

## 9. Antennen

Die Antenne ist für den Sendemamateur sowohl wie für den nur am Empfang Interessierten von gleicher Bedeutung. Der Erfahrungssatz, daß ein Sender nicht besser ist als seine Antenne, bringt dies zum Ausdruck. Der Zweck der Antenne ist beim Sender, am entfernten Empfangsort eine möglichst große Feldstärke zu erzeugen, der der Empfangsantenne, eine vorhandene Feldstärke in eine größtmögliche Hochfrequenzwechselspannung umzusetzen. Aus diesem Grunde ist als oberster Grundsatz bei der Anbringung der Antenne darauf Wert zu legen, daß man die Antenne weit entfernt von Gebäudeteilen und recht hoch ausspannen soll. Hiervon hängen die oben als erwünscht bezeichneten Eigenschaften weitgehend ab.

Für den Empfang ist die beste Antenne gerade gut genug. Denn „eine gute Antenne ist der beste Hochfrequenzverstärker“, gilt hier genau so wie bei Rundfunkempfang. In den meisten Fällen wird man die Rundfunkantenne auch für den Kurzwellenempfang mitverwenden, oder bei Sendestationen auch wohl die Sendeantenne. Besonders zu bevorzugen ist dabei eine Antenne, deren Eigenschwingung so liegt, daß sie oder ihre Oberschwingungen in oder wenigstens nahe dem zu empfangenden Amateurband liegen. Lange Antennen sind infolgedessen sehr beliebt. Die Beseitigung etwa auftretender „Schwinglöcher“ bereitet heute keine Schwierigkeiten mehr, so daß man die Vorteile derartiger Luftleiter voll ausnutzen kann. Die bei kommerziellen Stationen oft geübte Praxis, für den Empfang gleich komplizierte Reflektorantennen zu verwenden wie zum Senden — es sind zum Beispiel in Geltow Antennen aus 96 Dipolen im Betrieb — kann für den Amateur nur geringen Wert haben; Raumbedarf und Kosten einer derartigen Antennenkombination zusammen mit dem beschränkten Frequenzbereich, auf dem derartige Antennen meist nur arbeiten können, sind einige Gründe hierfür. In solchen Fällen, wo eine besondere Antenne für den Empfänger (für ein bestimmtes Band) errichtet werden soll, ist mit Erfolg eine Dipolantenne mit Speiseleitung (Levy-Antenne) wie sie weiter unten bei den Sendeantennen zu besprechen sein wird, zu verwenden. Allerdings ist sie dann nur auf einem Band, eben dem, für das sie dimensioniert ist, von guter Wirkung. Eine gute Hochantenne irgendwelcher Form und nicht zu kurz, wird sich aber überall errichten lassen. Wenn Innenantennen benutzt werden müssen, ist auf gute Isolation derselben Wert zu legen, wie bei Hochantennen; sie sollen den Wänden nicht zu nahe kommen.

Bei der nun folgenden Besprechung der Sendeantennen ist abweichend von der sonst heute üblichen Schreibweise noch von der Wellenlänge die Rede, da sich die Dimensionierung der Antennen meist einfacher hierfür als für die Frequenz angeben läßt. Die Antennengebilde, wie sie heute üblich



sind, kann man in zwei große Klassen einteilen: Hertz-Antennen und Marconi-Antennen. Da letztere nur in ganz geringem Maße noch in ihrer ursprünglichen geerdeten Form (Fig. 219), in einer Viertelwellenlänge oder einem ungeraden Vielfachen davon schwingend, benutzt wird, vielmehr stets die Erde durch ein Gegengewicht von der Länge einer Viertelwelle ersetzt wird (Fig. 220), wodurch aus der Marconi-Antenne eine Hertz-Antenne

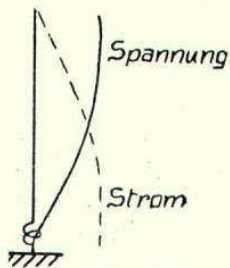


Fig. 219  
Marconi-Antenne

wird, sei hier nicht weiter darauf eingegangen. Infolge der zur Kopplungsspule symmetrischen Lage der beiden gleichlangen Strahlerteile nennt man die in Fig. 220 wiedergegebene Form auch Dipol. In Fig. 220 ist die Strom- und Spannungsverteilung angegeben und daraus ersichtlich, daß die Hertz-Antenne, auch die Form, die aus der Marconi-Antenne durch Ersatz der Erdung durch ein Gegengewicht hervorgegangen ist, immer in der halben Wellenlänge (oder Vielfachen hiervon) schwingt. Ebenso geht daraus hervor, daß an den Enden der Antenne stets Spannungsbäuche und Stromknoten liegen. Die Erregung einer Antenne in Oberschwingungen zeigt die Fig. 221. Bei a schwingt sie in der ganzen Wellenlänge, bei b in zwei und bei c in 4 Wellenlängen. Hieraus ergibt sich bereits die Möglichkeit, im Amateurverkehr auf allen Bändern, die hierfür freigegeben sind, mit ein und derselben Antenne senden zu können, indem man sie für die längste Betriebswelle (80 m) als Halbwellenantenne (Fig. 220) dimensioniert und dann für 40 m in der zweiten, für 20 m in der vierten und für 10 m in der achten Harmonischen erregt. Ehe darauf im einzelnen eingegangen wird, müssen noch einige Hinweise auf verschiedene charakteristische Eigenschaften der Antenne gegeben werden. Zunächst ist von Interesse die Ausstrahlung des Luftleiters. Da die Stromverteilung längs der Antenne nicht gleichmäßig ist, die Ausstrahlung der einzelnen Teilchen der Antenne aber von dem sie durchfließenden Strom abhängt, ist bei der Halbwellenantenne, wie sie in Fig. 220 abgebildet ist, die Abstrahlung in der Mitte der Antenne am größten, da ja hier ein Strombauch liegt. Denkt man sich nun eine Antenne, bei der die Stromstärke im Strombauch auf der ganzen Antennenlänge gleichmäßig herrscht, so ist leicht einzusehen, daß diese kürzer werden wird als die wirkliche Antenne, wenn man voraussetzt, daß die Strommenge dieselbe sein soll wie die in einem Zeitmoment bei ungleichmäßiger Verteilung vorhandene. Denn man kann ja mit dem vorhandenen Strom gewissermaßen nur einen Teil der Gesamtlänge ausfüllen. Da nunmehr die Stromstärke in allen Teilen groß ist, wird diese „Ersatzantenne“ entlang ihrer ganzen Länge gleichmäßig strahlen. Ihre Länge bezeichnet man mit dem Ausdruck „effektive Antennenlänge“. Für gerade Drähte wird sie mit 0,637 der wahren Antennenlänge angegeben, bei Antennengebilden, die ähnlich Fig. 222 geknickt angeordnet sind, richtet sich die effektive Länge nach dem Verhältnis von waagerechtem  $w$  zu senk-

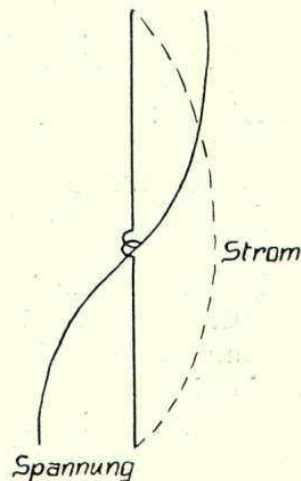


Fig. 220  
Hertz-Antenne



rechtem Teil  $s$ . Fig. 223 gibt den Zusammenhang  $\frac{W}{s}$  gegenüber  $K$ , einem Faktor, mit dem  $s$  zu multiplizieren ist, um die effektive Länge zu erhalten. Der Vorteil einer derartigen Anordnung liegt klar auf der Hand, wenn man beachtet, daß man bei geraden Drähten nur 0,637 der wirklichen Antennenlänge, bei geknickten Gebilden aber durch entsprechende Vergrößerung des waagerechten Teils einen wesentlich größeren Wert erhalten kann. Ist zum Beispiel der senkrechte Teil  $S$  gleich dem waagerechten Teil  $W$ , so erhält man eine nur um rund 5% von der wirklichen Antennenlänge verschiedene effektive. Aus diesem Grunde sind vielfach die sogenannten L-Antennen sehr beliebt. Allerdings lassen sie sich nur dort mit Erfolg verwenden, wo die Möglichkeit besteht, sowohl den waagerechten als auch den senkrechten Teil

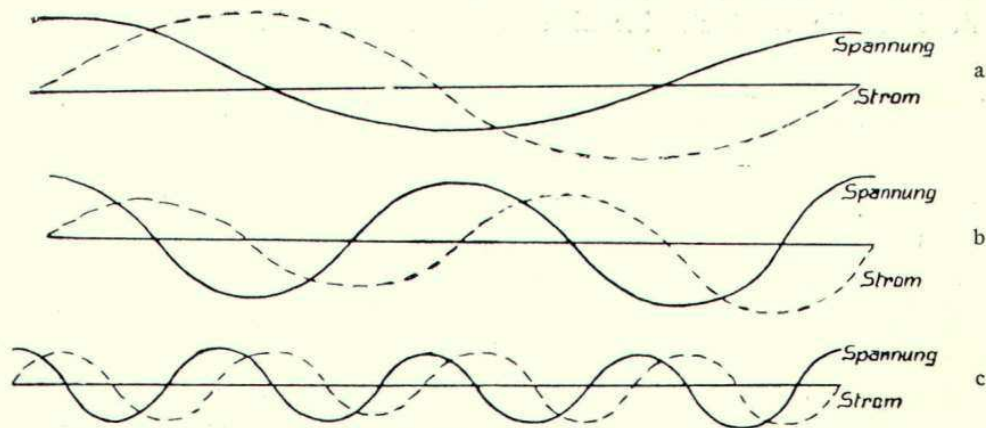


Fig. 221

Verlauf von Strom und Spannung bei Erregung der Hertz-Antenne in Oberschwingungen

genügend frei von der Einwirkung umgebender Gebäude usw. zu bekommen, was auf dem Lande meist leicht möglich ist, in der Großstadt aber fast stets auf erhebliche Schwierigkeiten stößt. Dann muß man auf derartige Antennengebilde verzichten, da die Vorteile durch die größere effektive Länge meist reichlich von der Absorption durch die Umgebung wieder aufgehoben werden. In diesem Falle wird man eine der weiter unten beschriebenen, nicht-strahlenden Speiseleitungen anwenden und versuchen, den Strahler so frei wie möglich aufzuhängen.

Für die Feldstärke, die ein Sender am Empfangsort erzeugt, ist nicht allein die „effektive Höhe“ der Antenne, d. h. also die unter Berücksichtigung sie umgebender geerdeter Gegenstände ermittelte wirkliche Höhe über dem Erdboden maßgebend, sondern außerdem ihr „Strahlungswiderstand“. Wenn man nämlich einmal den Energiebetrag betrachtet, der vom Sender an die Antenne geliefert wird, so stellt man fest, daß zunächst einmal ein Teil in Wärme umgewandelt wird. Für die Größe dieses Verlustes ist der Verlustwiderstand der Antenne maßgebend. Außerdem findet man aber, daß noch ein nicht unbeträchtlicher Teil der Energie irgendwie sonst verschwindet: er geht als Strahlung in den Raum hinaus. Da man Leistung als Produkt des Stromquadrates mit einem Widerstand definiert, setzt man für die Strahlungsleistung das Produkt aus Antennenstromquadrat mit dem „Strahlungswiderstand“. Diese Anschauungsweise hat bestimmte

Vorteile. Man kann nun nämlich aus dem Verhältnis von Strahlungswiderstand zum Gesamtwiderstand den Wirkungsgrad der Antenne ermitteln. Außerdem kann man durch Messung des gesamten Widerstandes der Antenne und Berechnung des Strahlungswiderstandes den Verlustwiderstand bestimmen. Hat man die effektive Antennenlänge  $l_{\text{eff}}$  berechnet, so kann man aus der Formel

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

den Strahlungswiderstand für einfache Dipolssysteme mit kleiner Kopplungsspule (Fig. 220 und 222) errechnen. Interessant ist nun die Tatsache, daß man dadurch, daß man die Antenne länger als eigentlich nötig macht und dann durch Einschaltung eines Kondensators elektrisch auf die Betriebswelle verkürzt, eine nicht unwesentliche Steigerung des Strahlungswiderstandes erzielen kann.

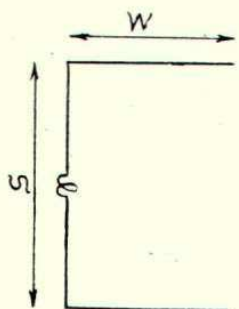


Fig. 222  
Geknickte Hertz-Antenne

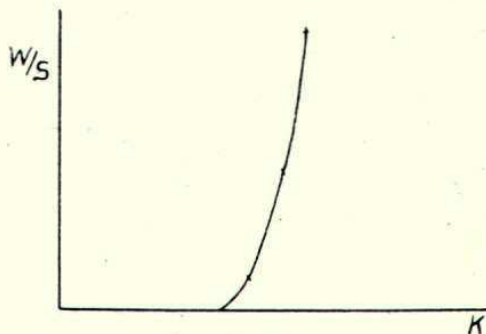


Fig. 223  
Abhängigkeit des Strahlungswiderstandes vom Verhältnis des waagerechten zum senkrechten Teil (Fig. 222)

widerstandes erzielen kann. Für ein Verhältnis  $a$  von Eigenwelle der Antenne zur Betriebswellenlänge wird folgende Tabelle für die zugehörigen Strahlungswiderstände  $R_s$  dies veranschaulichen.

$a$	$R_s$
1,0	73 Ohm
1,1	89 „
1,2	106 „
1,3	124 „
1,4	144 „
1,5	165 „
1,6	188 „
2,0	197 „

Man geht kaum über die 1,4fache Antennenlänge hinaus, verwendet vielmehr dann gleich die zweite Harmonische. Wie bereits aus der Tabelle hervorgeht, ist für diese der Strahlungswiderstand erheblich höher. Es hat sich außerdem gezeigt, daß für die geraden Harmonischen die Steigerung des Strahlungswiderstandes mit der Ordnungszahl der Harmonischen größer ist als bei den ungeraden Harmonischen. Nachfolgend ist als  $A$  ein Faktor aufgeführt, mit dem multipliziert der Strahlungswiderstand bei der Grundschwingung den bei den verschiedenen Harmonischen vorhandenen (Ordnungszahl der Harmonischen  $O$ ) ergibt.



A	O	A	O
1	1	1,655	5
2,7	2	4,06	6
1,45	3	1,8	7
3,55	4	4,42	8 usf.

