffen, ein anderes Mal nicht so stark gekrümmt werden und erst hinter dem Empfangsort die Erdoberfläche wieder erreichen. Dieses Auswandern und wieder Zurückkehren infolge dauernder kleiner Unterschiede in der E- und F-Schicht macht sich durch Flackern der Empfangslautstärke bemerkbar. Diese Zone wird daher auch viel mit Flackerzone bezeichnet.

Interferenzfading (selektives Fading)

Diese Schwunderscheinung tritt immer bei einer bestimmten Frequenz auf. Sie macht sich in der Hauptsache bei Telefonie durch Beschneiden der Seitenbänder (Verzerrung) bemerkbar. Diese Schwunderscheinung wird wegen ihres Auftretens auf immer nur einer Frequenz auch „selektives Fading“ genannt.

Polarisationsfading

Das Polarisationsfading ist dagegen eine Schwunderscheinung, die ganze Frequenzbänder schwächt. Es macht sich lediglich durch ein Schwächerwerden der Empfangslautstärke auf einer Reihe benachbarter Frequenzen bemerkbar (keine Verzerrungen).

Alle Schwunderscheinungen haben mehr oder weniger ihren Ursprung in der Unregelmäßigkeit des magnetischen Erdfeldes und der Sonnenfleckentätigkeit. Beide sind in einen gewissen Zusammenhang zu bringen. So treten oft Schwächungen in der Empfangslautstärke weiter Sender auf, die oft mehrere Tage dauern.

Dellinger-Phänomen

Das Dellinger-Phänomen ist ein totaler Schwund von der Dauer von 10–45 Minuten. Bemerkenswert ist, daß er nur auf dem unter vollem Tageslicht stehenden Teil der Erde in Erscheinung tritt. Zu den Zeiten des Auftretens des Phänomens wurden von Sternwarten größere Wasserstoffgas-Eruptionen auf der Sonne beobachtet, die, wie man annimmt, eine übermäßig starke Ionisation der E- bzw. F-Schicht zur Folge hatten. Durch diese starke Ionisation erklärt sich das teilweise restlose Ausbleiben des Fernempfanges. So wurde kürzlich (Januar 1938) ein Totalschwund bei allen Kurzwellenfernverbindungen festgestellt, der zweifellos auf übermäßig starke Ionisation der oberen Atmosphäre zurückzuführen war. Zur selben Zeit konnte ja sogar in Deutschland die seltene Erscheinung eines Nordlichtes wahrgenommen werden.

Mehrfachzeichen

„Hallen“

Die Zeitdifferenz zwischen dem Eintreffen einer Boden- und Raumwelle kann durch den oft bedeutend längeren Weg, den die Raumstrahlen zurückzulegen haben, so groß sein, daß die Raumwelle etwa $\frac{1}{1000}$ Sek. später ankommt. Für den Telegrafie- und Telefonieverkehr ist diese immerhin geringe Differenz vernachlässigbar. Bei Bildtelegrafiesendungen macht sich dieses „Hallen“ oft schon unangenehm bemerkbar.

„Nahechos“

Eine größere Zeitdifferenz entsteht bereits, wenn die Raumwelle mehrmals von der Erde zur E- bzw. F-Schicht und zurück reflektiert wird. Die Differenz beträgt oft dann bis zu $\frac{1}{100}$ Sek. Beim Telegrafieempfang macht sich diese Zeitdifferenz durch ein kaum wahrnehmbares Nachklingen bemerkbar (Echo). Da diese Erscheinung hauptsächlich bei kurzen Entfernungen auftritt, nennt man sie auch „Nahecho“.

Mehrfachzeichen

Sie entstehen dadurch, daß die Zeichen einmal, oft mehrere Male, um die Erde in der E- oder F-Schicht wenig geschwächt entlanglaufen und erst dann zur Erde reflektiert werden. Die Zeitdifferenz

zwischen einem direkt reflektierten Strahl oder der Bodenwelle und dem die Erde erst umkreisenden und dann reflektierten beträgt oft $\frac{1}{10}$ Sek. und mehr. Diese Art der Mehrfachzeichen können einen Telegrafieempfang bereits unmöglich machen.

i) Raumstrahlung und Witterungsverhältnisse

Der Einfluß der unteren Atmosphäre (Troposphäre) auf die Ausbreitung der Raumstrahlen, ist, abgesehen von größeren Leitermassierungen usw., die eine teilweise Reflexion bewirken können, gering.

Die Höhe der Troposphäre wird maximal 10 km betragen. Ein zur E- oder F-Schicht hinausgehender Strahl wird also nur zweimal die 10-km-Schicht zu durchbrechen haben. Die Strecke ist aber im Verhältnis zur gesamten Strecke, die der Funkstrahl zurückzulegen hat, zu gering, als daß kleine elektrische Unterschiede in der Troposphäre einen stark merkbaren Einfluß auf die Ausbreitung der Raumstrahlung ausüben könnten. Wie bereits erwähnt, übt aber die Troposphäre einen nicht unwesentlichen Einfluß auf die Ausbreitung der Bodenstrahlung aus.

15. Kapitel

Gebräuchlichste Richtantennenanordnungen

a) Horizontale Abstrahlung durch Hintereinanderschalten mehrerer gleichphasig erregter, vertikaler $\lambda/2$ -Dipole

Nach den vorerwähnten Ausbreitungserscheinungen im 14. Kapitel lassen sich beispielsweise auf Wellenlängen, die sich der kurzen Grenzwelle nähern, nur dann dx-Verbindungen herstellen, wenn die Strahlen des Senders annähernd tangential zur Erde verlaufen, also unter einem sehr flachen Winkel auf die E- bzw. F-Schicht treffen. Eine derartige tangentielle Hauptabstrahlrichtung wurde bereits bei der $\lambda/2$ -Vertikalantenne erwähnt. Alle unter einem anderen Winkel auf die Ionisations-Schichten auftreffenden Funkstrahlen dieser kurzen Wellen gehen für Fernverbindungen praktisch verloren, sie durchstoßen die ionisierten Schichten. Es liegt also nahe, eine Möglichkeit zu finden, die tangentielle Hauptabstrahlung auf Kosten der anderen nicht ausnutzbaren Abstrahlung zu vergrößern. Diese Mög-

lichkeit zeigt uns die Anordnung in Abb. 115. Ueber ein Lechersystem werden zwei vertikal in Reihe angeordnete $\lambda/2$ -Dipole gleichphasig erregt. Durch die gleichphasige Erregung wird erreicht, daß die Hauptabstrahlrichtung eines jeden $\lambda/2$ -Dipols, wie in Abb. 108a bereits dargestellt, senkrecht zum Dipol erhalten bleibt. (Bei gegenphasiger Erregung hätte man es dagegen mit einer Ganz- λ -Antenne zu tun, deren Hauptabstrahlwinkel nicht 90° zum Strahler betragen würde.) Die beiden Hauptabstrahlungen der Dipole addieren sich und ergeben eine doppelte Gesamtabstrahlung senkrecht zu der dargestellten Vertikal-anordnung und damit einen Lautstärkegewinn, der weit mehr als der doppelten Senderleistung mit einem einzigen vertikalen $\lambda/2$ -Dipol entspricht.

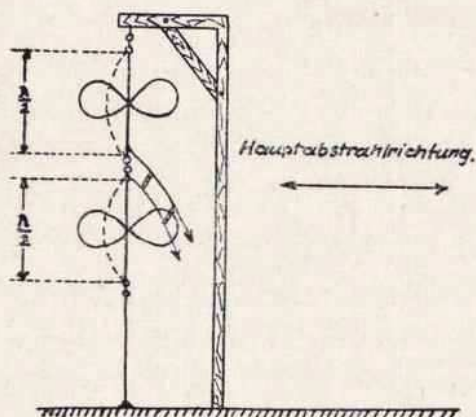


Abb. 115. Verstärkung der horizontalen Abstrahlung durch Hintereinanderschalten zweier gleichphasig erregter Vertikaldipole

stärkegewinn, der weit mehr als der doppelten Senderleistung mit einem einzigen vertikalen $\lambda/2$ -Dipol entspricht.

b) Verstärken der Hauptabstrahlenergie durch mehrere gleichphasig erregte, hintereinandergeschaltete horizontale $\lambda/2$ -Dipole (Dipolreihen)

In Abb. 116 sind zwei Antennensysteme dargestellt, die aus mehreren gleichphasig erregten Dipolen bestehen. Derartige Dipolanordnungen werden auch Dipolreihen genannt.