Der Vorteil der Erregung in gradzahligen Harmonischen liegt also klar auf der Hand. Der Vollständigkeit halber sei erwähnt, daß bei zu kleinen Antennen, die mittels einer Spule „verlängert“ werden müssen, der Strahlungswiderstand kleiner wird, was aus oben Gesagtem hervorgeht, unabhängig davon aber auch durch die Vorstellung erklärt wird, daß ja in diesem Falle ein Teil der Antenne zur nichtstrahlenden Spule aufgewickelt ist.

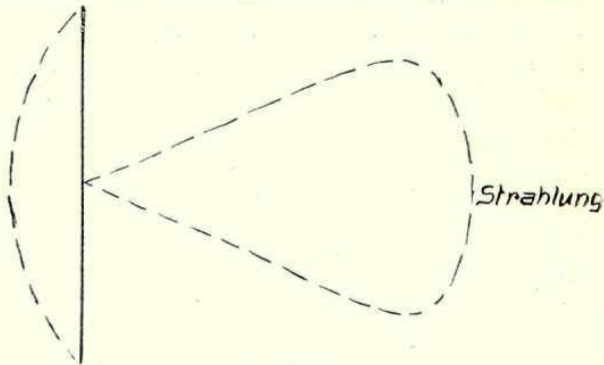


Fig. 224  
Strahlung einer Halbwellenantenne

Eine Sonderstellung nimmt die Rahmenantenne ein. In jüngster Zeit wurde von R. Adler (Wien) für den Strahlungswiderstand einer aus einer einzigen Kreiswindung bestehenden Rahmenantenne eine Annäherungsformel angegeben:

$$R_s = 200 \left( \frac{u}{\lambda} \right)^4$$

worin  $u$  den Umfang des Kreises bedeutet.

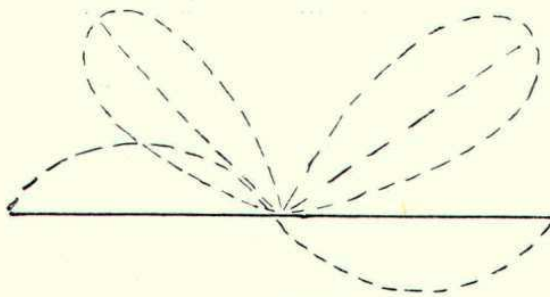


Fig. 225  
Strahlung einer Ganzwellenantenne

Nachdem man sich über die Größe der Strahlung einer Antenne klar geworden ist, interessiert noch deren Richtung. Eine einfache Ueberlegung für eine Antenne nach Fig. 220 mag zur Erklärung der Richtwirkung dienen. Der Antennenstrom hat in der Mitte den größten Wert, und da die Strahlung proportional der Stromstärke ist, werden also die in der Mitte

der Antenne liegenden Elemente der Antenne am stärksten strahlen, es ergibt sich für eine gerade Antenne das Strahlungsbild nach Fig. 224. Eine in Oberschwingungen erregte Antenne ergibt ein hiervon abweichendes Bild. Eine Ganzwellenantenne (Fig. 221 a) strahlt wie in Fig. 225 wiedergegeben in etwa 55 Grad zur Antenne, bei noch höheren Harmonischen wird dieser Winkel kleiner, so daß er z. B. bei der vierten etwa 30 Grad beträgt. Diese Erkenntnis ist wichtig, denn für die Reichweite einer Sendung ist bei kurzen Wellen außer ihrer Größe auch noch ihre Richtung von Bedeutung.

Es hat sich nämlich ergeben, daß für Wellenlängen zwischen etwa 13 und 25 m dann die Empfangsfeldstärke am größten war, wenn die Antenne



horizontal strahlte. Das würde also bedeuten, daß man Vertikalantennen benutzen muß, oder bei mangelnder Möglichkeit eine solche zu errichten, eine recht lange Horizontalantenne in einer Oberwelle erregt, damit die Strahlung so weit wie möglich horizontal ist. Bei kürzeren Wellen ist meist durch Verwendung bestimmter Strahlungswinkel (gegen die Horizontale gemessen) zwischen etwa 25 bis 40 Grad ein Maximum der Empfangsfeldstärke zu erzielen, für die quasioptischen Wellen ist eine horizontale Strahlung allein zu gebrauchen, weswegen hier ausschließlich vertikale Halbwellenantennen in Benutzung sind. Für alle über 25 m liegenden Wellen ist ein Einfluß der Ausstrahlungsrichtung kaum feststellbar, so daß man hier jede beliebige Antennenform verwenden kann, vorausgesetzt, daß sie einen guten Wirkungsgrad und große effektive Höhe besitzt.

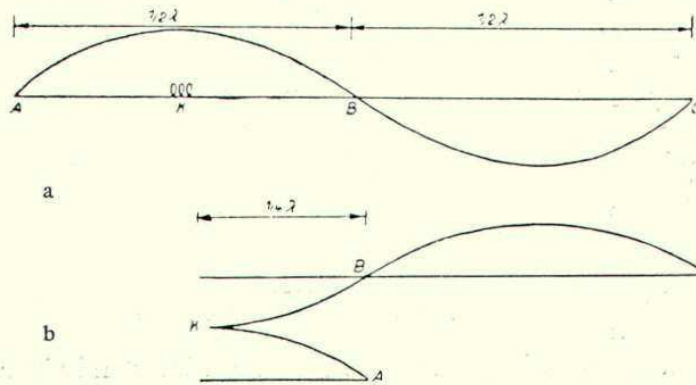


Fig. 226

Entstehung der Zeppelin-Antenne  
a) Ganzwellenantenne b) Halbwellenantenne mit Energieleitung

Dimensioniert man eine Antenne nach den bisherigen Angaben und mißt dann ihre Eigenwelle, so stellt man fest, daß diese nicht gleich der doppelten Länge der Antenne, sondern etwas größer ist. Der Antennenfaktor, mit dem man die Länge multiplizieren muß, um die Eigenwelle zu erhalten, ist für eindrähtige Antennen mit nicht zu großer Kopplungsspule 2,1, schwankt aber unter Umständen zwischen 2,05

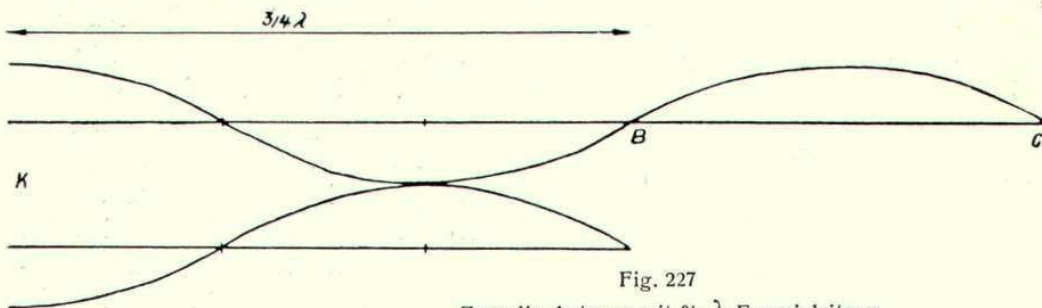


Fig. 227

Zeppelin-Antenne mit  $\frac{3}{4} \lambda$ -Energieleitung

und 2,2. Der Grund hierfür liegt in der geringeren Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Wellen in Leitern. Das Licht, das ja auch eine elektromagnetische Schwingung ist, hat ja in Luft oder anderen Medien ebenfalls eine andere Fortpflanzungsgeschwindigkeit als im Vakuum.

Die Errichtung einer Antenne sollte nicht eher erfolgen, als bis man sich ganz klar darüber ist, auf welchen Amateurbändern man mit ihr arbeiten will, ferner, welche Form man in dem betreffenden Fall wählen muß, um eine günstige Wirkung zu erzielen. Eine Berechnung der Antenneneigenwelle sollte auch angestellt werden, insbesondere, wenn man einen Sender mit Quarzsteuerung verwenden will, also an die Eigenwelle des Quarzes



gebunden ist. Kann die Ankopplung, die normalerweise im Strombauch oder dessen Nähe erfolgen soll, nur unter Opfern an Strahlungsenergie etwa nach Fig. 222 bewerkstelligt werden, weil umliegende Gebäudeteile usw. einen großen Teil der Strahlung absorbieren würden, so ist man gezwungen, Kunstgriffe anzuwenden. Man teilt dann nämlich die Antenne in zwei Teile, von denen der eine nur die Aufgabe hat, zu strahlen, während der andere nur dazu dient, dem Strahler die Energie zuzuführen.

Betrachtet man eine Ganzwellenantenne (Fig. 221 a und 226 a), so erkennt man, daß in dem gezeichneten Zeitmoment alle Leiterteile zwischen A und B in gleicher Richtung strahlen. Bei K, also im Strombauch, liegt die Kopplungsspule. Hat man nun die Absicht, die Energiezuführung zur Antenne durch eine nichtstrahlende Energieleitung vorzunehmen, so kann man das sehr einfach dadurch erreichen, daß man einen Teil des Antennendrahtes so verlegt, daß seine Strahlung die eines gleichlangen aufhebt, wie dies in Fig. 226 gezeigt ist. Klappt man die Strecke AK um K in die Richtung von KB, so sind die vorher gleichgerichteten Strahlrichtungen nunmehr entgegengesetzt und bei gleichen Längen hebt sich die Strahlung auf. Der Teil KB bzw. KA wird in diesem Fall als Speiseleitung (engl. „Feeder“), oder Energieleitung bezeichnet. Voraussetzung für vollkommene Aufhebung der Strahlungen ist, daß beide Drähte dieser doppeldrätigen Speiseleitung in geringem Abstand voneinander parallelgeführt werden. Die Zuführung bei B kann in jedem beliebigen Winkel erfolgen. Der Strahler BC kann also an einer günstigen Stelle aufgehängt werden, während die Energieleitung als Paralleldrahtsystem (Lecherdrähte) fast beliebig nahe an Gebäudeteilen usw. vorbeiführen kann, vorausgesetzt, daß nicht ein Draht diesem beträchtlich näher kommt, als der andere. Um derartige Möglichkeiten auszuschließen, werden bei Großstationen die Feeder als konzentrische Rohrleitungen ausgeführt, eine Form, die infolge ihrer großen Kosten und sonstigen Unbequemlichkeit für den Amateur kaum in Frage kommen dürfte. Nicht immer nun ist es möglich, den Sender auf die Entfernung einer Viertelwellenlänge an die Antenne heranzubringen, wie dies eine Anordnung nach Fig. 226 b erfordert. Da die Kopplung in einem Strombauch erfolgen soll, ist leicht einzusehen, daß man die Speiseleitung dann so weit verlängern muß, bis wieder ein Strombauch am Punkt K (Kopplungsspule) liegt. Das ist aber dann der Fall, wenn das gesamte Gebilde: Feeder + Antenne (Strahler) nicht mehr eine ganze, sondern zwei ganze Wellen aufnimmt (Fig. 227). Die Länge des strahlenden Teils bleibt also unverändert, während die Speiseleitung nun nicht mehr ein Viertel, sondern drei Viertel der Wellenlänge beträgt. Es bestehen keine Bedenken gegen die Verlängerung der Energieleitungen, sofern nur dafür gesorgt wird, daß der Ohmsche Widerstand nicht zu groß wird, da Verluste durch Strahlung bei richtiger Anlage ja nicht auftreten. Die Länge muß bei dieser Form der Antenne, die vielfach auch als „Zeppelin- oder Beggerow\*)-Antenne“ bezeichnet wird, immer gleich einem ungeraden Vielfachen der Viertel-Wellenlänge betragen. Eine Verlängerung des Strahlers auf etwa die doppelte Länge der Betriebswelle oder einen noch größeren Betrag, sowie der Betrieb einer Zeppelin-Antenne

\*) Nach dem deutschen Admiraltätsrat Beggerow, dem diese Antenne vor vielen Jahren patentiert wurde.



auf mehreren Amateurbändern ist immer möglich, wenn man sich stets die in jedem Einzelfall herrschende Stromverteilung klar macht und darauf achtet, daß die Kopplungsspule immer im Strombauch liegt, wenn man nicht, wie weiter unten angegeben, Spannungskopplung verwendet. Da die Energiezuführung zum Strahler in einem Stromknoten, also Spannungsbauch erfolgt, findet sich vielfach für die Zeppelin-Antenne die Bezeichnung „Spannungserregte“ (Voltage fed) Antenne. Eine Betrachtung der Stromverteilung in den Feedern, sowie der Lage der Kopplungsspule ändert diese Ansicht.

Nicht immer ist es gerade vorteilhaft, die Zuführung der Energie an einem Ende der Antenne vorzunehmen, in vielen Fällen wird es vielmehr erwünscht sein, die Antenne in der Mitte zu speisen. Man kann dann die

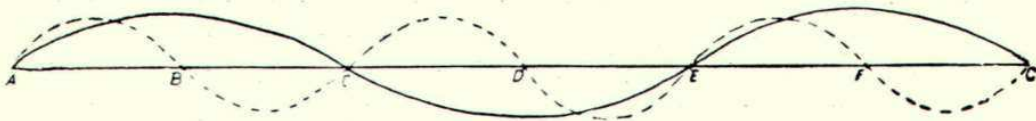


Fig. 228

Entstehung der Levy-Antenne aus einer  $\frac{3}{4}\lambda$ -Antenne (Verteilung des Stromes bei  $\frac{1}{2}\lambda$  gestrichelt)

„Levy“-Antenne verwenden, die auch als „stromgekoppeltes Dipol“ (current fed Hertz) bezeichnet wird. In Fig. 228 findet man, daß sich durch Abknicken der in drei halben Wellenlängen schwingenden Antenne an den Punkten B und F wiederum eine nichtstrahlende Energieleitung schaffen läßt, die nunmehr die Sendeenergie im Strombauch des in einer Halbwelle schwingenden Strahlers zuführt (Fig. 229). Die Ankopplung erfolgt sinngemäß bei D. Bezüglich der Ausführung gilt das oben Gesagte. Im Gegensatz zur Zeppelin-Antenne muß hier, wie eine einfache Ueberlegung zeigt, die Feederlänge beliebige Vielfache der Halbwelle betragen, um mit der Kopplungsspule immer im Strombauch zu liegen. Wie in Fig. 228 und 229 gestrichelt gezeichnet, ist die Verteilung bei der zweiten Harmonischen so, daß bei D ein Stromknoten liegt, eine Kopplung also hier

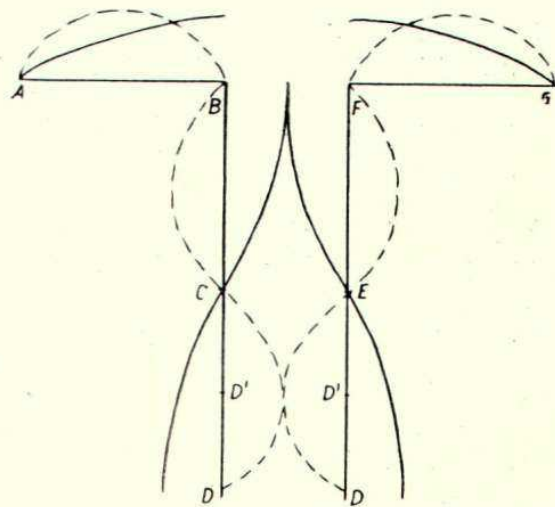


Fig. 229

zunächst nicht erfolgen kann. Man kann sich in diesem Falle so helfen, daß man die Energieleitung so weit verkürzt, daß man wieder einen Strombauch erreicht, was für D' gelten würde. Dann kann man das ganze System gewissermaßen als eine doppelte Zeppelin-Antenne ansehen (Fig. 229): Der Strahler schwingt in der zweiten Harmonischen, der Feeder in  $\frac{3}{4}\lambda$ . In der



Praxis wird man so vorgehen, daß man die Speiseleitung bis zu den Punkten C und E fest verlegt und dann je nach zu sendender Welle entweder CD bzw. DE oder CD bzw. DE ansetzt, durch einen Umschalter und verschieden entfernte Aufstellung der zugehörigen Sender im Zimmer läßt sich die Frage noch eleganter lösen.