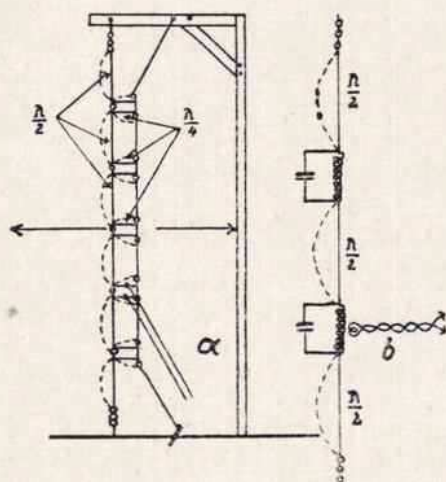


Abb. 116. Verbesserte Anordnung nach Abb. 89

Die gleichphasige Erregung der einzelnen $\lambda/2$ -Dipole wird dadurch erreicht, daß nach Abb. 116a ein $\lambda/4$ langes, am Ende geschlossenes Lechersystem die gegenphasige Halbwelle aufnimmt und damit deren Abstrahlung verhindert. Die Speisung des Antennensystems kann auf beliebige Art erfolgen. In der Abb. 116a ist eins der Lechersysteme durch eine 600Ω unabhängige Energieleitung angezapft.

Statt der $\lambda/4$ -Lechersysteme können auch Schwingkreise zwischen die $\lambda/2$ -Dipole eingeschaltet werden, welche den elektrischen Daten eines $\lambda/2$ -Dipols entsprechen. Die Abb. 116b zeigt ein derartiges Dipolreihensystem, bei dem die gleichphasige Erregung durch Schwingkreise erreicht wird. Derartige Dipolreihen werden mit großem Vorteil in vertikaler Anordnung besonders für Ultrakurzwellen — Sende- und Empfangszwecke benutzt. In horizontaler Anordnung des Systems erhält man eine ausgesprochene Horizontalrichtwirkung. Die Abstrahlung erfolgt also senkrecht zur Anordnung. In der Praxis geht man kaum über 4 bis 5 in Reihe geschalteter Dipole hinaus, da der resultierende Hauptabstrahlappen sonst unter einem zu spitzen Winkel vom Richtsystem aus verläuft, und damit die Richtwirkung zu ausgesprochen wird. Der Winkel β in Abb. 117, dessen beide Schenkel den resultierenden Hauptabstrahlappen begrenzen, beträgt:

$$\beta = 72^\circ \text{ bei 1 Dipol,}$$

$$\beta = 42^\circ \text{ bei 2 Dipolen,}$$

$$\beta = 36^\circ \text{ bei 3 Dipolen,}$$

$$\beta = 32^\circ \text{ bei 4 Dipolen,}$$

$$\beta = 28^\circ \text{ bei 5 Dipolen.}$$

In Abb. 117 sind die Strahlungscharakteristiken für verschiedene Dipolreihen in einem Quadranten wiedergegeben. Mit m ist die Anzahl der in Reihe geschalteten $\lambda/2$ -Dipole bezeichnet. Wie aus den Charakteristiken zu ersehen ist, treten bei größeren Dipolreihen auch Nebenabstrahlappen auf. Die zwischen den Lappen entstehenden Nullstellen in der Abstrahlung sind durch den Winkel α gekennzeichnet und zu errechnen.

Der Aufbau vertikaler Dipolreihen erfolgt zweckmäßig an einem Holzmast, der einen Galgen besitzt wie in Abb. 116a. Die Lechersysteme müssen horizontal verlaufen. Bei horizontaler Anordnung von Dipolreihen, wie sie für das 10-, 20- und 40-m-Band Verwendung finden, werden die durch Isolierketten getrennten $\lambda/2$ -Dipole horizontal wie gewöhnliche Linearantennen senkrecht zur beabsichtigten Hauptabstrahlrichtung möglichst parallel zum Erdboden gespannt. Die $\lambda/4$ -Lechersysteme hängen von den Enden der Dipole herab und werden

mittels Isolierleinen mit Pflöcken am Erdboden befestigt. Ein auf die Betriebsfrequenz genaues Abstimmen des Antennensystems kann durch Verlängern oder Verkürzen der zum Erdboden hängenden Lechersysteme erfolgen. Erwähnt sei noch, daß die beiderseitigen letzten

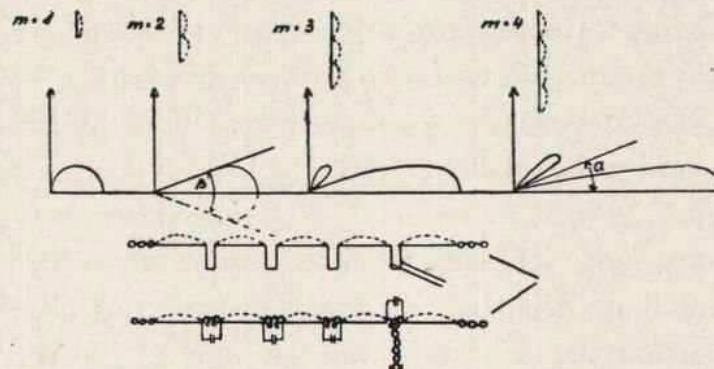


Abb. 117. Strahlungscharakteristiken von Dipolreihen
Dipolreihen $m = 5$
Nullstellen bei
 $\sin \alpha = 2/m; 4/m; 6/m \dots;$

Dipole elektrisch zweckmäßig etwas kürzer zu halten sind als die Dipole in der Mitte des Antennensystems, da bei den letzten Dipolen die Endkapazität an den Befestigungsstellen zu berücksichtigen sind. Die nach Abb. 115 und 116 beschriebenen Richtantennensysteme sind natürlich ausgesprochene Einbandssysteme (besser Einwellensysteme).

c) Die Bruce-Richtantenne

Eine Richtantenne für Kurz- und Ultrakurzwellen, welche wie die Dipolreihen bei horizontaler Anordnung eine ausgesprochene Horizontalrichtwirkung aufweist, ist die in Amerika entstandene Bruce-Antenne. Wie die Abb. 118 zeigt, besteht sie z. B. aus $6 \lambda/4$ langen vertikalen, $5 \lambda/4$ horizontalen und an den Enden aus je $2 \lambda/8$ horizontalen Antennendrähten. Sie stellt also eine Zickzackantenne dar, von einer

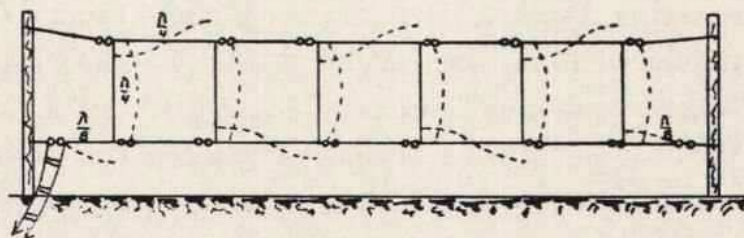


Abb. 118. Bruce-Richtantennensystem für Kurz- und Ultrakurzwellen

Gesamtdrahtlänge von 3λ . Je nach gewünschter größerer oder kleinerer Feldstärke in der Hauptabstrahlrichtung (Größe des Winkels, der durch den Hauptabstrahlappen gebildet wird) kann die Gesamtdrahtlänge 2, 3, 4, 5 usw. λ lang sein. Die $\lambda/4$ langen Antennenteile, bilden offene Quadrate. Die Speisung der Antennen erfolgt zweckmäßig mittels einer unabgestimmten Energieleitung über ein angezapftes Lechersystem. Die Wirkungsweise der Bruce-Antenne beruht darauf, daß die Stromwerte in den horizontalen $\lambda/4$ -Antennenteilen gegenphasig sind und dadurch die Abstrahlung kompensiert wird. Die vertikalen $\lambda/4$ -Antennenteile sind gleichphasig erregt. Ihre Gesamtabstrahlung summiert sich zu einer senkrecht zu dem Richtsystem in der Horizontalen verlaufenden Hauptabstrahlung (Breitseitenstrahlung). Der Vorteil dieser Bruce-Richtantenne gegenüber den beiden vorerwähnten Anordnungen ist, daß dieses System in bezug auf seine elektrischen Längenwerte für eine Betriebswelle nicht sehr kritisch ist. Es wird mit Vorteil für Ultrakurzwellen als Empfangsrichtantennensystem verwendet.