Außer der Kopplung der Antenne im Strombauch ist es nun auch möglich, sie im Spannungsbauch (also Stromknoten) durch Spannungsstoß zu erregen (Spannungskopplung). Hier sei zunächst die einfachste Form dieser Antenne besprochen, die eine große Zahl Vorzüge für den Amateurverkehr besitzt und eine viel größere Verbreitung verdiente, die sogenannte „Fuchs“-Antenne (genannt nach ihrem Erfinder J. Fuchs, dem bekannten österreichischen Kurzwellenamateur). Sie besteht einfach aus einem möglichst frei und gerade ausgespannten Draht, der an seinem einen Ende an einen Schwingungskreis angeschlossen ist (Fig. 230), der seinerseits lose mit dem Sender gekoppelt wird. Da bei Resonanz an dem Kreis hohe Spannungen auftreten, wird eine Antenne, deren Länge so bemessen ist, daß an ihren Enden für die Betriebswelle Strombäuche bzw. Spannungsknoten liegen, zu Schwingungen erregt (Fig. 231). Es handelt sich in diesem Falle im Gegensatz zur Zeppelin-Antenne also um reine Spannungserregung. Der einzige Nachteil der Anordnung ist, daß sie wie die einfachen stromgekoppelten Hertz-Antennen mit Gegengewicht durch die Umgebung beeinflusst wird und

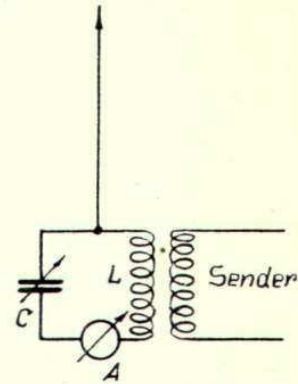


Fig. 230

Ankopplung b. Fuchs-Antenne

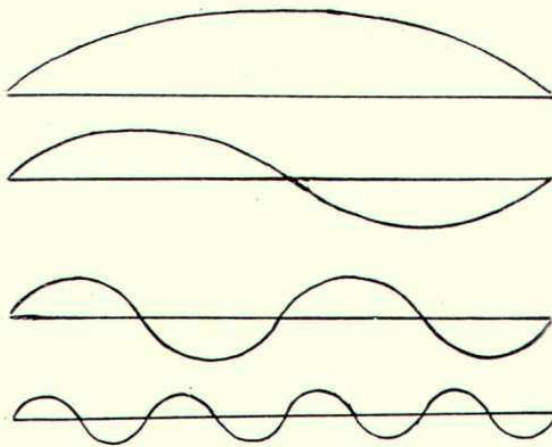


Fig. 231

Stromverteilung in der Fuchs-Antenne bei Erregung in gradzahligen Harmonischen

daher nicht überall Verwendung finden kann. Durch Verlängerung auf das Doppelte wird man allerdings auch hier unter Umständen erreichen können, daß ein genügend langer Teil des Strahlers frei liegt. dazu kommt die Verbesserung des Wirkungsgrades infolge der Erregung in der zweiten Harmonischen.

Dadurch, daß bei einer Hertz-Antenne, die in ihren Harmonischen erregt wird, immer ein Spannungsbauch an den Enden liegt, kann man die Fuchs-Antenne ohne weitere Vorbereitungen auf allen Amateurbändern benutzen,

wenn man dafür Sorge trägt, daß sie für die größte Betriebswelle berechnet wird. In Fig. 231 ist die Stromverteilung für eine Antenne gegeben, die auf 80 m in der ersten, auf 40 m in der zweiten, auf 20 m in der vierten und auf 10 m in der achten Harmonischen schwingt. Falls die Antenne bereits für 80 m als Ganzwellenantenne ausgebildet werden kann, so sind die eben gegebenen Ordnungszahlen mit 2 zu multiplizieren. Der Schwingungskreis, an den die Antenne angeschlossen wird, ist natürlich immer auf die



betreffende Betriebswelle eingestellt. Es hat sich als günstig erwiesen, zur Erzielung einer hohen Spannung die Abstimmkapazität des Kreises klein zu halten. Bei selbsterregten Sendern wird man allerdings lieber mit einer

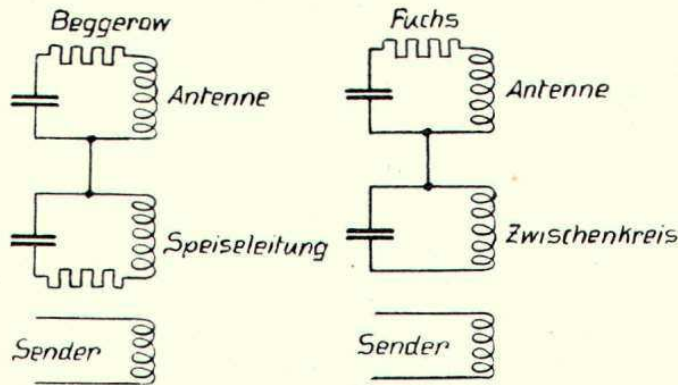


Fig. 232  
Ersatzschemen für Beggerow-(Zeppelin-) und Fuchs-Antenne

etwas kleineren Spannung vorlieb nehmen, um die Stabilität zu erhöhen, die durch eine größere Kapazität zu erreichen ist. In der von Fuchs, dem Erfinder dieser Antenne, gegebenen Theorie weist er darauf hin, daß die Dämpfung der Antenne keinen Einfluß auf den Zwischenkreis hat, vielmehr daß dieser bei nicht zu fester Kopplung mit

dem Sender und mäßigem Instrumentwiderstand eine scharfe Resonanzkurve hat. Zur Erklärung der Wirkungsweise der Antenne wird zunächst das Ersatzschema mit dem der Beggerow- und Zeppelin-Antenne verglichen (Fig. 232 und

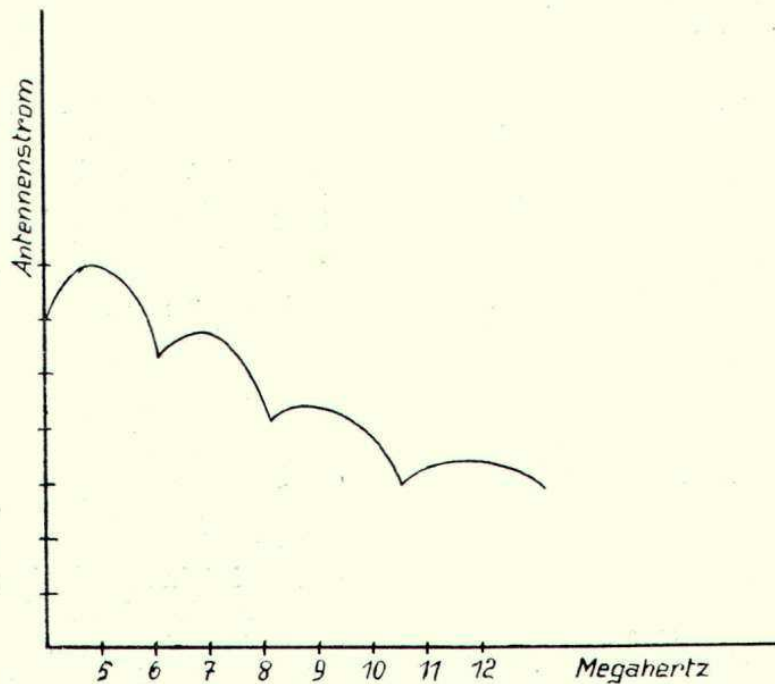


Fig. 234  
Fuchs-Antenne: Zwischenkreisstrom (Antennenstrom) in Abhängigkeit von der Frequenz

233), woraus die Aehnlichkeit beider Anordnungen erhellt. In der Fig. 226a und b ist die Entstehung der Zeppelin-Antenne aus einer in der ganzen Welle schwingenden Antenne durch Umklappen des einen Viertels gezeigt. Die Speiseleitung schwingt also in sich auf der Sendewelle und ist infolge Fehlens der Strahlung weit weniger gedämpft als das strahlende Stück BC, ist also



einem entsprechend schwach gedämpften Schwingungskreis gleichwertig. Setzt man statt der Speiseleitung einen Schwingungskreis, so kommt man zur Fuchs-Antenne. Die Abhängigkeit des Zwischenkreisstromes von der Abstimmung zeigt Fig. 234, die deutlich die Harmonischen erkennen läßt. Gleichzeitig geht aus der Figur hervor, daß die Maxima sehr flach sind, so daß man die Antenne ohne nennenswerten Strahlungsverlust auf einem sehr großen Bereich benutzen kann. Die Praxis hat ergeben, daß eine Verstimmung von  $\pm 10\%$  keinen bemerkbaren Lautstärkeabfall an der Empfangsstation verursacht. Nimmt man eine kleine Verminderung der Strahlung mit in Kauf, so kann der Zwischenkreisstrom bis auf etwa 60% seines Höchstwertes sinken. Zu beachten ist, daß im Zwischenkreis recht erhebliche Stromstärken schon bei kleinen Leistungen auftreten, es ist daher ratsam, ein Meßinstrument mit großer Belastbarkeit zu benutzen und bei größeren Senderleistungen dieses noch mit einem starken Kupferdraht zu shunten.

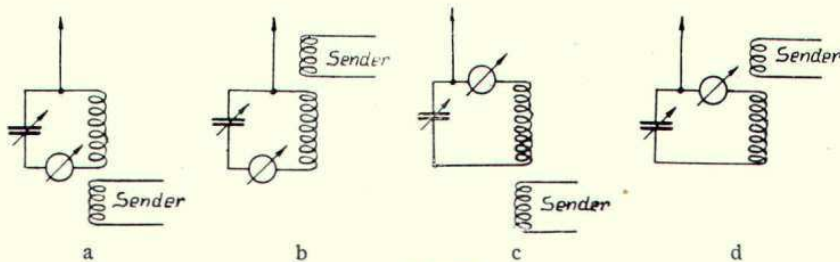


Fig. 235

Richtige Ankopplung der Fuchs-Antenne

Die **A b s t i m m u n g** geht so vor sich, daß man zunächst die Eigenwelle der Antenne durch Multiplikation ihrer Länge mit 2,2 berechnet und dann den Sender mittels Frequenzmessers abstimmt. Nun wird bei abgeschalteter Antenne der Zwischenkreis auf Resonanz gebracht und diese angeschaltet. Fällt der Strom jetzt, so ist die Senderfrequenz zu verkleinern, steigt er, muß sie vergrößert werden. Genaue Abstimmung ist dann erreicht, wenn beim Anschalten der Antenne sich der Zwischenkreisstrom nicht oder nur wenig ändert. Von Fuchs durchgeführte Strahlungsmessungen zeigten, daß es nicht gleichgültig ist, an welchem Punkte des Schwingungskreises die Antenne angeschlossen wird. Die Lage der Kopplungsspule zur Senderspule ist dabei von Bedeutung. Setzt man die mit einer Anordnung nach Fig. 235a gemessene Feldstärke als 100%, so sinkt sie für Fig. 235b auf 89%, für Fig. 235c auf 61% und für Fig. 235d gar auf 28%. Das ist bei der Schaltung des Erregerkreises also sehr zu beachten.

Nachdem nun die Spannungserregung einer Antenne ausführlicher besprochen wurde, sollen die **Levy-** und **Zeppelin-Antenne** nochmals einer näheren Betrachtung unterzogen werden. Erregt man eine Levy-Antenne in der ersten Harmonischen (Fig. 236), so findet man an der Kopplungsspule einen Strombauch, für die zweite Harmonische (Fig. 237) aber einen Spannungsbauch. Da für das Arbeiten in den Amateurbändern aber bei deren heutiger Verteilung die Erregung in gradzahligen Oberschwingungen erwünscht ist, wird man für alle Harmonischen außer der ersten diese Verhältnisse wiederfinden. Man muß also so vorgehen, daß man beispielsweise die Antenne für 80 m stromgekoppelt, sie für die höheren Frequenzen aber



dann durch Spannungsstoß erregt, ohne die Länge der Energieleitungen zu ändern. Analoge Verhältnisse ergeben sich bei der Zeppelin-Antenne (Fig. 238a und 238b). Auch hier muß man für die Erregung in den höheren, geradzahlig Harmonischen Spannungserregung der Speiseleitungen anwenden. Allgemein läßt sich aussagen, daß für Spannungsspeisung die Energieleitungen der Levy-Antenne ein ungeradzahliges Vielfaches der Viertelwellenlänge des Strahlers, für die Zeppelin-Antenne aber ein beliebiges Vielfaches der halben Wellenlänge sein muß. Zur Ankopplung an den Sender wird dann wie bei der Fuchs-Antenne ein geschlossener Schwingungskreis verwendet. Die Spannungsspeisung ist außer für die Erregung der Antenne in Harmonischen auch dann von Bedeutung, wenn räumliche Verhältnisse nicht die Unterbringung einer Speiseleitung für Stromspeisung gestatten.

Die praktische Ausführung von Speiseleitungen muß unter Beachtung einiger wichtiger Prinzipien erfolgen. Während eine normale Hertz-

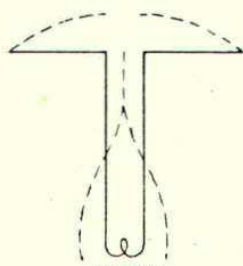


Fig. 236  
Levy-Antenne,  
Spule im Strombauch  
(1. Harmonie)

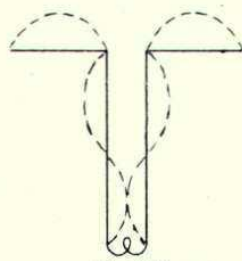


Fig. 237  
Levy-Antenne,  
Spule im Stromknoten  
(2. Harmonie)

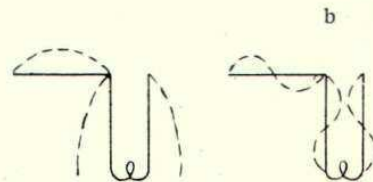


Fig. 238  
Zeppelin-Antenne  
a) Spule im Strombauch  
b) Spule im Stromknoten

Antenne mit Gegengewicht immer im Strombauch gekoppelt werden wird, wodurch sich also Länge der Antenne, Einschaltung der Kopplungsspule und des eventuell benutzten Verkürzungskondensators gewissermaßen von selbst ergeben, ist bei der Speiseleitung maßgebend, ob man sie strom- oder spannungserregen will. Danach wird man ihre Länge bemessen. Um den Einfluß der Kopplungsspule wieder aufzuheben, die ja eine verlängernde Wirkung auf die Feeder ausübt, ist die Einschaltung von Kondensatoren symmetrisch zur Kopplungsspule ratsam. Man kann durch entsprechende Verkleinerung der Kapazität auch etwas zu lang geratene Speiseleitungen elektrisch verkürzen. Symmetrie ist erforderlich, weil ja die Feeder ebenfalls elektrisch symmetrisch sein müssen, damit sich ihre Strahlung auch wirklich aufhebt. Sind die Energieleitungen zu kurz, so ist durch Parallelschaltung eines Drehkondensators zur Kopplungsspule oder durch Erhöhung von deren Windungszahl Abhilfe möglich. Weder Verlängerung noch Verkürzung kann man sehr weit treiben, da dann der Wirkungsgrad der Anordnung sehr schnell erheblich sinkt. Eine Erhöhung des Strahlungswiderstandes durch Verkürzung, wie bei der Antenne mit Gegengewicht, ist hier nicht möglich, da ja die Feeder nicht strahlen sollen. Das ist ebenso zu beachten wie die Tatsache, daß die effektive Antennenlänge nur von der Länge des strahlenden Teiles, nicht aber von der der Energieleitungen abhängig ist, daß also auch der Strahlungswiderstand nur für den Strahler berechnet werden kann. Um die Möglichkeit zu haben, je nach Wahl Serien- oder Parallelkondensatoren benutzen zu können, ist



eine Kombination beider mit Vorteil zu verwenden. Für das Arbeiten mit Serienkondensatoren wird dann der Parallelkondensator auf Minimum gestellt, wird dieser benutzt, so sind die Serienkondensatoren auf Maximum zu stellen. Die beiden Meßinstrumente in den Speiseleitungen sind sehr angenehm zur Feststellung, ob Symmetrie herrscht, dann zeigen sie nämlich gleichen Strom an. Dieser Zustand ist durch entsprechende Einstellung stets anzustreben, um die schädliche Strahlung der Speiseleitungen zu verhindern. Falls der Aufwand zu hoch erscheint, kann man auch die Antennenspule in zwei gleichgroßen Teilen beiderseits der Senderspule anordnen, was für Gegentaktsender vorteilhaft ist, und dann ein Meßinstrument an der Verbindungsstelle der beiden Spulen einschalten. In Fig. 239 a—f sind die gebräuchlichsten Schaltungen angegeben. Die Ausführung der Energieleitungen muß so erfolgen, daß der gegenseitige Abstand der beiden Drähte stets gleich groß bleibt, da gegenseitige Lageveränderungen bei selbsterregten Sendern infolge der Kapazitätsschwankung zu Frequenzänderungen, bei fremdgesteuerten Sen-

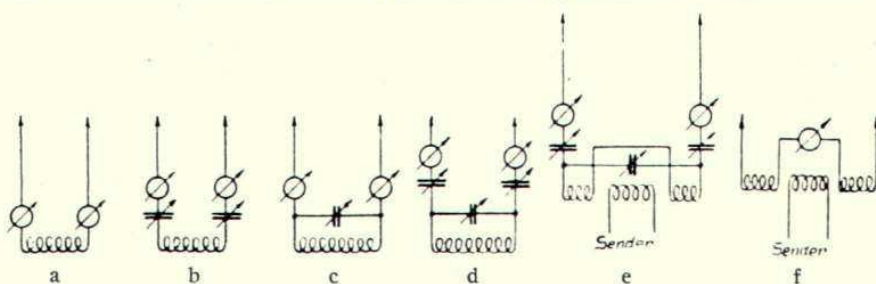


Fig. 239

Ankopplungsarten für Energieleitungen und geknickte Dipole

dern zur Erzeugung künstlicher „Fadings“ führen. Ein Abstand der beiden Drähte von zirka 10—20 cm ist üblich, starker Draht aus Gründen der mechanischen Stabilität irgendwelcher Litze vorzuziehen. In Abständen von etwa  $\frac{1}{2}$  m werden Distanzstäbe aus Hartgummi, Pertinax oder einem anderen Isoliermaterial (eventuell paraffiniertes Holz) angebracht, um die beiden Drähte überall auf dem gleichen Abstand zu halten. Dabei ist größter Wert darauf zu legen, daß die Distanzstäbe nicht so schwer sind, daß bei starkem Wind zuerst die Speiseleitungsdrähte gegeneinander ins Schwingen kommen, ehe die infolge ihres Gewichtes trägeren Stäbe aus der Ruhelage geraten, da sonst die oben geschilderten Erscheinungen auftreten. Bei Antennen mit Speiseleitungen ist es nicht ratsam, in den Schwingungskreis (bei Parallelkondensator) ein Meßinstrument zu legen, da hierdurch die Anordnung unsymmetrisch wird, vielmehr ist stets nach dem Strom in den Leitungen abzustimmen; er erreicht sein Maximum, wenn die Eigenwelle eingestellt ist. Aus diesem Grunde ist eine Einschaltung des Instrumentes nach Fig. 239 f nur für Serienkondensatoren zu gebrauchen. Bei der Spannungsspeisung der Antennen liegt an der Kopplungsspule ein Stromknoten, ein in ihrer Nähe eingeschaltetes Instrument wird also selbst bei hoher Empfindlichkeit keinen nennenswerten Ausschlag zeigen. Dann kann man sich so helfen, daß die Instrumente an eine Stelle verlegt werden, die in der Nähe des Strombauches liegt (eine Einschaltung in den Strahler selbst wird man wohl infolge der großen Unbequemlichkeit nicht vornehmen). Immer ist aber



eine Einstellung nach dem Anodenstrom des Senders möglich, auch kann man mit der Senderspule eine Drahtwindung mit eingeschalteter Glühlampe koppeln, so daß diese schwach glüht. Bei Resonanz mit der Antenne wird dem Sender Energie entzogen und die Glühlampe erlischt. Bei der Fuchs-Antenne ist weiter oben die Anleitung für die Abstimmung, die hier durch das Schwingkreisinstrument kontrolliert werden kann, bereits gegeben worden. Erwähnt sei noch, daß die Wirkungsweise eines Antennensystems nicht beeinträchtigt wird, wenn man die Speiseleitungen beliebig oft und stark knickt, um ihre Länge unterbringen zu können. Der von einem prominenten deutschen Kurzwellenamateur gemachte Vorschlag, die zu lange Speiseleitung „einfach um einen Baum zu wickeln“ bringt dies zum Ausdruck. In diesem Falle war die Leitung nämlich einfach als zweifache Gummiaderlitze ausgeführt, die zwar etwas mehr Verluste aufweist, aber doch ihre Brauchbarkeit für Energieleit-

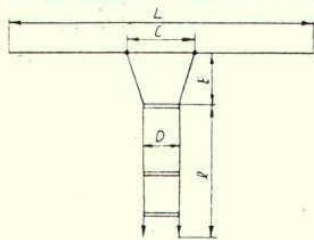


Fig. 240

Antenne mit angepaßtem Wellenwiderstand und nichtabgestimmter Speiseleitung

leitungen bereits mehrfach erwiesen hat. Immerhin wird man sie nur in Spezialfällen verwenden. Falls man beispielsweise ein Dipol speziell für den Empfang benutzt, so kann ohne Bedenken statt der mit Stäben distanzierter Leitung Doppelladerlitze genommen werden.

Außer den bisher besprochenen Antennentypen sind insbesondere in Amerika noch zwei weitere in Verwendung, die zur Klasse der spannungsgekoppelten Antennen zählen, aber auf einem abweichenden Prinzip beruhen. Sie sollen der Vollständigkeit halber hier erwähnt werden, obwohl sie für den

Amateur geringere Bedeutung haben, da sie sehr schwer richtig zu berechnen sind und da ihre meßtechnische Untersuchung große Schwierigkeiten bildet. Die eine Type hat eine Zweidrahtspeiseleitung und sieht auf den ersten Blick der Levy-Antenne sehr ähnlich, hat aber in Wirklichkeit mit dieser nichts zu tun. Sie wird von den Amerikanern als „Matched-Impedance Antenna“ also als Antenne mit „angepaßter Impedanz“ bezeichnet. Bei den Antennen mit abgestimmten Speiseleitungen ist die Antenne entweder (Levy) an einem Punkt kleinsten Widerstandes oder (Zeppelin) an einem solchen maximalen Widerstandes abgeschlossen. Auf den Feederdrähten sind also für einen Endwiderstand (Abschluß), der unendlich oder Null ist, immer stehende Wellen zu beobachten, wie sie bei dem zur Wellenlängenbestimmung verwendeten Paralleldraht- oder Lecher-System auftreten. Besteht nun die Möglichkeit, ohne stehende Wellen auf den Energieleitungen auszukommen, so kann man diese beliebig lang machen und ist der Notwendigkeit enthoben, sie abzustimmen. Jede Energieleitung besitzt einen von dem Abstand der beiden Leiter sowie deren Durchmesser, nicht aber von deren Länge, abhängigen Wellenwiderstand. Schließt man eine derartige Leitung durch einen gleichgroßen Widerstand ab, so ist die Bildung stehender Wellen bei Erregung der Energieleitung vermieden, es tritt lediglich ein Energietransport vom Speisepunkt zum angeschlossenen System auf. Macht man also in Fig. 240 den Teil C der Antenne so lang, daß sein Wellenwiderstand dem der Speiseleitung angepaßt ist, so kann die Länge l beliebig groß sein. Maßgebend ist nur die Gesamtlänge der Antenne L, der Abstand D der Drähte der Speiseleitung E, und, wie erwähnt, C. Die Werte sind sehr kritisch, die Frequenz, für die sie bestimmt werden, muß nachher auch wirklich benutzt werden. Die Antennen-



länge wird im „The Radio Amateurs Handbook“, dem diese und die folgende Beschreibung entnommen sind, mit

$$L \text{ meter} = \frac{150000}{f} \times K$$

angegeben, worin  $f$  die Frequenz und  $K$  einen Faktor bedeutet, der von der Frequenz abhängig ist und bis 3 Megahertz 0,96, für 3—28 MHz 0,95 und für über 28 MHz 0,94 ist. Die Strecke  $C$ , die also gleich groß wie der Wellenwiderstand der Speiseleitung sein soll, wird nach der Formel

$$C = \frac{150000}{f} \times K_1$$

errechnet, worin  $K_1$  0,25, 0,24 und 0,23 für dieselben Bereiche wie oben ist. Für die Berechnung von  $E$  (Fig. 240) wird in obiger Formel statt  $K$  1 0,3 gesetzt. Die Frequenz ist in Kilohertz einzusetzen. Alle Angaben beziehen sich auf eine charakteristische Impedanz (Wellenwiderstand) von 600 Ohm und nur auf diese. Da deren Wert von dem Abstand  $D$  der Drähte und deren Durchmesser  $d$  abhängt, müssen diese so gewählt werden, daß sich ebenfalls 600 Ohm ergibt. Aus  $D=98 \cdot d$  kann man den Abstand genügend genau berechnen. Die Länge der Energieleitungen kann beliebig sein, es sollen schon Leitungen von zirka 400 m Länge mit Erfolg benutzt worden sein. Scharfe Knicke sind tunlichst zu vermeiden, ferner muß der mit  $E$  bezeichnete Teil möglichst rechtwinklig von der Antenne wegführen. Es ist hier unter allen Umständen auf unveränderlichen Abstand der Drähte zu achten, ferner darauf, daß der Anschluß an die Antenne symmetrisch zu deren Mitte geschieht. Die Ankopplung an den Sender kann direkt beiderseits der auf Nullpotential liegenden Anzapfung, oder wenn eine solche nicht vorhanden ist an einen mit der Senderspule gekoppelten Schwingungskreis erfolgen. Beim direkten Anschluß an den Sender ist die Zwischenschaltung von Kondensatoren ratsam, damit nicht etwa die Hochspannung in die Antenne gelangt. Für die Abstimmung gilt das weiter oben für spannungsgekoppelte Antennen ausgeführte, da ein Strom in den Speiseleitungen nur selten meßbar sein wird. Da die Dimensionierung der eben beschriebenen Antennenform von der Frequenz in hohem Maße abhängig ist, kann sie nur für ein Amateurband benutzt werden, wobei eine Verstimmung das Auftreten von stehenden Wellen und damit eine Aufhebung der beabsichtigten Eigenschaften nach sich zieht.