16. Kapitel

Einige besondere Richtantennenanordnungen

a) Die V-Langdrahtantenne

Nach den Ausführungen über Strahlungsdiagramme von Antennen hängt die Hauptabstrahlrichtung einer Antenne im wesentlichen von der Länge in λ ab. Bei einer $\lambda/2$ -Antenne betrug der Hauptabstrahlwinkel zum Strahler 90° ; mit zunehmender Länge wird er immer spitzer. Diese Tatsache nutzte man aus, um durch V-Anordnung zweier langer Horizontalantennen eine Addition je zweier Hauptabstrahlappen und damit eine Richtwirkung zu erreichen. In Abb. 119 sieht man eine derartige V-Richtantennenanordnung. Zwei je 2λ lange Horizontalantennen bilden einen Winkel von 70° . Die Speisung der Antennen erfolgt gewöhnlich über ein Lechersystem. Wie aus Abb. 119 zu ersehen ist, laufen je zwei von den eingezeichneten Hauptabstrahlappen sich parallel und ergeben eine Verdopplung der Strahlungsenergie in der Pfeilrichtung. Die punktiert eingezeichneten Abstrahl-

lappen wirken sich entgegen. Eine Abstrahlung senkrecht zu der eingetragenen Pfeilrichtung wird also nur noch schwach vorhanden sein. Mit zunehmender Länge in λ der Abstrahläste der V-Antenne muß nun wegen des immer flacher werdenden Hauptabstrahlwinkels der

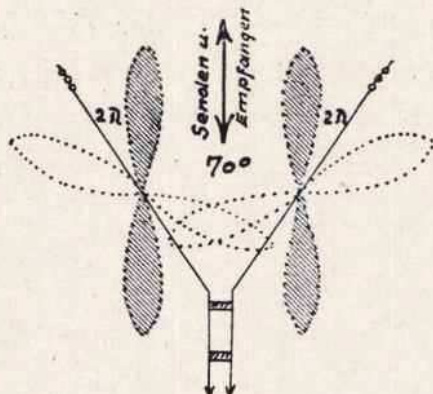


Abb. 119. V = Antenne
Hauptabstrahlung in Richtung
der Pfeile

V-Winkel auch immer spitzer werden, damit je zwei Hauptabstrahl-lappen immer parallel verlaufen. Die nachstehende Tabelle gibt für verschiedene Längen des V-Astes in λ den dazugehörigen Spreizwinkel an. Er beträgt bei 8λ nur noch 36° , bei $\lambda/4$ (Grenzfall) dagegen 180° , da bei einem $\lambda/2$ -Dipol die Hauptabstrahlung unter einem Winkel von 90° erfolgt. Diese V-Antennen eignen sich nicht besonders für

Ultrakurzwellen, da sie nur eine ausgesprochen Horizontalrichtwirkung aufweisen. Bei Ultrakurzwellen legt man besonderen Wert auf eine Vertikalstrahlung (erdtangentielle Abstrahlung) und verwendet hierfür besondere Vertikalrichtsysteme. Mit Vorteil läßt sich die V-Antenne jedoch für das 20-, 40- und 80-m-Band als Horizontalrichtsystem verwenden. Aus der Abb. 120 ist der praktische Aufbau einer V-Antenne zu ersehen. Es gehört also verhältnismäßig viel Raum für das Unterbringen eines V-Richtantennensystems. Die angegebenen Winkelwerte gelten für eine Antennenhöhe von etwa $\lambda/2$.

Tabelle für Spreizwinkel der V-Antenne

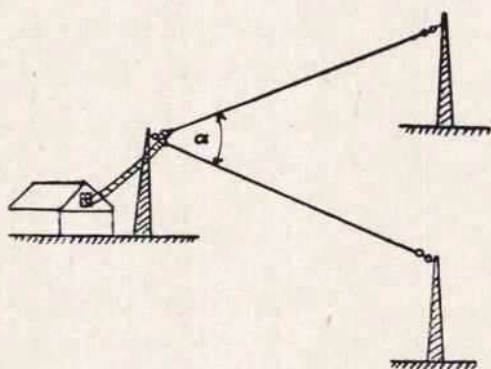


Abb. 120. Aufbau einer V-Richtantenne

Längedes V-Astes	Spreizwinkel α
λ	105°
2λ	70°
3λ	60°
4λ	51°
5λ	45°
6λ	41°
7λ	38°
8λ	36°

b) Die Rhombus-Antenne

Eine erweiterte V-Antenne ist die in Abb. 121 dargestellte Rhombus-Antenne. Sie stellt zwei V-Antennen dar, die an ihren Schenkeln miteinander verbunden sind. Sie ist eine ausgesprochene Langdrahtantenne mit horizontaler Richtwirkung. Die Länge L der einzelnen Rhombus-Seiten kann λ oder je nach gewünschter Feldstärke in der Hauptabstrahlrichtung ein Vielfaches davon lang sein. Für kommerzielle Anlagen werden Seitenlängen von 8λ und mehr verwendet, um

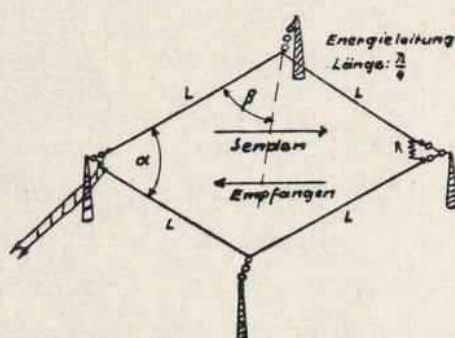


Abb. 121. Die Rhombus-Richtantenne

L	β
λ	30°
2λ	50°
3λ	56°
4λ	61°
5λ	65°
6λ	67°
7λ	68°

den Hauptabstrahlappen möglichst schmal und lang (Fernverkehr) zu gestalten. Der Vorteil der V-Antenne als auch der Rhombus-Antenne ist, daß auch auf den anderen Bändern abgestimmt gearbeitet werden kann und trotzdem eine Horizontalrichtwirkung auch bei den Bändern, die nicht als Grundlage für den Spreizwinkel und die Länge L beim Aufbau der Antennen dienten, bemerkbar ist. Die Tabelle in Abb. 121 gibt für die Seitenlänge L in der Rhombus-Antenne den dazugehörigen Winkel β an. Mit zunehmender Seitenlänge L muß auch der Winkel β immer stumpfer werden, der Spreizwinkel α immer spitzer. Dies liegt an dem immer flacher werden- den Hauptabstrahlwinkel bei zunehmender Antennenlänge in λ . Für Amateurzwecke wird man kaum über eine Seitenlänge L von 4λ hinausgehen können. Die Pfeile in Abb. 121 geben für die Rhombus-Richtantenne die Sende- und Empfangsrichtung an. Eine für das 20-m-Band aufgebaute Rhombus-Antenne mit einer Seitenlänge L von 65 m ($3\frac{1}{4}\lambda$) und einem Spreizwinkel α von 65° (Winkel β demnach $57,5^\circ$), ergibt in der Hauptabstrahlrichtung eine 20—25fache Feldstärkenvergrößerung und arbeitet auch auf dem 10- und 40-m-Band

noch einwandfrei. Der vertikale Abstrahlwinkel beträgt für das 20-m-Band bei dieser Rhombus-Antenne bei einer Antennenhöhe von $\lambda/2$ (Höhe = 10 m) nur etwa 20° , so daß hierbei auch eine gewisse Vertikalrichtwirkung vorhanden ist (Abb. 122 und 123).

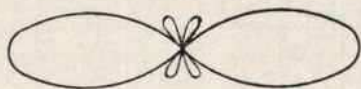


Abb. 122. Horizontalisches Strahlungsdiagramm einer V-Antenne



Abb. 123

- a) Horizontales Strahlungsdiagramm einer 2—3 λ -Rhombus-Antenne
- b) Vertikales Strahlungsdiagramm einer 2—3 λ -Rhombus-Antenne

Die V- und Rhombus-Antennen sind beide wegen ihres einfachen Aufbaues, ihrer überaus großen horizontalen Richtwirkung und ihres verhältnismäßig flachen vertikalen Abstrahlwinkels besonders als Dx-Antennen zu empfehlen. Muß bei diesem oder jenem Amateur aus Platzgründen die V-Antenne anstatt der einseitig gerichteten Rhombus-Antenne gewählt werden, so läßt sich durch Anordnen einer zweiten V-Antenne $\lambda/4$, oder ein ungerades Vielfaches davon, hinter der ersteren eine Reflektorstreuung erzielen, die Rückwärtsstrahlung wird durch eine Phasenverschiebung von 90° aufgehoben.

Die Speisung der Rhombus-Antenne erfolgt wie bei der V-Antenne zweckmäßig über eine Zweidrahtenergieleitung. Der dem Anschlußpunkt der Speiseleitung gegenüberliegende Winkel der Rhombus-Antenne erhält für Sende- und Empfangszwecke vorteilhaft eine $\lambda/4$ -Energieleitung. An deren Stelle kann auch für gerichtete Empfangszwecke ein rein Ohmscher Widerstand treten, der dem Wellenwiderstand der Antenne entspricht und etwa 400—800 Ω beträgt. Bei Verwenden eines Endwiderstandes ist die Rhombus-Antenne ausgesprochen einseitig horizontal gerichtet und ihre Abstimmung absolut nicht kritisch. Mit Energieleitung ist eine beiderseitige Richtwirkung wie bei der V-Antenne vorhanden.

Für Empfangszwecke läßt sich eine V-Antenne auch als eine vertikal geknickte Linearantenne verwenden. Sie stellt die Form eines Spitz-

daches dar und hat den Vorteil, daß für ihren Aufbau nur ein Mast genügt (Abb. 124). Die Empfangsrichtung ist in ungefährender horizontaler Richtung des Drahtes. Der Empfänger ist an das Ende eines V-Astes angeschlossen.

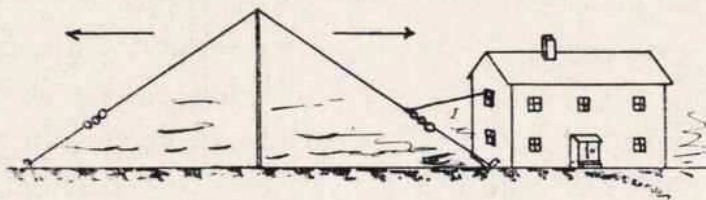


Abb. 124. Vertikale V-Empfangsantenne

c) Die Langdraht-Widerstandsantenne

Eine Richtantenne, die sich allerdings nicht besonders für sehr kurze Wellen eignet, stellt die in Abb. 125 wiedergegebene horizontale Langdraht-Widerstandsantenne dar. Ihre Länge beträgt im allgemeinen $5-15\lambda$. An ihrem Ende ist sie mit einem Widerstand R belastet, der dem Wellenwiderstand der Gesamtantenne gleich sein muß. Wie bei der $600\text{-}\Omega$ -Energieleitung einer Anpaßantenne, die an ihrem Ende in einem Punkt gleicher Antennenimpedanz angeschlossen sein

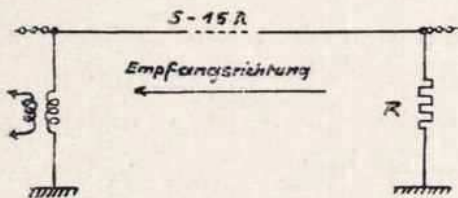


Abb. 125. Langdraht-Widerstandsantenne

$R = \text{Wellenwiderstand der Antenne}$

muß, so entstehen auch hier, wenn der rein Ohmsche Widerstand dem Wellenwiderstand gleichgemacht wird, längs der Antenne fortschreitende Wellen in Richtung Widerstand. Einfallende HF.-Energie wird also in dieser Richtung im Widerstand vernichtet werden, der Empfang wird also ausbleiben. HF.-

Energie in Richtung Widerstand-Apparat wird auf den Empfänger übertragen. Die Antenne wird also eine reine Empfangsantenne sein. Entsprechend ihrer Länge wird ihr Hauptempfangslappen mehr oder weniger in Richtung des Antennendrahtes verlaufen. Da bei horizontalen Langdrahtantennen nun auch der vertikale Hauptempfangswinkel recht flach ist, wird diese Langdraht-Widerstandsantenne nicht nur eine horizontale, sondern zum Teil auch vertikale Richtwirkung aufweisen.

d) Die Goniometerantenne

Auf den gleichen Grundlagen wie die Langdraht-Widerstandsantenne beruht das Goniometer-Langdraht-Widerstandssystem nach Abb. 126. Um möglichst große Wechselspannungswerte an den Empfänger zu bekommen, ohne an eine Empfangsrichtung gebunden zu sein, und trotzdem zu wissen, aus welcher Richtung die Hochfrequenzenergie in die Antenne einfällt, können 4 etwa symmetrische Langdraht-Widerstandsantennen zu einem einzigen System vereinigt werden. Die Kopplungsspulen der einzelnen Antennen bilden eine Goniometeranordnung. In ihm sind auf kleinem Raum durch die symmetrische Anordnung der einzelnen Antennen dieselben elektrischen

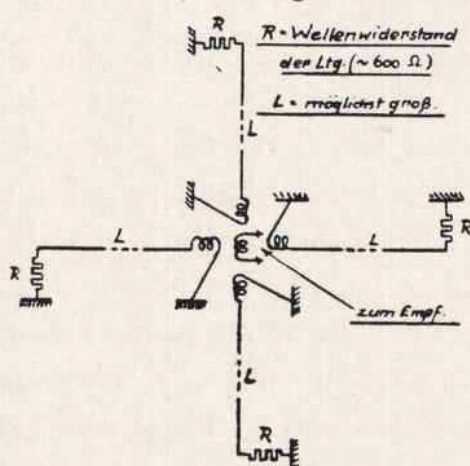


Abb. 126. Goniometer-Langdraht-Widerstands-Anordnung

Verhältnisse wie außen vorhanden. Ein in dem Feld der vier Kopplungsspulen drehbar angeordneter kleiner Rahmen in Form einer Spule mit 2—5 Windungen nimmt nur Energie senkrecht zu seiner Ebene auf. Dieser kleine Rahmen kann bereits die Gitterkreiskopplungsspule der ersten Empfängerstufe sein. Die Kopplungsspulen der Antennen sind so angeordnet, daß sie sich gegenseitig nicht beeinflussen können. Die 4 Antennen, je

etwa 3 oder 4 λ lang (nicht länger, da sonst ihre Hauptempfangscharakteristiken keine Ueberlappung aufweisen), werden entweder nach den vier Himmelsrichtungen hin in gleichmäßiger, möglichst großer Höhe oder in Richtung der Hauptempfangserdteile aufgebaut. Der Vorteil dieser Anordnung ist die Möglichkeit des Richtungsempfangs (wenn dieser auch nicht ausgeprägt ist) und damit das Ausschalten vieler sonst unerwünscht bei Linearantennen hörbaren störenden, abseits der Richtung liegenden, oft recht lautstarken Stationen.

e) Die Dipol-Peilantenne

Es sind im Laufe der letzten Jahre viele Versuche gemacht worden, die Peilbarkeit kurzer Wellen zu erforschen. Die Nahpeilung kurzer

Wellen ist bedingt möglich, doch bleibt der Kurzwellenpeiler als solcher noch immer ein zu lösendes Problem. Fast alle bisher entwickelten Nahpeilgeräte, besonders die Rahmenpeiler, kranken an der Tatsache, daß ein Ausschalten der Feldstärke, die durch die einfallende Raumstrahlung etwa in der Horizontalen den Kurzwellenpeiler treffen, nur schwer zu erreichen ist. In Abb. 127 ist nun eine Peilanordnung wiedergegeben, die weitestgehend das Ausschalten der Raumstrahlen

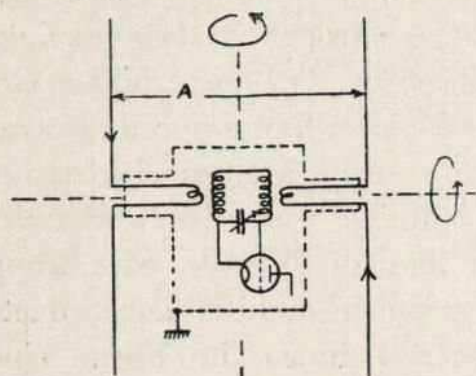


Abb. 127
Dipol-Richtungsempfangsantenne
Der Adcockpeiler

ermöglichen soll. Zwei in einem Abstand A von etwa $1-1\frac{1}{2}$ m angeordnete Vertikaldipole erregen gegenphasig den Gitterkreis der ersten Stufe des Kurzwellenpeilempfängers. Empfänger, Batterien und Zuleitungen zu den Dipolen sind abgeschirmt und derart aufgebaut, daß die gesamte Peilanlage um die Vertikal- als auch Horizontalachse drehbar ist. Senkrecht zur Ebene der Dipolanordnung ergibt sich ein

Minimum wie bei den Rahmenpeilern; auf die übliche Enttrübung soll hier nicht eingegangen werden. Die Drehbarkeit der Anordnung um die Horizontalachse ermöglicht ein weitgehendes Ausschalten einer eventuellen Raumstrahlung. Unter der erwähnten Möglichkeit des Ausschaltens der Raumstrahlung ergibt sich die Tatsache einer Peilbarkeit kurzer Wellen selbst auf größere Entfernungen. Im Rahmen dieses Buches ist es leider nicht möglich, weitere Ausführungen über Kurzwellenpeilung zu machen. Es sei hier nur auf die Schwierigkeiten beim Peilen selbst langer und mittlerer Wellen in bezug auf Dämmerungszeiten, Fehlweisungen, erdmagnetische Störungen, Leitermassierungen hingewiesen, die teilweise ein genaues Minimum und damit ein Ergebnis unmöglich machen. Viel andere, das Peilen kurzer Wellen erschwerende Faktoren, treten zu den wenigen erwähnten hinzu, die bei Mittel- und Langwellenpeilungen oft vernachlässigt werden können. Es gehört deshalb schon eine gewisse Peilpraxis dazu, bevor an das Peilen mittlerer und dann kurzer Wellen herangegangen werden kann.

f) Die Reinartz-Radantenne

Als letzte besondere Richtantennenanordnung sei die Reinartz-Radantenne erwähnt. In Abb. 128 ist ihre Anordnung wiedergegeben. Sie stellt eine zu einem Kreis gebogene $\lambda/2$ -Dipolantenne dar, die einseitig horizontal gerichtet ist. Wegen ihres räumlich kleinen Aufbaus kann sie als bewegliche Richtantenne vorteilhaft verwendet werden. Besonders für Ultrakurzwellen ist sie recht brauchbar. Ihr Strahlungsdiagramm entspricht etwa dem einer $\lambda/2$ -Vertikalantenne mit Reflektor.