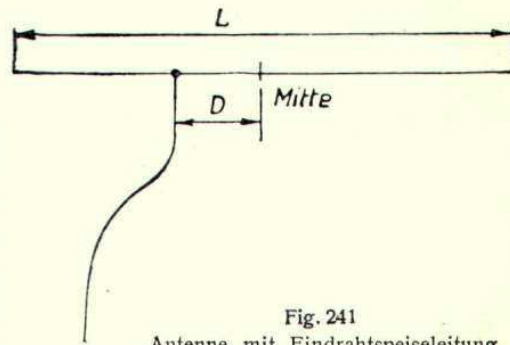


Fig. 241  
Antenne mit Eindrahtspeiseleitung

Eine andere Ausführungsform der Antenne mit zwei „angepaßten“ Speiseleitungen ist die mit nur einem Feeder. Die Erklärung ihrer Wirkungsweise ist analog darin zu suchen, daß in dem Fall, wo eine Leitung mit einem ihrem Wellenwiderstand gleichen Widerstand abgeschlossen wird, eine Leistungsübertragung stattfindet, ohne daß auf dem Zubringerdraht stehende Wellen auftreten. Für die Dimensionen einer derartigen Antenne mit Eindrahtspeiseleitung (Fig. 241) ist eine Tafel (Fig. 241a) beigelegt, die als Ordinate



die Frequenz und als Abscissen die Antennenlängen  $L$  sowie die zugehörigen Abstände  $D$  vom Mittelpunkt der Antenne abgibt. Bezüglich der Eignung der Antenne für die Erregung in Harmonischen finden sich in der Literatur zwei entgegengesetzte Meinungen. Während von den Amerikanern behauptet wird, daß eine Erregung in Oberschwingungen ohne weiteres möglich ist, wird von Fuchs (Funk-Magazin 1929, Heft 7, S. 654) diese Möglichkeit in Abrede gestellt. Auf jeden Fall ist auch hier die Einstellung der Anordnung sehr kritisch, wenn man nicht Gefahr laufen will, daß stehende Wellen auf der Energieleitung auftreten, wodurch diese strahlt und der Wirkungsgrad der ganzen Antenne sehr erheblich vermindert wird. Bei dieser Antennenform ist die Ankopplung ebenfalls an der Senderspule direkt unter Zwischenschaltung eines Kondensators vorzunehmen; bei Gegentaktsendern können zwei gleichartig gebaute Antennen oder ein Zwischenkreis verwendet werden. Die Abstimmung läßt sich auch hier nur durch Beobachtung des Anodenstrominstrumentes des Senders bzw. mit der Glühlampe vornehmen, da ein in den Feeder geschaltetes Instrument keinen Ausschlag zeigt. An die Stelle der Glühlampe kann auch, wenn vorhanden, ein empfindliches Hitzdraht- oder Thermoinstrument treten, die Einstellung

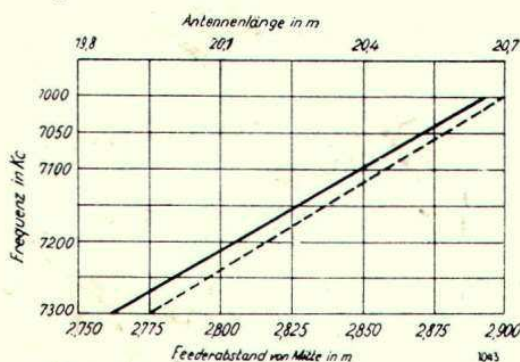


Fig. 241 a

wird dann genauer. Die Speiseleitung muß, wie bei der vorher beschriebenen Antenne, senkrecht von der Antenne weggeführt werden, und zwar auf mindestens ein Drittel der Antennenlänge.

Für die Versuche mit Wellenlängen um 10 m haben im Amateurverkehr Richtantennen, d. h. Antennen oder Antennengebilde, die ihre Hauptstrahlung in einer bestimmten Richtung aussenden, eine gewisse praktische Bedeutung, so daß die prinzipiellen Möglichkeiten einer Energiebündelung durch bestimmte Anordnungen hier angeführt seien. Die Entwicklung gerichtet strahlender Antennengebilde erwies sich im kommerziellen Betriebe sehr bald als Notwendigkeit, nachdem man erkannt hatte, daß die ausgesandten Zeichen den Empfangsort nicht nur auf dem direkten Wege (kürzerer Abstand) sondern auch auf dem entgegengesetzten, längeren erreichten, was eine Zeitdifferenz und damit häufig ein Verschwimmen der Zeichen und die Unmöglichkeit eines betriebssicheren Schreibempfanges mit sich brachte. Dazu kamen noch Störungen durch Zeichen, die zwei- oder mehrmal um die Erde gelaufen waren, die gewisse Störungen verursachten. Denkt man sich nun ein Antennengebilde, das seine Energie nur in einer bestimmten Richtung aussendet, so leuchtet ein, daß man damit „Rückwärtszeichen“ sicher vermeiden kann. Dazu kommt natürlich der Vorteil, die kostbare Energie nur in der einen, wirklich beabsichtigten Richtung konzentrieren zu können und so Verluste durch Strahlung in anderen Richtungen zu vermeiden. Wie sich gezeigt hat, ist die Verwendung derartiger Richtantennen auch zum Empfang sehr vorteilhaft, gelingt es doch beispielsweise mit einer



solchen guten Schreibempfang zu erzielen, wo normale, nichtgerichtete Antennen so viel Störungen durch die Atmosphäre und durch Fadings aufnehmen, daß eine Betriebssicherheit nicht mehr gewährleistet werden kann. Für spezielle Versuche im Amateurverkehr wird die Anwendung von gerichteten Sendeantennen gewisse Bedeutung haben, eine praktische Ausführung erfordert allerdings einen recht erheblichen Kosten- und Raumaufwand, der mit wachsender Welle größer wird; deshalb wird wohl ihre Anwendung nur für das 10-m-Band ratsam sein. Die

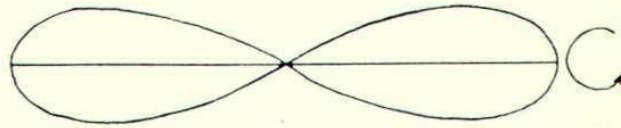


Fig. 242

Strahlungsdiagramm ungleichphasig erregter Antennengruppen

Die einfachste Art der Richtantenne erhält man, wenn man in einer Geraden eine Anzahl Antennen in Abständen von je einer halben Wellenlänge anbringt. Erregt man nun die Antennen so, daß die aufeinander folgenden Strahler gegenphasig schwingen, so erreicht man eine Bündelung der Energie in der Richtung der Gesamtanordnung mit den Antennen als Achse, erregt man sie alle gleichphasig, so wird die Strahlung senkrecht zu dieser Achse stattfinden. Während aber bei ungleichphasiger Erregung die Strahlung nur um die Achse herum gebündelt ist (Fig. 242), wird bei gegenphasiger Speisung die Energie nach allen Seiten um die Achse herum ausgestrahlt (Fig. 243). Ordnet man nun mehrere derartiger, gleichphasig erregter Antennenkombinationen untereinander an, so setzen sich die Strahlungen so zusammen, daß eine resultierende Strahlung entsteht, die der bei ungleichphasiger Erregung einer Antennenreihe ähnlich

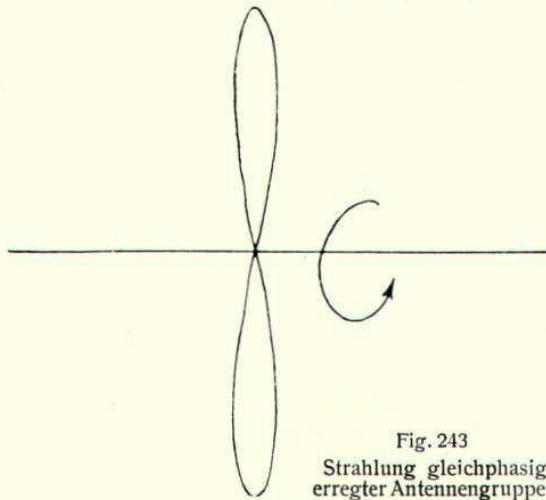


Fig. 243  
Strahlung gleichphasig erregter Antennengruppen

ist, nur daß ihre Achse senkrecht auf der Antennenfläche steht. Derartige Richtantennen bestehen aus einer großen Zahl Einzelelementen, werden doch in jeder Reihe bis zu 8 Dipolen und 8 derartige Reihen untereinander, insgesamt also 64 Dipole verwendet. Um nach zwei in verschiedener Richtung liegenden Stationen senden zu können, erregt man die beiden Antennenhälften gegenphasig, wodurch man eine Ausstrahlung in einem bestimmten Winkel zur Achse bekommt. Die Achse der Strahlung für gleich-

phasige Speisung wird dann auf die Mitte zwischen den zu erreichenden Stationen gerichtet. Will man nun noch die Strahlung auf eine Richtung beschränken, also gewissermaßen die nach der anderen Seite der Antennenfläche abschirmen, so ordnet man in bestimmtem Abstand hinter den Antennendrähten eine gleiche Zahl Reflektordrähte an. Bei einem Abstand von einer Viertelwellenlänge muß die Phase des Reflektors um 90 Grad gegen die des Strahlers verschoben sein, wenn man eine Abschirmung erzielen will. Die zuerst verwendete „Strahlungskopplung“ der Reflektordrähte, d. h. also, daß sie nur durch die Strahlung der Antenne erregt wurden, hat in der



Praxis nicht so günstige Wirkungen zu erzielen gestattet, wie die Methode, den Reflektoren eine entsprechend phasenverschobene Spannung aufzudrücken, die jetzt z. B. in Nauen verwendet wird. Bei derartig einseitig gerichteter Strahlung werden alle die oben erwähnten Vorzüge gegenüber nichtgerichteten Antennen wirksam.

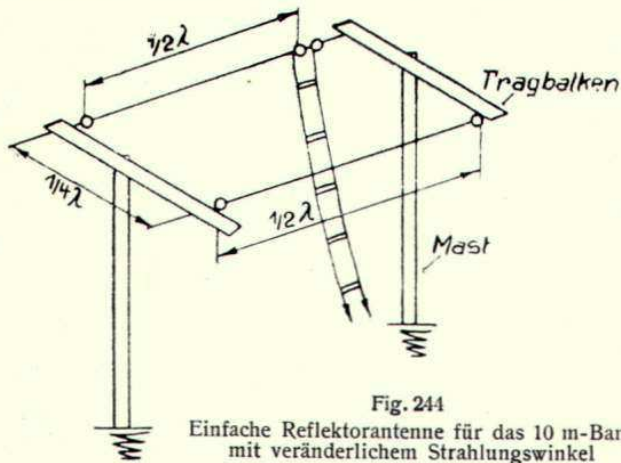


Fig. 244  
Einfache Reflektorantenne für das 10 m-Band mit veränderlichem Strahlungswinkel

Für Amateurzwecke wird man sich wohl meist mit einer kleineren Zahl Antennen- und Reflektorelementen zufrieden geben und die geringere Richtwirkung mit in Kauf nehmen müssen, da ja die Kosten einer aus 64 Strahlern und ebensoviel Reflektoren bestehenden Antenne für den Amateur kaum erschwinglich sein werden, abgesehen von dem erheblichen Raum-

aufwand, den eine derartige Anordnung erfordert.

Eine sehr einfache Richtantenne für den Amateurverkehr im 10-m-Band kann aus einer Zeppelin-Antenne, die eine halbe Wellenlänge lang ist und einem ebensolangen Reflektordraht im Abstand einer Viertelwellenlänge bestehen. Bringt man beide Drähte an zwei Balken an, die um ihren Mittelpunkt an entsprechenden Lagern in den zugehörigen Masten drehbar sind, so kann man mit einem Schnurzug leicht verschiedene Strahlungswinkel einstellen. Obwohl die Richt- und Abschirmwirkung hierbei natürlich keine vollkommene ist, sind doch mit einer derartigen Anordnung bessere Ergebnisse erzielt worden, als mit einfachen Antennen (Fig. 244). Wer etwas mehr aufwenden will, kann für eine bessere Ausführungsform vier Halbwellenantennen so anordnen, daß je zwei in einer Geraden ohne Abstand und je zwei solche Gruppen untereinander in einem Abstand einer halben Welle liegen. Eine Speiseleitung erregt alle gleichphasig, im Abstand einer Viertelwelle sind hinter den Antennendrähten vier gleichlange Reflektordrähte angebracht (Fig. 245). Es ist darauf zu achten, daß zwecks gleichphasiger Speisung (Spannungserregung) der Antennendrähte die Speiseleitungen sich überkreuzen müssen. Will man abwechselnd nach zwei entgegengesetzten Richtungen mit einem derartigen Gebilde senden, so kann

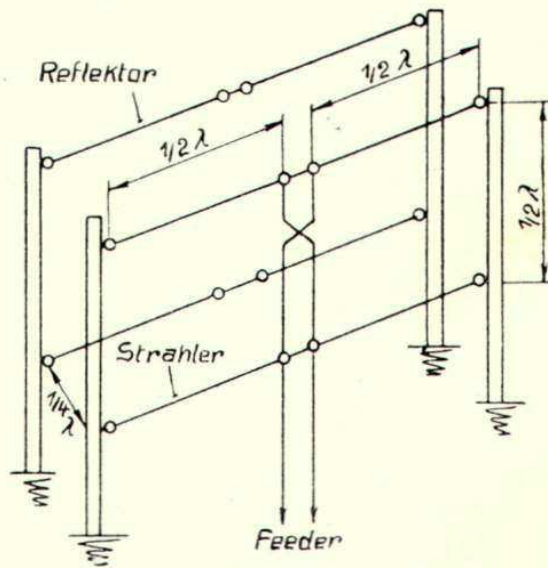


Fig. 245  
Verbesserte Reflektorantenne mit vorwiegend horizontaler Strahlung



man auch die Reflektordrähte mit Speiseleitungen versehen und dann wahlweise den einen Satz als Strahler oder Reflektor verwenden. Für die Ausführung der Energieleitungen gilt das oben gesagte. Daß auch die Drahtlänge nicht genau der halben Wellenlänge entspricht, braucht kaum erwähnt zu werden.

Zum Schluß sollen einige praktische Antennenformen mit Maßangaben aufgeführt werden, um so insbesondere dem Anfänger zu zeigen, wie man bei der Projektierung von Antennen für den Amateurverkehr praktisch vorgeht. Zuerst soll der Einfachheit der Ausführung halber in einer Tabelle eine Reihe von Daten für die Fuchs-Antenne gegeben werden.