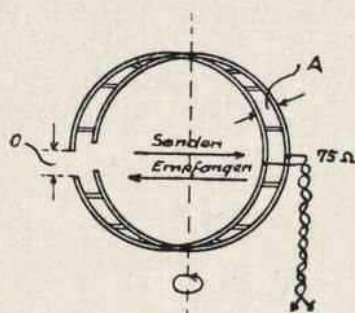


Abb. 128. Reinartz-Radantenne

Die Hauptabstrahlrichtung und Empfangsrichtung ist in Verlängerung der Ebene, wie die eingezeichneten Pfeile es angeben. Die Speisung erfolgt entweder in der Mitte (Strombauch) der beiden $\lambda/2$ -Radantennenhälften durch eine 75-ohmige verdrehte Energieleitung oder am offenen Ende (Spannungsbauch) mittels eines Lechersystems (Zepp-Feeders). Um der Anordnung eine größere Stabilität

zu geben, verwendet man zweckmäßig massiven Kupferdraht, 3 bis 5 mm oder Kupferrohr für die beiden $\lambda/2$ -Radantennenhälften, der Abstand A wird mittels Feederstäben immer gleichbleibend gehalten und die ganze Richtantennenanordnung auf ein von unten her drehbares Holzkreuz aufgebaut. Die Energieleitung führt isoliert längst des vertikalen Kreuzstückes herab zum Sender. Es bleibt der Phantasie des einzelnen Amateurs überlassen, eventuell über eine Stahldrahtzuganordnung mittels eines Handrades über seinem Tisch die auf dem Dache angebrachte Reinartz-Radantenne in die gewünschte Empfangs- und Senderichtung zu bringen.

Die nachstehende Tabelle gibt für 3 Wellenbänder die dazugehörigen Aufbaugrößen der Reinartz-Radantenne an.

Tabelle für Reinartz-Radantenne

Benennung	Band		
	10 m	5 m	2,5 m
Röhrenlänge	4,85 m	2,45 m	1,23 m
Abstand A	30 cm	15 cm	8 cm
Oeffnung O	~ 20 cm	~ 10 cm	~ 5 cm

17. Kapitel

Reflektorantennenanordnungen

a) Reflektor bestehend aus 2 Dipolen

Das Wort Reflektorantennenanordnungen besagt bereits, daß es sich hierbei um Antennen handelt, deren Strahlung durch irgendwelche Mittel reflektiert, d. h. zurückgeworfen wird. Ein derartiges Reflektorsystem einfachster Art zeigt die Abb. 129. Es besteht aus zwei $\lambda/2$ -Vertikaldipolen, die voneinander in einem Abstand von $\lambda/2$ über ein Lechersystem erregt werden. Wie die eingezeichneten Stromkurven zeigen, handelt es sich dabei um eine gegenphasige Erregung. In Abb. 130A ist diese Anordnung in Draufsicht dargestellt. Die hier durch

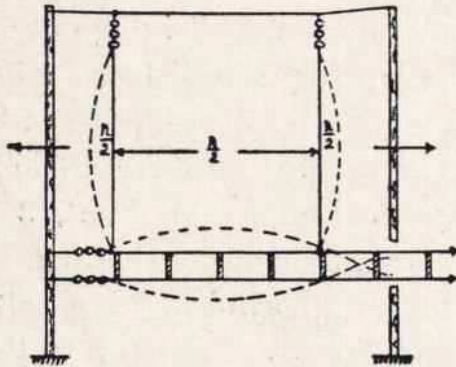


Abb. 129. Einfache Reflektor-Antenne. Pfeile geben Sende- u. Empfangsrichtung an. Strahler gegenphasig erregt

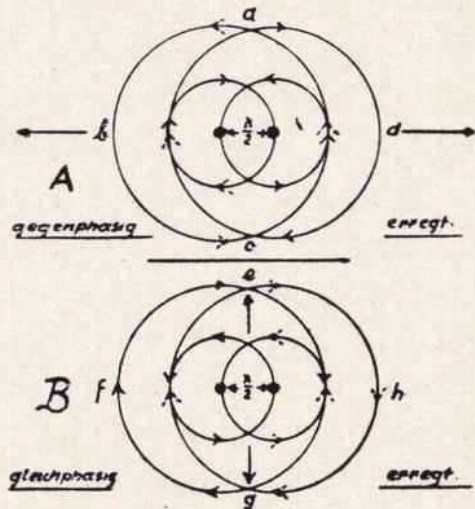


Abb. 130

Kreise dargestellten Kraftlinienfelder um die beiden $\lambda/2$ -Strahler laufen sich bei a und c entgegen, kompensieren sich also, während bei b und d sich die Felder gleichlaufen, also verstärken. Die eingezeichneten Pfeile geben bei der Abb. 129 und Abb. 130A die Hauptabstrahlrichtung an, die also in der Ebene des Reflektorantennensystems liegt. Da nach den Ausführungen in Kap. 13 ein vertikaler $\lambda/2$ -Dipol eine vertikale Richtwirkung durch seine senkrecht zum Strahler erfolgende Abstrahlung aufweist, in der Horizontalen dagegen eine ausgesprochene Rundstrahlung hat, wird die Reflektoranordnung also zur Erreichung einer horizontalen Richtwirkung erforderlich sein. Eine derartige Anordnung wird also

1. eine horizontale Richtwirkung in der Verlängerung der Ebene des Systems haben (bei gegenphasiger Erregung),
2. eine zusätzliche vertikale Richtwirkung besitzen, da ja der Hauptabstrahlwinkel eines $\lambda/2$ -Dipols 90° beträgt.

b) Praktische Ausführung durch geeignete räumliche Anordnung

Eine weitere Reflektorwirkung läßt sich mittels zweier $\lambda/2$ -Vertikal-dipolen erreichen, wenn sie voneinander nur um etwa $\lambda/4$ entfernt sind. Hierbei wird der Reflektor jedoch nur parasitisch durch den $\lambda/2$ -Vertikalstrahler erregt, d. h. er erhält keine Energie wie in Abb. 129 durch ein Lechersystem, sondern ist strahlungsgekoppelt. Zu beachten ist, daß die Länge des parasitischen Reflektors etwas länger sein muß, als die des Strahlers (Strahler = $0,48 \cdot \lambda$; Reflektor = $0,49 \cdot \lambda$), damit beim Reflektor eine induktive Reaktanz vorherrscht. Der um $\lambda/4$ von der Antenne entfernte Strahler wirft in Richtung Strahler die Energie zurück und verdoppelt etwa die Abstrahlung in der Richtung

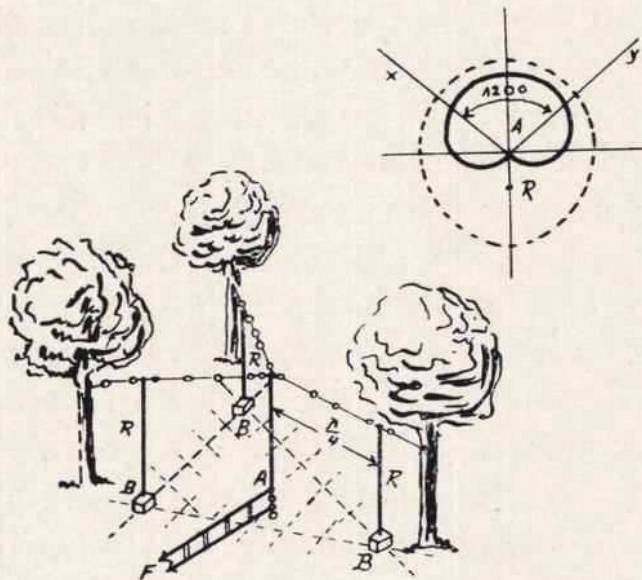


Abb. 131. Praktische Reflektoranwendung mit Strahlungsdiagramm

Reflektor-Strahler. Der Strahlungslappen (Herzkurve) nimmt einen Winkel von ca. 120° ein. Die Abb. 131 zeigt den praktischen Aufbau eines derartigen, in der Praxis vorkommenden Reflektorsystems mit drei Reflektoren, wie es bereits in der CQ, Heft 11/35, beschrieben worden ist. Es genügt, wenn in den Ecken eines gleichseitigen Dreiecks drei vertikale $\lambda/2$ -Reflektoren R um den in der Mitte stehenden

Strahler A errichtet werden, um nach allen horizontalen Richtungen arbeiten zu können. In den Kästen B sind Relais untergebracht, die über eine Leitung es dem Amateur ermöglichen, immer die 2 Reflektoren, die nicht benötigt werden, durch Erdung so zu verstimmen, daß ihre Wirkung aufgehoben wird. Nur derjenige Reflektor, in dessen ungefährrer entgegengesetzter Richtung (also in Richtung Reflektor-Antenne) gearbeitet werden soll, bleibt von der Erde isoliert.

Derartige Reflektoranordnungen lassen sich mit Vorteil noch für das 20-m-, ja selbst 40-m-Band verwenden. Da die $\lambda/2$ -Dipole bei vertikaler Anordnung ja auch noch eine etwa erdtangentiale Abstrahlung besitzen, eignen sich derartige Reflektoranordnungen hauptsächlich für Fernverkehr (dx).

Zusammenfassend sei zu den beiden beschriebenen Reflektoranordnungen nochmals festgestellt, daß die Anordnung nach Abb. 129 (Reflektor um $\lambda/2$ von Antenne entfernt und von einem Lechersystem erregt) eine horizontale Richtwirkung in beiden Richtungen der Ebene der Anordnung aufweist; die Anordnung nach Abb. 131 dagegen (Reflektor um $\lambda/4$ von Antenne entfernt und parasitisch durch die Kraftlinien der Antenne erregt) nur einseitig in Richtung Reflektor-Antenne eine Hauptabstrahlung aufweist.

Die Speisung des Strahlers und des Reflektors nach Abb. 129 bzw. nur des Strahlers nach Abb. 131 braucht nun nicht immer über ein Lechersystem zu erfolgen, vielmehr kann die bereits im Kapitel 9 des öfteren erwähnte und beschriebene Anpaßspeisung mit $600\ \Omega$ unabgestimmter Eindrahtenergieleitung auch vorteilhaft Verwendung finden. Dies wird sich wesentlich nach den örtlichen Verhältnissen der Stationen richten.

Bevor auf die in der Praxis vorkommenden komplizierten Reflektorsysteme eingegangen wird, soll kurz noch eine Betrachtung bei gleichphasiger Erregung eines Reflektorgrundsystems folgen. Abb. 130 B zeigt in Draufsicht ein der Abb. 129 entsprechendes System, bei welchem die beiden $\lambda/2$ -Vertikaldipole gleichphasig erregt werden. Die wieder durch Kreise dargestellten Kraftlinienfelder zeigen im Gegensatz zu der Darstellung nach Abb. 130 A, daß hier bei f und h die Kraftlinienfelder sich entgegenwirken, bei e und g dagegen gleichlaufen, sich also verstärken. Eine derartig gleichphasig erregte

Reflektoranordnung wird also beiderseitig senkrecht zur Ebene des Systems horizontal gerichtet sein. Eine gleichphasige Erregung, z. B. bei der Anordnung nach Abb. 129, läßt sich erreichen, indem man die beiden Leiter des Lechersystems zwischen den $\lambda/2$ -Dipolen einmal kreuzt.

c) Dipolgruppen

Durch Anordnung mehrerer $\lambda/2$ langer Vertikaldipole in einer Ebene, die in einem Abstand von $\lambda/2$ voneinander entfernt gleichphasig erregt werden, kommt man zu sogenannten Dipolgruppen. Eine derartige Dipolgruppe zeigt die Abb. 132. Die horizontale Hauptabstrahlung erfolgt entsprechend dem unter gleichphasiger Erregung Vorhergesagten

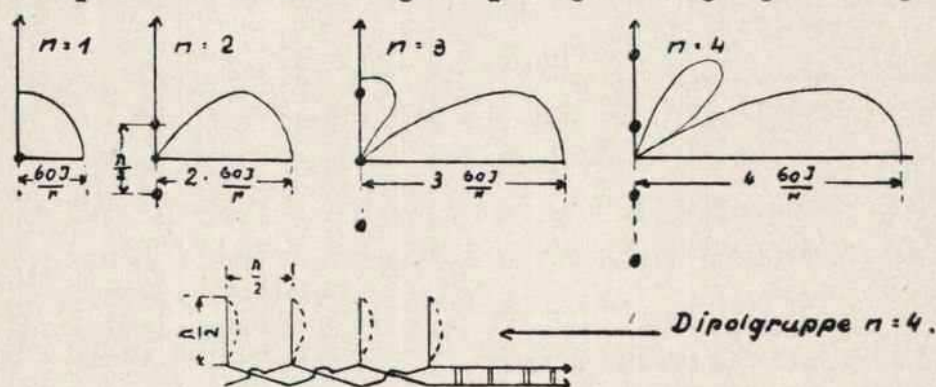


Abb. 132. Strahlungscharakteristiken von Dipolgruppen

senkrecht zur Ebene der Anordnung und zeichnet sich durch große Intensität aus. Die in der Abb. 132 dargestellten Strahlungsdiagramme geben für die verschiedenen Größen der Anordnungen in einem Quadranten einen bildlichen Ueberblick über die Hauptabstrahlung. Der Buchstabe n gibt die Anzahl der $\lambda/2$ -Dipole an. Bei $n = 1$ hat man es demnach mit einer Rundstrahlung zu tun. Bei $n = 2$ erhält man bereits eine horizontale Richtwirkung. Mit mehr $\lambda/2$ -Dipolen wird der Hauptabstrahlappen immer schmaler, dafür entsprechend länger. Die Kurve, die den Hauptabstrahlappen bildet, ist natürlich eine Linie gleicher Feldstärke. Es läßt sich also durch ein entsprechendes Dipolgruppensystem jede für die Praxis des Kurzwellenverkehrs notwendige horizontale Richtwirkung erreichen.

d) Abarten der Reflektorgrundanordnungen, Mehrfachreflektoren

Um neben der den vertikalen Reflektorgrundsystemen eigenen horizontalen Richtwirkung auch noch die vertikale Abstrahlung in-

tensiver zu gestalten, müssen Systeme verwendet werden, die in ihrer Anordnung eine Kombination von Dipolreihen (Abb. 117) und von Dipolgruppen (Abb. 132) sind. In der Abb. 133 sind zwei derartige Reflektorsysteme in einfachster Form dargestellt. Der obere Teil der Figur a ist eine gegenphasig erregte Reflektoranordnung wie in Abb. 129, die nun durch eine gleiche Anordnung nach unten zu erweitert worden ist. Die beiden zu je einem Reflektorsystem zugehörigen $\lambda/2$ -Dipole jeder Hälfte sind gegenphasig erregt, also Strahlung in Richtung der Ebene der Anordnung. Die beiden senkrecht untereinander angeord-

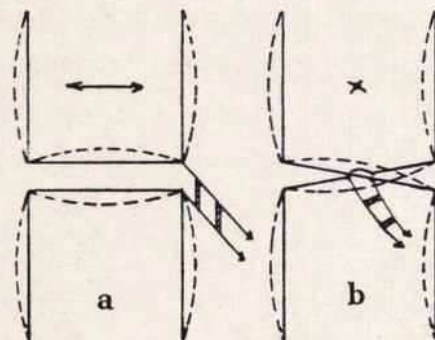
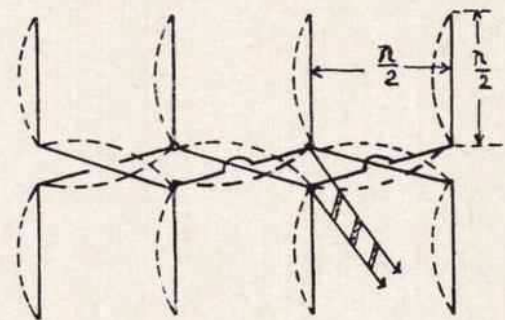


Abb. 133

gegenphasig erregt

- a) Strahlung in Richtung des Pfeils, also in der Ebene der Anordnung
- gleichphasig erregt*
- b) Strahlung senkrecht zur Ebene



gleichphasig erregt

Abb. 134. Strahlung senkrecht zur Ebene der Reflektoranordnung

neten $\lambda/2$ -Dipole sind dagegen gleichphasig erregt. Dies bedeutet nach den Ausführungen im 15. Kapitel über Dipolreihen eine vertikale Richtwirkung. Die Abb. 133b zeigt ein System, bei welchem alle 4 $\lambda/2$ -Dipole gleichphasig erregt werden, die Vertikalrichtwirkung bleibt hierbei die gleiche, lediglich erfolgt die horizontale Hauptabstrahlung senkrecht zur Ebene des Systems, wie die eingezeichneten Pfeile bzw. das Kreuz angeben.