Band	Harmonische	Drahtlänge in m
4 MHz	erste	37,9 — 38,9
4 „	zweite	75,8 — 77,8
7 „	erste	19,5 — 18,6
7 „	zweite	37,4 — 39,0
7 „	vierte	74,8 — 78,0
14 „	erste	9,75 — 9,48
14 „	zweite	18,96 — 19,50
14 „	vierte	37,9 — 39,0
14 „	achte	75,8 — 78,0
28 „	erste	4,88 — 4,55
28 „	zweite	9,76 — 9,10
28 „	vierte	19,5 — 18,2
28 „	achte	39,0 — 36,4
28 „	sechzehnte	78,0 — 72,8

Der Amateur, der beispielsweise beabsichtigt, eine Fuchs-Antenne für alle Bänder zu errichten, braucht nur aus der Tabelle die Werte zu entnehmen, die durch die ganze Tabelle mit ihren Harmonischen hindurchlaufen. Eine Halbwellenantenne für das 4-MHz-Band ist dann z. B. für 3,6 MHz 37,9 m lang und schwingt bei Erregung mit der zweiten Harmonischen auf 7,2, in der vierten auf 14,4 und endlich in der achten Oberschwingung auf 28,8 MHz, ist also für alle Bänder zu gebrauchen. Infolge der nicht sehr kritischen Einstellung des Systems kann man eine derartige Antenne auch noch mit praktisch derselben Wirkung auf den 10% darüber oder darunter liegenden Frequenzen benutzen. Der „Antennenfaktor“ für die Fuchs-Antenne wird von Fuchs selbst mit 2,2 angegeben, um also für eine bestimmte Welle die Drahtlänge zu ermitteln, multipliziert man mit 0,455 oder dividiert durch 2,2. Für die Zeppelin- und Levy-Antennen wird von den Amerikanern 0,475 bzw. 2,1 angegeben. Dieser Wert liegt den folgend beschriebenen Antennen zugrunde.

Eine Levy-Antenne für das 4-MHz-Band, die gleichzeitig für alle anderen Bänder zu gebrauchen ist, kann folgende Dimensionen haben. Die Länge des Strahlers beträgt 39,6 m mit Zwischenfügung eines entsprechenden Isolators in der Mitte. Die Länge der Speiseleitungen ist dementsprechend ebensolang, kann aber bei Benutzung von Verkürzungskondensatoren etwas größer sein. Die Antenne ist für 3,6 MHz stromgekoppelt, wird aber für alle höheren Frequenzen (geradzahlige Harmonische) spannungserregt. Sie arbeitet dann, wie weiter oben ausgeführt als „doppelte Zeppelin-Antenne“.



Für die Zeppelin-Antenne kann man die gleiche Strahlerlänge nehmen, muß dann aber für Stromkopplung auf der Grundschwingung die Länge der Speiseleitungen nur halb so lang wählen wie für die eben beschriebene Levy-Antenne. Bei beiden Ausführungsformen ist es ratsam, die in Fig. 239 d angegebene Abstimmvorrichtung vorzusehen, um die jeweils beste Abstimmung zu finden, bei der der Strom am größten ist. Der häufige Gebrauch eines Frequenzmessers bei der Abstimmung einer Antenne kann nicht warm genug empfohlen werden, was für quarzgesteuerte Sender natürlich nicht gilt, da man ja bei diesen an eine bestimmte und bekannte Frequenz gebunden ist.

In Fig. 246 ist eine andere Antennenform gegeben, die auf 4 MHz bei geöffnetem Schalter S als Fuchs-Antenne, auf den anderen Bändern als spannungsgekoppelte Zeppelin-Antenne arbeitet. Die Maße sind in Metern angegeben.

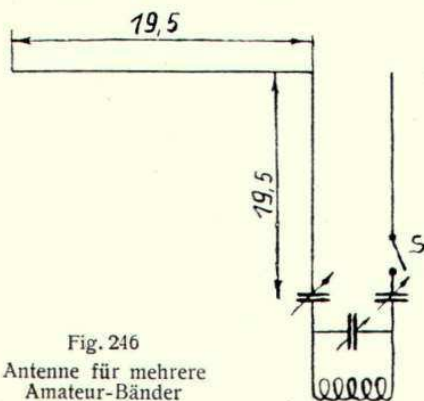


Fig. 246  
Antenne für mehrere  
Amateur-Bänder

gegeben. Der Parallelkondensator muß wie bei allen derartigen Anordnungen eine sehr kleine Anfangskapazität haben, um die Wirkung der Serienskondensatoren nicht zu beeinträchtigen.

Da insbesondere in kleinen Städten und auf dem Lande, bzw. an solchen Stellen der Großstadt, wo man von umliegenden Gebäuden genügend frei kommen kann, die Antenne mit Gegengewicht gut zu gebrauchen ist, sei hier auch noch für eine in Oberschwingungen erregte lange Antenne mit einem Gegengewicht von jeweils ein Viertel Wellenlänge die Berechnung durchgeführt.

Die Betrachtung wird durch die Annahme sehr vereinfacht, daß an Stelle des Gegengewichtes auch die Erde treten kann und dann eine in Viertelwellenlängen schwingende Marconi-Antenne vorliegt. Ein sehr gebräuchlicher Wert für die Länge einer derartigen Antenne ist 52 m und es sei daher auch für diesen Wert die Berechnung durchgeführt. In der nachfolgenden Tabelle sind die Harmonischen, auf denen diese Antenne strahlen kann, aufgeführt.

Ordnungszahl der Harmonischen	Welle m
1	218
2	109
3	72,6
4	53,5
5	43,6
6	36,3
7	31,1
8	27,3
9	23,2
10	21,8
19	11,46
20	10,9



Es ist hierbei auf verschiedene Weise möglich, in verschiedenen Bändern eine Strahlung zu erreichen. Man verwendet entweder ein veränderliches Gegengewicht, dessen Länge jeweils für die Betriebswelle eingestellt wird, oder so viel getrennte Gegengewichte, wie Bänder benutzt werden. Da es meist im Zimmer oder nahe der Hauswand ausgespannt wird, ist es nicht ratsam, in Oberschwingungen erregte Gegengewichte zu benutzen, das sollte der tun, der genügend Raum zur Verfügung hat, um sie frei aufhängen zu können. Es hat sich als praktisch erwiesen, das Gegengewicht nur etwa ein Fünftel Wellenlänge lang zu machen, um den Einfluß der Kopplungsspule auszugleichen. Während für eine 52-m-Antenne das Arbeiten auf dem 4-MHz-Band (80 m) nur mit einer in die Antenne eingeschalteten Verlängerungsspule (möglichst verlustarm) bewerkstelligt werden kann, muß für die anderen Bänder, wenn, wie das immer noch sehr beliebt ist, auf ungeraden Harmonischen gesendet werden soll, durch Einschaltung eines Verkürzungskondensators die zu große Eigenwelle der Antenne herabgesetzt werden. Während für das 7-MHz-Band kaum eine andere Möglichkeit besteht, als auf der fünften Harmonischen zu arbeiten, kann man statt der 9. bzw. 19. Oberschwingung mit starker Verkürzung auch vorteilhafter die 10. bzw. 20. nehmen und auf dem 14- bzw. 28-MHz-Band dann die Antenne als Fuchs-Antenne benutzen. Der Nachteil der geringeren effektiven Länge der

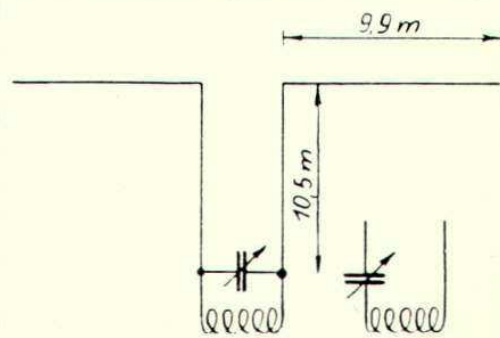


Fig. 247

Antenne ohne Gegengewicht gegenüber der mit einem solchen arbeitenden (siehe oben) wird dadurch reichlich wieder wettgemacht, daß der Strahlungswiderstand mit den geraden Harmonischen viel schneller steigt, als mit denen ungerader Ordnungszahl. Um das wechselweise Arbeiten mit oder ohne Gegengewicht und abwechselnd in Serie oder parallel zur Abstimmospule liegendem Drehkondensator, mit oder ohne Zusatzspule zu erleichtern, kann ein Zusatzgerät mit einer Schaltung nach Fig. 249 in Anwendung kommen. Bei Verlängerung der Antenne wird diese an  $A_2$ , das Gegengewicht an  $G$  angeschlossen, der Drehkondensator wird kurzgeschlossen durch einen Drahtbügel. Für Verkürzung schließt man die Verlängerungsspule  $L_v$  kurz und verwendet den (nicht überbrückten) Drehkondensator und die Kopplungsspule  $L_k$  Antenne an  $A_2$ , Gegengewicht an  $G$ , für Fuchs-Antenne endlich bleibt  $L_v$  kurzgeschlossen und  $A_2$  und  $G$  werden miteinander verbunden, Antenne an  $A_1$  (darauf achten, daß das mit  $A_1$  in Verbindung stehende Ende von  $L_k$  von der Spule des Senders abgewandt sein muß, siehe auch Fig. 235 und den zugehörigen Text).  $L_v$  und  $L_k$  sollen nicht miteinander gekoppelt sein. Die Spulen sind auswechselbar. Eine Antenne, die insbesondere dort zur Anwendung kommen kann, wo sich eine ausgestreckte Antenne für das 4-MHz-Band infolge Platzmangels nicht errichten läßt, ist das geknickte Dipol. Hat man z. B. für das 7-MHz-Band eine Halbwellen-Levy-Antenne mit Spannungspeisung (Fig. 247) gebaut, so kann man für 4 MHz Serienabstimmung anwenden, die bei Verwendung nur eines Drehkondensators eine Unsymmetrie in den Speise-



leitungen ergibt, weshalb auch diese, wenn auch nur wenig, an der Strahlung beteiligt sind. Frei strahlen kann dann der eine Viertelwelle lange, horizontale Teil. Eine für 4 MHz dimensionierte Antenne kann durch eine derartige Anordnung zwar nicht ersetzt werden, immerhin bietet sie die Möglichkeit, auch eine kürzere Antenne gelegentlich mitzuverwenden.

Das geknickte Dipol ist bei transportablen Stationen außer der hierzu vorteilhafteren Fuchs-Antenne noch vielfach in Verwendung. Meist wird es dann allerdings nicht mit Parallelführung sondern in V-Form (Fig. 248) ausgeführt. Die Strahlung ist um so günstiger, je mehr sich der Winkel, den die beiden Dipolhälften miteinander bilden, 180 Grad nähert. Im Prinzip ist ein derartiges Gebilde zur Klasse der Antennen mit Gegengewicht zu rechnen, also das Gegengewicht und die Antenne schwingen in Viertelwellenlängen, in diesem Falle sind Antenne und Gegengewicht gleich lang.

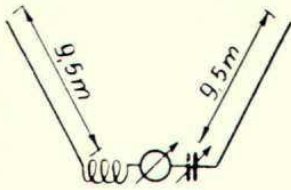


Fig. 248

Läßt man Antenne und Gegengewicht bei der V-förmigen Anordnung in halben Wellenlängen schwingen, so kann man diese Kombination auffassen als doppelte Fuchs-Antenne. Durch bestimmte Anordnung der Drähte läßt sich ein Richteffekt erzielen. Nicht jede Antennenform kann in jedem Einzelfall die günstigste Wirkung haben, daher sollte man sich vor Er-

richtung einer Antenne recht sorgfältig alles bisher Gesagte durchdenken. Insbesondere in Großstädten muß man darauf gefaßt sein, daß die Strahlung von benachbarten Antennen, Stahlkonstruktionen usw. teilweise abgeschirmt oder absorbiert werden kann; es bleibt einem dann oft nichts anders übrig, als evtl. die Antenne in verschiedenen Lagen anzubringen und durch genügend ausgedehnte Reichweitenversuche nach allen Himmelsrichtungen festzustellen, welche Lage die günstigste ist. Auf dem Lande wird man, abgesehen von etwa die Strahlungscharakteristik deformierenden Hochspannungsleitungen kaum erhebliche Schwierigkeiten haben.

### Messungen an Antennen

Der ernsthafte Amateur, der nicht allein Sende- und Empfangsbetrieb machen will, sondern tiefer in die Materie einzudringen beabsichtigt, wird sich vor allen Dingen Rechenschaft geben wollen, was für eine Leistung

er in seine Antenne bekommt, ferner, was er voraussichtlich für einen Strahlungswirkungsgrad erreicht, so daß danach Korrekturen möglich sind, die ohne derartige quantitativen Untersuchungen nicht vorgenommen werden können. Wie oben angegeben, läßt sich der Strahlungswiderstand einer Antenne recht genau berechnen, zur Kenntnis des Wirkungsgrades ist es aber nötig, den gesamten in der Antenne vorhandenen Widerstand (Strahlungswiderstand + Verlustwiderstand) zu kennen. In der Substitutionsmethode ist ein einfacher Weg zu dessen Bestimmung gegeben. Man schaltet

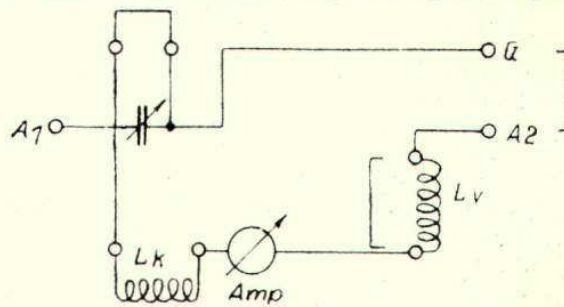


Fig. 249  
Abstimm-Zusatz



nach Fig. 250 in die Antenne nach Ablesung des Stromes  $I_1$  in der Antenne einen kapazitäts- und induktionsfreien Widerstand  $R$  ein und liest wiederum den Strom  $I_2$  bei Resonanz mit dem Sender ab. Der Gesamtwiderstand  $R_{ges}$  errechnet sich dann aus

$$R_{ges} = R \frac{I_2}{I_1 - I_2}$$

Dabei muß man Sorge dafür tragen, daß der Schwingkreisstrom des Senders, überhaupt dessen Leistung, sich während der Messung nicht ändert. Zu beachten ist, daß man den Skineffekt nicht vernachlässigen, also für den Widerstand nicht einfach dessen in der Wheatstoneschen Brücke gemessenen Wert einsetzen darf.