Die Abb. 134 zeigt einen Mehrfachreflektor, bei welchem auf die horizontale Richtwirkung der Hauptwert gelegt worden ist. Soll bei dieser Anordnung nun auch noch die vertikale Hauptabstrahlung besonders bevorzugt werden, so kann die Anordnung durch ein weiteres Mehrfachsystem nach oben oder unten erweitert werden. Durch derartige seitlich und nach der Vertikalen hin erfolgende Erweiterung läßt sich die Abstrahlung horizontal als auch vertikal beliebig stark richten.

Großstationen wenden oft Reflektoranordnungen an, deren vertikale bzw. horizontale Dipole bis in die Hundert hineingehen. Die Speisung erfolgt gewöhnlich über eines der bereits in den vorhergehenden Kapiteln beschriebenen Systeme oder Energieleitungen; systematisch ist eine derartige Anordnung in Abb. 135 dargestellt. Der Nachteil der beiderseitigen Abstrahlung senkrecht zur Ebene des Systems in den Darstellungen Abb. 133b und 134 läßt sich durch ein genau gleiches System in eine einseitige doppelt wirksame Abstrahlung verwandeln,

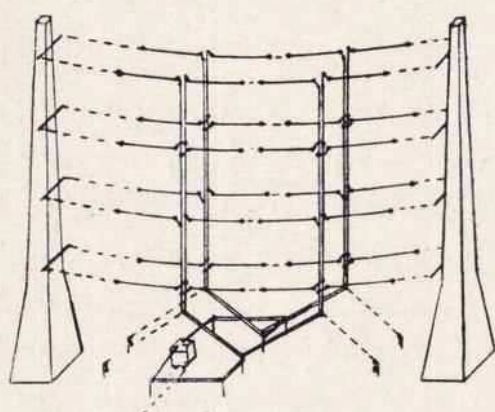


Abb. 135. Anschauliches Schema einer 16-Dipol-Richtantenne mit Reflektor

wenn dieses gleiche System um $\lambda/4$ oder ein ungerades Vielfaches von $\lambda/4$ ungespeist (parasitisch erregt) hinter dem eigentlichen Reflektorsystem angeordnet wird. Eine Anordnung eines gleichen Reflektorsystems um $\lambda/2$ hinter dem Strahler wird bei gegenphasiger Erregung einen größeren räumlichen Aufbau benötigen, dafür aber eine mehr ausgeprägte doppelseitige Richtwirkung besitzen.

Für den Kurzwellenamateur kommen derartige Reflektoranordnungen, wie sie in Abb. 134 dargestellt sind, leider nur für Ultrakurzwellen in Frage, da für die anderen Wellenbänder der Aufbau räumlich zu groß und zu kostspielig wird. Man muß sich darüber klar sein, daß ein stationärer Aufbau derartiger Richtantennen, die für Sende- und Empfangszwecke gleichgut geeignet sind (vorausgesetzt nach Möglichkeit ein einziger Arbeitskanal), auch Nachteile haben kann. Diese liegen in dem Gebundensein an eine Sende- und Empfangsrichtung und an eine Sendewelle. Der erste Nachteil läßt sich durch Einbau der Reflektoranordnung in einen drehbaren Holzrahmen bei sehr kurzen Wellen beseitigen. Der überaus große Vorteil der beliebigen Bündelung der Energie in gewünschter Richtung und damit sichere Ueberbrückung oft riesiger Entfernungen mit verschwindend kleinen Energien wird bei der Beurteilung des Für und Wider eines Reflektorsystems immer ausschlaggebend sein. Hauptsächlich für feste Verkehrslinien nach Uebersee wird eine Reflektoranordnung daher besonders bevorzugt werden.

e) Reflektorantenne mit Richtungsweiser

Bereits bei den parasitischen Reflektoranordnungen, wie sie die Abb. 131 darstellt, ist erwähnt worden, daß die $\lambda/4$ von der Antenne entfernten Reflektoren eine induktive Reaktanz besitzen müssen. Das wurde in der Anordnung Abb. 131 bekanntlich dadurch erreicht, daß man die Länge der Reflektoren gegenüber der Antennenlänge größer wählte. Es läßt sich nun durch entsprechendes Verkürzen solcher Reflektoren gegenüber der elektrischen Länge die kapazitive Reaktanz vergrößern. Werden derartige verkürzte „ $\lambda/2$ “-Dipole um $\frac{3}{8}\lambda$ von der gespeisten $\lambda/2$ -Vertikalantenne entfernt angeordnet, so findet eine Begünstigung der Abstrahlung in Richtung Antenne – verkürzter Dipol statt. Derartige verkürzte, um $\frac{3}{8}\lambda$ von der Vertikalantenne angeordnete Dipole bezeichnet man mit Richtungsweiser. In der Abb. 136 ist

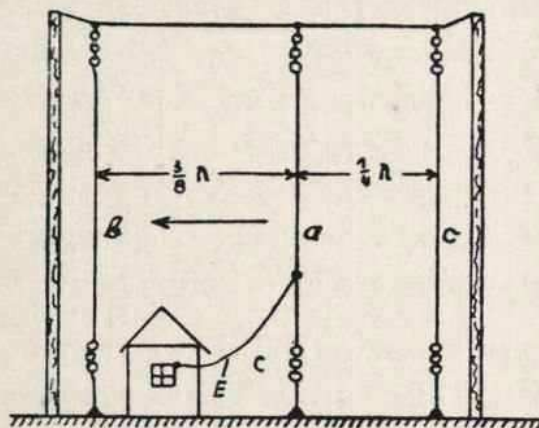


Abb. 136. Reflektorantenne mit Richtungsweiser

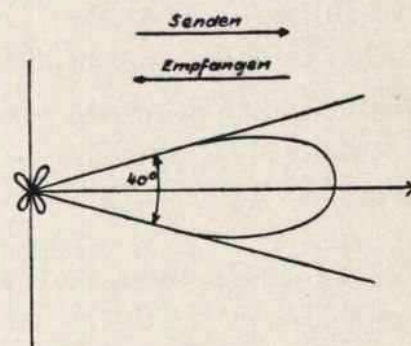
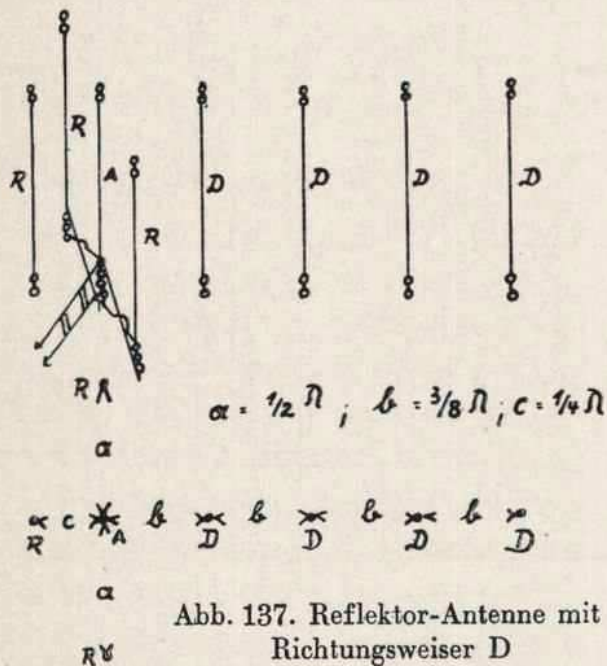
$a = 0,475\lambda$, $b = 0,435\lambda$, $c = 0,485\lambda$
 $E = 600\Omega$ Energieleitung beliebig lang

eine einfache Kombination einer $\lambda/2$ -Vertikalantenne mit parasitischem Reflektor und Richtungsweiser wiedergegeben. a ist hierin der durch eine unabgestimmte Eindrahtenergieleitung gespeiste $\lambda/2$ -Vertikalstrahler; $\frac{1}{4}\lambda$ hinter ihm ist der etwas längere (größere Induktanz) Reflektor c angeordnet und in derselben Ebene $\frac{3}{8}\lambda$ vom $\lambda/2$ -Vertikalstrahler a entfernt der gegenüber a kürzere (kapazitive Reaktanz) Richtungsweiser b. Der in die Anordnung eingezeichnete Pfeil gibt die Haupt-

abstrahlrichtung an, die hier in Verlängerung der Ebene des Systems liegt. Derartige Reflektoranordnungen mit Richtungsweiser sind einseitig horizontalgerichtet und weisen sich durch sehr gute Eignung für dx-Verkehr aus. Aus den in der Abb. 136 angegebenen Zahlenwerten sind die Längen der Anordnung in Meter für die Betriebswellenlänge leicht zu errechnen.