Der Wirkungsgrad der Antenne ist durch Division des errechneten Strahlungswiderstandes durch den gemessenen Gesamtwiderstand gegeben. Beabsichtigt man, am Sender Messungen über dessen Wirkungsgrad usw. anzustellen, so ist es nicht empfehlenswert, hierzu die normale Sendeantenne zu verwenden, vielmehr wird man dann zu einer sogenannten künstlichen Antenne greifen, d. h. einem Schwingungskreis, der (Fig. 251) außer der Kopplungsspule  $L_k$  noch eine die Antennenselbstinduktion darstellende Spule  $L_a$ , einen dem Gesamtwiderstand  $R_{ges}$  äquivalenten rein Ohmschen Widerstand  $R_{ges}$ , ein Amperemeter  $A$  und einen Drehkondensator  $C_a$  enthält, der größenordnungsmäßig bei Abstimmung auf Resonanz der Kapazität der Antenne gleichgesetzt werden kann. Wird bei der Abstimmung des zu ersetzenden Antennengebildes bereits ein Drehkondensator benutzt, so kann man diesen mitverwenden; genauere Verhältnisse ergibt jedoch die Benutzung eines Extrakondensators  $C_a$ . Die Selbstinduktion gerader Drähte läßt sich berechnen aus der Formel

$$L \text{ cm} = \frac{4 l}{3,41} \left( I_n \frac{2 \cdot l}{\rho} - 0,75 \right).$$

Hierin ist  $\rho$  der Drahtdurchmesser und  $l$  die Drahtlänge. Für die Eigenkapazität einer Antenne wird die Formel

$$C \text{ cm} = \frac{2 l}{3,14 I_n \frac{2 l}{\rho}}$$

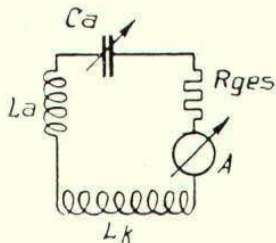


Fig. 251  
Künstliche Antenne

angegeben. Sie läßt sich einfacher ermitteln, wenn man die Eigenschwingung der Antenne mißt und dann einfach aus der Thompsonschen Formel durch Einsetzen von  $L$  die Kapazität ausrechnet. Durch die Umgebung wird die Kapazität nämlich meist mehr beeinflusst als die Selbstinduktion.

An einer solchen künstlichen Antenne kann man durch Multiplikation des zum Quadrat erhobenen Stromes mit dem Widerstand  $R_{ges}$  die Antennenleistung des Senders ermitteln, bzw. durch Multiplikation mit dem berechneten Strahlungswiderstand  $R_{str}$  die wirklich ausgestrahlte Leistung. Bei Telephonieversuchen ist durch Anwendung einer künstlichen

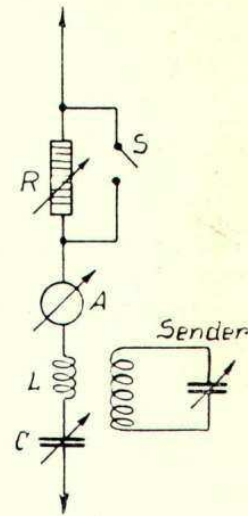


Fig. 250  
Messung des  
Antennenwiderstandes



Antenne die Möglichkeit gegeben, ohne Störung anderer Stationen erst einmal Aussteuerung, Vorverstärkung usw. optimal einregeln zu können. Ihre Verwendung in der Amateurstation kann nicht warm genug empfohlen werden, denn bei der heutigen Ueberlastung der Amateurbänder ist es nicht erträglich, daß die ganzen Wirkungsgrad-, Modulations- und sonstigen Versuche an der strahlenden Antenne vorgenommen werden.

Die Eigenschwingung einer Antenne ist sehr leicht dadurch zu bestimmen, daß man zwei aufeinanderfolgende Harmonische mißt. Die Differenz der beiden ist die Eigenschwingung.

Für die Untersuchung der Strahlungscharakteristik einer Antenne muß man ein Feldstärkemeßgerät verwenden, das konstant arbeitet. Ein kompensiertes Audionvoltmeter in Verbindung mit einer für die entsprechende Frequenz dimensionierten Rahmenantenne (Fig. 252) ist hierzu zweckmäßiger als die Verwendung des viel unempfindlicheren Kristalldetektors. Durch das Galvanometer G wird von dem Element E über den Widerstand  $R_k$

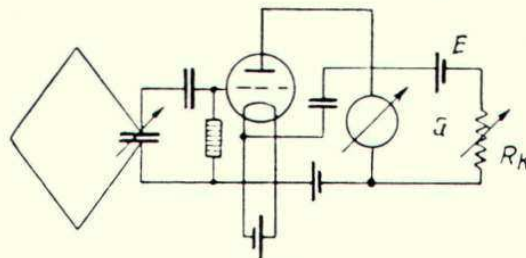


Fig. 252  
Feldstärkemeßgerät

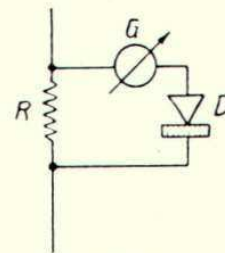


Fig. 253  
Indikator für kleine  
Hochfrequenzströme

gerade so viel Strom geschickt, als zur Kompensation des normalen Ruhestromes des Audions nötig ist. Bei Resonanz mit dem Sender wird dann der Ausschlag um so größer sein, je größer die Feldstärke ist. Bei Messungen an schwer zu erreichenden Antennen wird man Batterien, Meßinstrument und Kompensationszubehör an leicht zugänglicher Stelle anbringen und mit dem an einer langen Stange befestigten Röhrengerät verbinden. Feldstärkemessungen in unmittelbarer Nähe der Antenne sind so relativ einfach auszuführen, für größere Entfernungen ist meist die Empfindlichkeit des Instrumentes bzw. die Sendeenergie nicht groß genug. Man tut gut, die Sendeleistung auf den maximal möglichen Wert zu erhöhen, um annehmbare Meßergebnisse zu erhalten. Die Konstanz der Senderleistung muß von einem Gehilfen dauernd kontrolliert und etwaige Änderungen sofort berücksichtigt werden.

Zur Messung von Hochfrequenz benutzt man Hitzdraht- und Thermoinstrumente, zur Resonanzanzeige, die also nur die Ablesung von Relativwerten nötig macht, können Glühlampen oder ein Kristalldetektor D mit einem Galvanometer G zusammen (Fig. 253) benutzt werden. Die Größe des Widerstandes R, der in den Antennenkreis eingeschaltet wird, ist von der Empfindlichkeit des Meßinstrumentes abhängig. Für ein vielfach benutztes Milliampereometer mit 2 mA Vollausschlag ist auch bei kleinen Senderleistungen meist ein Wert von 5 bis 8 Ohm ausreichend, bei größeren Leistungen genügen entsprechend weniger. Zur Ermittlung des wirklichen



Antennenstroms muß man, wie auch mehrfach betont, das Instrument in einen Strombauch der Antennen legen. Bei spannungserregten Antennen ist die Einschaltung in der Nähe des Speisepunktes wertlos.

Das gesamte Gebiet der Antennen läßt sich im Rahmen dieses Buches nicht erschöpfend behandeln, doch ist gerade für den Amateur in erster Linie die Kenntnis einiger grundlegender Antennenformen wichtig, aus denen er dann für seinen Gebrauch die Auswahl treffen kann und nach denen er evtl. abweichend angelegte Antennen zu übersehen imstande ist.



## 10. Ausbreitungserscheinungen

Die großen Erfolge der kurzen Wellen sind bedingt durch die Ausbreitungserscheinungen. Das Studium dieser Vorgänge war von jeher ein Hauptarbeitsgebiet der Amateure. Das weit verzweigte Beobachternetz kann bei richtigem Einsatz ein Material liefern, wie es in diesem Umfang wohl sonst nirgends zur Verfügung steht. Um die noch offenstehenden Fragen und die Wege zu ihrer Beantwortung finden zu können, dazu ist eine genaue Kenntnis der bisher auf diesem Gebiet gesammelten Erfahrungen nötig.

Die von einem Sender abgestrahlten Wellen breiten sich, wenn wir von ungewollten Störungen durch materielle Hindernisse und von gewollter Beeinflussung durch Reflektoren absehen, nach allen Richtungen des Raumes hin aus. Wir können uns eine einzelne abgestrahlte Wellenfront als eine Seifenblase vorstellen, die sich um den Sender als Mittelpunkt ständig mit Lichtgeschwindigkeit vergrößert. Liegt der Sender auf dem Erdboden, so kann sich nur die obere Hälfte dieser Kugelschale ausbilden. Den Teil der Strahlung, der parallel zur Erdoberfläche abgestrahlt wird und unmittelbar über den Erdboden hinstreicht, bei unserem Vergleich der untere Rand der Seifenblasenhalkugel, nennt man Oberflächenstrahlung, die gesamte andere Strahlung, die in verschiedenen Winkeln nach oben gestrahlt wird, Raumstrahlung.

### a) Oberflächenstrahlung

Bei genau gradliniger Fortpflanzung bliebe die Oberflächenstrahlung infolge der Erdkrümmung nicht lange in der Nähe des Erdbodens, sie würde vielmehr tangential in den Raum abgestrahlt. Tatsächlich folgen aber die elektromagnetischen Wellen der Krümmung der Erdoberfläche, und zwar um so besser, je größer die Wellenlänge ist. Bei sehr kurzen Wellen (unter 8 m) besteht diese Fähigkeit nicht mehr. Diese ultrakurzen Wellen verhalten sich daher ähnlich wie die Lichtwellen, sie können nur noch Punkte miteinander verbinden, die wenigstens theoretisch „in Sichtweite“ sind. Man nennt sie daher auch quasioptische Wellen. Dabei ist aber zu berücksichtigen, daß für diese Wellen viele Gegenstände „durchsichtig“ sind, die für Licht absolut undurchlässig sind, z. B. Mauern, Bäume usw. Je kürzer diese Wellen werden, desto mehr gleichen sie den Lichtwellen. Die eigentlichen Kurzwellen (8—100 m) dagegen folgen noch ganz gut der Erdkrümmung. Ihre Bodenstrahlreichweite hängt dabei in erster Linie von den Verlusten ab, die sie beim Hinstreichen über die Erdoberfläche erleiden. Abgesehen davon, daß ihre Intensität genau wie die des Lichtes mit dem Quadrat der Entfernung abnimmt, wird ein großer Teil der Oberflächenstrahlung durch den Erdboden und seine Bedeckung verschluckt. Die Absorptionsverluste sind um so größer, je kürzer die Wellenlänge ist. Ferner hängen sie von der Bodenbeschaffenheit,



Bodenform, Bodenbedeckung sowie von der Tages- und Jahreszeit ab. Je besser die Leitfähigkeit des Bodens ist und je ungehinderter die Ausbreitung erfolgt, desto geringer sind die Verluste. So ist die Reichweite über ausgedehnten Wassermassen ein vielfaches der über trockenem Land. Der Einfluß reflektierender Gebirgsmassen und großer feuchter Wälder kann als erwiesen gelten und die Bedeutung von Jahres- und Tageszeit ist von den Rundfunkwellen her zur Genüge bekannt. Aus all dem geht hervor, daß die Oberflächenstrahlung einer Menge schwer kontrollierbarer Einflüsse unterliegt. Dazu kommt noch, daß nur die wenigsten Amateure über freiliegende Antennen verfügen, die meisten vielmehr inmitten von Häusern arbeiten, durch die die Oberflächenstrahlung stark beeinflußt wird. Daher kann über ihre Reichweite allgemein nur so viel gesagt werden, daß sie um so geringer ist, je kürzer die verwendete Welle ist. Im übrigen muß es jedem Amateur überlassen bleiben, durch Versuche gerade für seinen Fall die Reichweite der Oberflächenstrahlung nach verschiedenen Richtungen festzulegen. Beispielsweise betrug sie für einen 20 Watt-Sender in mittelmäßiger Lage bei Nacht in westlicher Richtung für

$\lambda = 20$  m weniger als 25 km

$\lambda = 40$  m weniger als 60 km

$\lambda = 80$  m weniger als 100 km

Das sind Entfernungen, die im Groß-Stationsverkehr auf kurzen Wellen niemals, im Amateurverkehr kaum vorkommen. In der Literatur findet man oft wesentlich größere Reichweiten angegeben, das ist entweder auf sehr günstige Verhältnisse oder auf Verwechslung mit der Raumstrahlung zurückzuführen. Vor allem ist die Anschauung, daß es sich bei Wellen über 75 m nurmehr um eine Oberflächenstrahlung mit einer Nachtreichweite von etwa 1500 km handelt, nach den neueren Beobachtungen der 80 m Wellen nicht mehr haltbar. Allein verantwortlich für die großen Reichweiten der kurzen Wellen ist vielmehr die Raumstrahlung.

#### b) Raumstrahlung

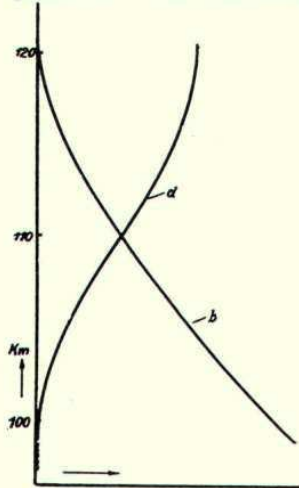
Für die charakteristischen Eigenschaften der kurzen Wellen gibt es nur eine Erklärung: die Rückkehr von Raumstrahlung aus höheren Schichten zur Erdoberfläche. Das Vorhandensein reflektierender Schichten hatte man seit Anbeginn der drahtlosen Telegraphie angenommen. Da unsere Kenntnis von der Atmosphäre durch direkte Beobachtungen aber nur in verhältnismäßig geringe Höhen (etwa 10 km) reicht, mußte man sich auf Grund der Ausbreitungserscheinungen der kurzen Wellen ein Bild dieser Schichten konstruieren. Die genauere mathematische Behandlung zeigte, daß dieses Bild durchaus in Einklang mit unseren sonstigen physikalischen Kenntnissen zu bringen ist. Wir können daher die Eigenschaften dieser Schichten als bekannt voraussetzen und uns daraus den Weg der Raumstrahlung konstruieren.