Selbstverständlich kann durch Mehrfachanordnung von je um $\frac{3}{8}\lambda$ voneinander entfernten Richtungsweisern und Reflektoren auch hierbei der Hauptabstrahlappen schmal und lang geschaltet werden. In der

Abb. 137 ist ein derartiges Mehrfachsystem wiedergegeben. In ihm sind mit D die Richtungsweiser (Direktoren), mit R die Reflektoren und mit A der eigentliche Strahler bezeichnet. Das Reflektorsystem bildet in der Draufsicht ein Kreuz. Die kleinen Buchstaben a, b und c geben den jeweiligen Abstand in Teilen von λ für Reflektoren R und Richtungsweiser D an. Die beiden $\lambda/2$ seitlich vom Strahler A befindlichen Reflektoren sind gleichphasig erregt und ergeben wie nach Abb. 130 B und 133 b bereits eine zweiseitige horizontale Richtwirkung. Durch den um $\lambda/4$ von A entfernt befindlichen parasitisch erregten Reflektor wird die zweiseitige Richtwirkung in eine einseitige mit fast doppelter Strahlungsenergie in Richtung parasitisch erregter Reflektor-Antenne verwandelt. Die nun 4 noch in der Hauptabstrahlrichtung um $3/8\lambda$ voneinander entfernten Richtungsweiser begünstigen die Abstrahlung in der Hauptabstrahlrichtung derart, daß auch hierbei durch entsprechende



Anzahl der Richtungsweiser praktisch jede beliebige horizontale Bündelung erreicht werden kann. Die Abb. 138 gibt für die in der Abb. 137 dargestellte Reflektor-Antenne mit Richtungsweiser das dazugehörige Strahlungsdiagramm in Draufsicht und die Sende- und Empfangsrichtung wieder.

Bei der nochmaligen Betrachtung der Strahlungscharakteristiken aller besprochenen Richt- und Reflektorsysteme wird man feststellen können,

daß durch die einfachsten Reflektoranordnungen meistens bereits eine Verdoppelung der Feldstärke erreicht wird. Bei den komplizierteren Systemen wird die Feldstärke bei gleicher Gesamtabstrahlung von der Antenne um das Vielfache in der Hauptabstrahlrichtung vergrößert. Allein zu einer Verdoppelung der Feldstärke bei einer offenen Antenne (Antenne ohne Hauptabstrahlrichtung, Rundstrahlung) gehört aber eine etwa 4fach größere Senderleistung. Man wird also mit einem 10-Watt-Sender unter Verwendung des einfachsten Reflektorsystems in der Hauptabstrahlrichtung mindestens an einem Empfangsort die gleiche Lautstärke erzielen als mit einem 40-Watt-Sender unter Verwendung einer offenen Antenne. Man müßte die Senderleistung unverhältnismäßig stark steigern, um solche Feldstärken zu erzielen, wie sie mit kleinen Senderleistungen in Verbindung mit Mehrfachreflektorsystemen erreicht werden, da ja die Senderleistung im Quadrat zum Verhältnis der Zunahme der Feldstärke wächst.

Es bleiben hier also auch demjenigen Amateur, der bisher mit seiner QRP-Station durchaus kein dx machen konnte, keine Ausreden mehr übrig, daß er mit seiner kleinen Energie einfach nicht durchkäme. Es wäre auch wegen der gegenseitigen geringen Störmöglichkeiten bei Richtungsstrahlung dringend erwünscht, wenn diesem Gebiet der Richtungsantennen mehr Aufmerksamkeit in Zukunft zugewendet werden würde. Vor allem bei den deutschen Amateuren wäre ein Interesse für das Richtantennengebiet besonders von Vorteil, da die Senderleistungen nach dem Maximum hin ja mit 100 Watt nicht überschritten werden dürfen.

Literaturverzeichnis:

Im wesentlichen wurden zur Bearbeitung des Werkes folgende Schriften herangezogen:

Bücher:

H. E. Hollmann, Physik und Technik der ultrakurzen Wellen, 2 Bände. Verlag Julius Springer, Berlin.

Jonas, Antenna hand-book (Amerikanisches Antennenbuch).

H. Rohmann, Elektrische Schwingungen (Sammlung Göschen). Verlag W. de Gruyter, Berlin.

Zeitschriften:

Hochfrequenztechnik und Elektroakustik Nr. 42, 1934, S. 166 (Siegel und Labus: Scheinwiderstand von Antennen). Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig.

Telefunken-Zeitung: Nr. 52, 53, 56, 59, 60. Verlag: Telefunken-Gesellschaft m. b. H. (Literarisches Büro) Berlin.

CQ., Mitteilungen des DASD. e. V., Sonderdruck des „Funk“, Weidmannsche Verlagsbuchhandlung, Berlin.

Funktechnische Monatshefte (FTM.), Weidmannsche Verlagsbuchhandlung, Berlin.

KURZWELLEN - L I T E R A T U R

DASD-Fibel

Wie werde ich Kurzwellen-Amateur?

Herausgegeben im Einvernehmen mit dem Rundfunkamt der Reichsjugendführung vom Deutschen Amateur-Sende- und Empfangsdienst e.V. Verfasser *Rolf Wigand*. 2. Aufl. 1937. IV, 124 S. mit 101 Abb. Karton. 2,- RM.

„Dieses kleine Buch aus der Hand des bekannten Kurzwellen-Fachmannes bringt erheblich mehr, als der Titel verspricht. Es enthält nämlich eine Einführung in das gesamte Gebiet des Funkempfangs. Hierbei ist bewußt darauf Rücksicht genommen, daß die Leser der Schrift Anfänger sind, die erst in dies Gebiet eingeführt werden sollen.“ *Radio-Mentor*

Kurzwellenschaltungen

Von Dipl.-Ing. *Fritz W. Behn*. Mit 108 Schaltbildern. 1935. 105 Seiten. Steif broschiert 3,50 RM.

Dieses Buch hat die Aufgabe, zur eingehenden Darstellung aller schaltungstechnischen Möglichkeiten nicht nur die Sender mit ihren Hilfsapparaten anzugeben, sondern auch die Empfänger und Frequenzmesser mit aufzuführen.

AKTM

Archiv für Kurzwellen-Technik und Meßkunde

Herausgegeben von der Technischen Abteilung des Deutschen Amateur-Sende- und Empfangsdienstes e.V. 20 Karten mit Sammelordner 4,- RM. 1. Nachtrag 28 Karten 5,60 RM.

„Die Art und Weise, wie das gesamte Gebiet erfaßt worden ist, kann wohl als ausgezeichnet gelöst betrachtet werden. Die Tabellen über den Kurzwellenbetrieb, die gebräuchlichsten Abkürzungen beim Funkverkehr, die Eichfrequenzen der kommerziellen Stationen sind außerordentlich übersichtlich zusammengestellt.“ *Funkschau*

Der Kurzwellensender

Theoretische und praktische Grundlagen. Von Dipl.-Ing. *Fritz W. Behn*. 2., völlig neu bearbeitete Auflage von Dipl.-Ing. *Hans Monn*. In Vorbereitung.

„In diesem Buch wird eine Zusammenstellung aller derjenigen Fragen und Probleme gegeben, die sich auf die gesamte Kurzwellensendertechnik beziehen. Es werden hier keine ‚Baubeschreibungen‘ von Sendern, sondern die Grundlagen zu einem späteren Bau gegeben. Das Buch wendet sich also in erster Linie an den Amateur, der neben der Kenntnis des rein Betrieblichen auch etwas mehr in das Wesen seines Senders eindringen möchte.“

„Der Radio-Amateur“ über die erste Auflage

Kurzwellentechnik

Ein Leitfaden für den Amateur. Herausgegeben vom DASD (Deutscher Amateur-Sende- und Empfangsdienst e.V.). 2., verbesserte Auflage 1935. 384 Seiten mit 346 Figuren und Abbildungen. In Leinen 11,50 RM.

Allen denen, die sich für die kurzen Wellen interessieren, soll das vorliegende Buch dienen, sowohl dem Anfänger, der sich über die Grundlagen unterrichten will, wie auch dem Fortgeschrittenen, der irgendwelche Einzelheiten beantwortet haben möchte. Ausgehend von den physikalischen Grundlagen, die ein jeder Amateur beherrschen muß, um die Wirkungsweise seiner Apparate zu verstehen, wird die Einrichtung einer Kurzwellen-Sende- und Empfangsstation behandelt und eine Anleitung für den Betrieb einer solchen Station gegeben.

Weidmannsche Verlagsbuchhandlung, Berlin