#### c) Die Heaviside-Schicht

Aus Laboratoriumsversuchen ist bekannt, daß ultraviolettes Licht verschiedene Gase zu ionisieren vermag. Es spaltet dabei von dem neutralen, aus einem positiven Kern und den umkreisenden Elektronen bestehenden Molekül ein Elektron ab, das entweder für sich bleibt oder sich an ein anderes neu-



trales Gasmolekül anlagert. Es entstehen also positive (Mangel an Elektronen) und negative (Ueberschuß an Elektronen) Ionen sowie freie Elektronen. Dieser Vorgang spielt sich nun auch ab, wenn das Sonnenlicht, das ja sehr reich an ultravioletten Strahlen ist, in die Gashülle der Erde, die „Atmosphäre“, eindringt. Das ultraviolette Licht ionisiert dabei in erster Linie die Stickstoff- und Sauerstoffmoleküle, während Wasserstoff kaum angegriffen wird. Gleichzeitig mit der Ionisation geht eine Absorption des ionisierenden Lichtes vor sich. Das Licht ist ja nichts anderes als ein Energiequantum von bestimmter Frequenz. Diese Energie aber wird verbraucht



a) Intensität d. ultraviolett. Lichtes.  
b) Zahl d.  $O_2$  u.  $N_2$ -Moleküle

Fig. 254

Die Ionisierung in der Heaviside-Schicht

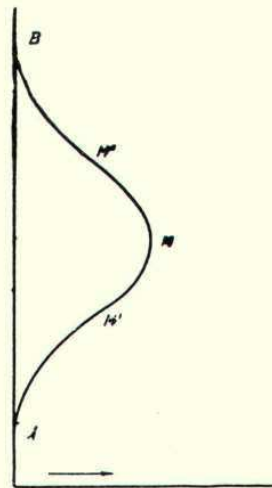


Fig. 255

Ionisation der Atmosphäre

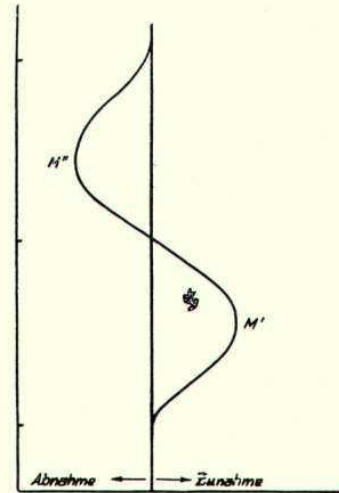


Fig. 256

Die Ionisierung in der Heaviside-Schicht

um das Elektron aus seinem Molekül „herauszuschießen“. Die Ionisierung der Atmosphäre ist nicht überall gleich groß. Sie ist um so größer, je größer die Intensität des ionisierenden ultravioletten Lichtes und je größer die Anzahl der zu ionisierenden Gasmoleküle ist. In sehr großen Höhen ist die Intensität des Lichtes wohl sehr groß, aber die Anzahl der Gasmoleküle sehr gering. Eine merkliche Ionisierung tritt erst dort ein, wo Stickstoff- und Sauerstoffmoleküle in größerer Menge vorhanden sind. Weiter nach unten wächst zunächst mit der Zunahme der Moleküle die Ionisation, aber auch die Absorption. Die Ionisation nimmt daher nicht unbegrenzt zu, sondern erreicht in einer bestimmten Höhe ein Maximum, um in größerer Nähe des Erdbodens wieder abzunehmen. Auf der Erdoberfläche ist sie kaum mehr merklich. Daraus geht hervor, daß diese ionisierte Schicht, die sogenannte Heaviside-Schicht, nach unten keine scharfe Grenze hat, sondern kontinuierlich zu immer kleineren Ionisationswerten übergeht. Freilich sind diese so klein, daß sie praktisch keine Rolle mehr spielen. Genauere Berechnungen zeigen, daß das Maximum der Ionisation in einer Höhe von 110 km zu suchen ist. Nach oben und unten nimmt sie ab. Unter 95 km ist sie so gering geworden, daß sie zu vernachlässigen ist (Fig. 254, 255 und 256). Aber eine scharfe Grenze besteht dort nicht.

Der Ionisation entgegen wirkt nun ein anderer Vorgang, nämlich die Rückbildung der neutralen Moleküle. Infolgedessen nimmt die Ionisation



bei konstanter Bestrahlung nicht dauernd zu, es bildet sich vielmehr ein Gleichgewichtszustand aus, in dem gerade immer so viel Ionen erzeugt werden, als in der gleichen Zeit durch Wiedervereinigung verloren gehen. Fällt bei Nacht die Einstrahlung weg, so ist nur noch die Wiedervereinigung der positiven und negativen Ladungen wirksam und die Zahl der Ionen sinkt dauernd. Das geht um so langsamer vor sich, je weiter die Gasmoleküle voneinander entfernt sind; denn desto geringer ist die Wahrscheinlichkeit, daß sie zusammenstoßen. In der Höhe der Heaviside-Schicht ist der Luftdruck schon so gering, daß diese Neutralisierung sehr langsam vor sich geht. Die Heaviside-Schicht verschwindet also nicht plötzlich, sondern die Ionisation nimmt lediglich ab. Andererseits geht die Rückbildung der neutralen Moleküle um so rascher vor sich, je größer die Anzahl der Ionen pro Raumeinheit ist. Also erfolgt die Abnahme der Ionenkonzentration an der Stelle stärkster Ionisation am schnellsten. Ferner geht die Ionisation kurz nach Sonnenuntergang, wo sie noch verhältnismäßig hoch ist, ziemlich schnell zurück, gegen Morgen wird die Geschwindigkeit mit abnehmender Ionenzahl immer geringer. So geht aus Fig. 257 hervor, daß an der Stelle maximaler Konzentration 6 Stunden nach Sonnenuntergang (Kurve b) die Ionisation auf etwa  $\frac{1}{3}$ , 12 Stunden nach Sonnenuntergang (Kurve c) auf  $\frac{1}{4}$ — $\frac{1}{5}$  des Tageswertes (Kurve a) zurückgegangen ist. Wäre sie in den zweiten 6 Stunden ebenso rasch gesunken, wie in den ersten, so wäre die Zahl der Ionen auf  $\frac{1}{9}$  des Normalwertes zurückgegangen.

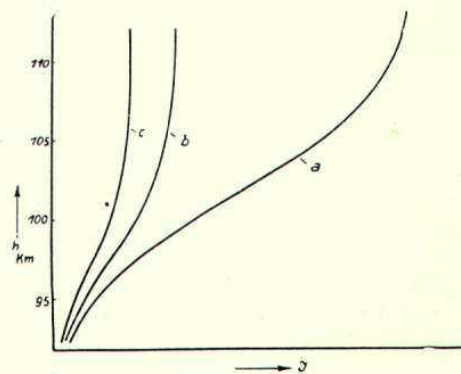


Fig. 257  
Ionenkonzentration  
zu verschiedenen Tageszeiten

Am Morgen vollzieht sich der Vorgang genau umgekehrt. Die Ionenkonzentration erreicht nicht momentan ihren vollen Wert, da ja das in der Nacht geleerte „Ionenreservoir“ der Heaviside-Schicht erst wieder aufgefüllt werden muß; doch vollzieht sich die Zunahme rascher als die Abnahme am Abend. Genau wie diese verläuft sie am Anfang am schnellsten, um sich später asymptotisch dem Gleichgewichtszustand zu nähern. Auch tagsüber ist der Ionisationszustand nicht dauernd der gleiche, er ändert sich vielmehr mit dem Einstrahlungswinkel, d. h. der Höhe der Sonne, erreicht also am Mittag seinen größten Wert. Doch sind diese Schwankungen sehr viel geringer als die zwischen Tag und Nacht. Es ergibt sich also (z. B. für die Tag- und Nachtgleiche) für die Stärke der Ionisierung in etwa 110 km Höhe ein Verlauf wie er aus Fig. 258 hervorgeht. Diese Kurve ändert sich mit der Jahreszeit, im Sommer nimmt infolge der größeren Einstrahlung tagsüber die Ionisierung höhere Werte an und in den kurzen Nächten kann sie nicht so weit absinken. Im Winter ist genau das Gegenteil der Fall. Bei all diesen Veränderungen bleibt die Höhe der Heaviside-Schicht über der Erde, abgesehen von kleineren Schwankungen, die gleiche, lediglich die Ionisierung ändert sich, ohne jemals ganz zu verschwinden.

Diese Annahmen genügen vollständig, um die normalen Ausbreitungserscheinungen der kurzen Wellen zu erklären. Von den Vorgängen in der



Heaviside-Schicht, die Fadings und anormale Ausbreitung bedingen, sei später die Rede.

#### d) Strahlengang

Ein Wellenstrahl, der in einem bestimmten Winkel vom Sender schräg nach oben gestrahlt wird, läuft zunächst in einem elektrisch homogenen Medium und pflanzt sich daher geradlinig fort. Er kommt schließlich in

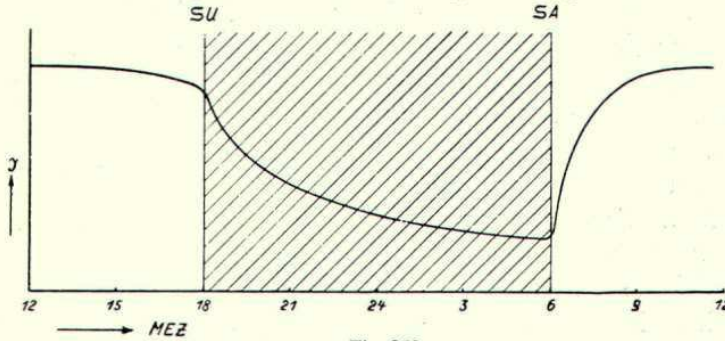


Fig. 258  
Ionisation und Sonnenstrahlung

Höhen, in denen die Ionisierung bereits merkliche Werte annimmt. Ionisierung bedeutet aber nichts anderes als erhöhte Leitfähigkeit. Der Strahl wird dabei genau wie ein Lichtstrahl beim Uebergang von einem optisch

dünnen in ein dichteres Medium gegen das Medium kleinerer Leitfähigkeit hin gekrümmt. Maßgebend für diese Krümmung ist nicht der absolute Wert der Leitfähigkeit, sondern lediglich der Unterschied zwischen zwei nacheinander durchlaufenen Schichten. Ist der Unterschied groß, so wird der Strahl stark abgelenkt, ist er klein, so ist die Krümmung gering. Diese Aenderung der Leitfähigkeit oder was dasselbe ist, der räumlichen Ionendichte mit der Höhe (mathematisch ausgedrückt, der Gradient der Ionisation nach der Höhe) ergibt sich aus Fig.

255 und ist in Fig. 256 aufgetragen. Unterhalb A und oberhalb B, sowie im Maximum der Ionisation M ist die Ionenzahl konstant, daher der Gradient gleich Null. Am größten ist die Aenderung an den Punkten M' und M'', und zwar hat bei M' die Zunahme, bei M'' die

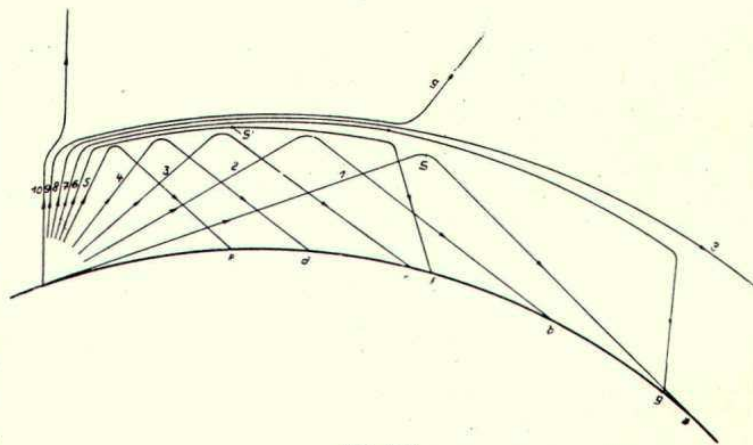


Fig. 259  
Strahlenwinkel einer Wellenlänge

Abnahme der Leitfähigkeit ein Maximum. Wir betrachten nun Strahlen einer bestimmten Wellenlänge, die in verschiedenen Winkeln vom Sender ausgestrahlt werden (Fig. 259). Der schrägste Strahl (1), der parallel zur Erdoberfläche ausgesandt wird, erleidet beim Eintritt in die Heaviside-Schicht zunächst eine geringe, dann eine mit steigender Aenderung der Leitfähigkeit immer stärkere Krümmung, erreicht einen Scheitelpunkt S und kehrt symmetrisch zum aufsteigenden Strahl in einiger Entfernung vom Sender zur



Erde zurück (Fußpunkt a). Ein etwas steilerer Strahl (2) muß schon etwas tiefer in die Heaviside-Schicht eindringen um die zur Rückkehr zur Erde erforderliche Krümmung zu erleiden. Noch steilere Strahlen (3, 4, 5) dringen immer tiefer in die Heaviside-Schicht ein, werden immer stärker gekrümmt und schließlich zur Erde zurückgeworfen. Von einem bestimmten Winkel an dringt aber der Strahl (6) über das Maximum der Leitfähigkeitszunahme  $M'$  hinaus in die Heaviside-Schicht ein. Seine Krümmung nimmt nach Durchstoßen des Maximums wieder ab, er folgt dann langsam ansteigend ein Stück der Erdkrümmung, wird schließlich in einem Scheitelpunkt  $S'$  total reflektiert und kehrt symmetrisch zu seinem Aufstieg in ziemlicher Entfernung vom Sender zur Erde zurück. Die nächst steileren Strahlen stoßen noch etwas weiter vor, legen erhebliche Wege innerhalb der Heaviside-Schicht zurück und gelangen in immer größerer Entfernung wieder auf die Erde. Werden die Strahlen nun noch steiler (9, 10), so gelangen sie in den Bereich der Leitfähigkeitsabnahme, werden dort nach der entgegengesetzten Seite gekrümmt und in den Weltraum ausgestrahlt. Wir haben also zunächst ein breites Bündel flacher Strahlen, die nach kurzem Weg in der ionisierten Schicht in mittlerer Entfernung vom Sender zur Erde zurückgelangen; dann ein schmales Bündel steilerer Strahlen, die große Strecken in der Heaviside-Schicht zurücklegen. Auf diese Strahlen ist die große Reichweite der Kurzwellen zurückzuführen. Ein weiteres Bündel sehr steiler Strahlen geht im Weltraum verloren. Nun ist die Ablenkung der Strahlen auch abhängig von ihrer Wellenlänge. Je kürzer die Welle, desto geringer ist die Krümmung, die sie bei gleichem Ionisierungszustand erleidet. Mit abnehmender Wellenlänge muß daher der Strahl immer flacher auf die Heaviside-Schicht fallen um noch zur Erde zurückgekrümmt zu werden. Schließlich gelangen wir zu einer Wellenlänge, bei der nur noch der Strahl, der die Erde tangential verläßt, zur Erde zurückkommt, während alle anderen steileren Strahlen in den Weltraum ausstrahlen (Fig. 260). Diese „kurze Grenzwelle“ ist also die kürzeste Wellenlänge, mit der überhaupt noch Verkehr auf größere Entfernungen möglich ist. Ebenso gibt es eine „lange Grenzwelle“. Mit zunehmender Wellenlänge wird nämlich die Krümmung der Strahlen so stark, daß nurmehr ganz steile Strahlen bis zu dem Bereich der Heaviside-Schicht durchdringen, in dem die Wellen längere Zeit der Erdkrümmung folgen können (Fig. 261). Noch längere Wellen gelangen überhaupt nicht mehr in diesen Bereich und können keine großen Reichweiten erzielen.

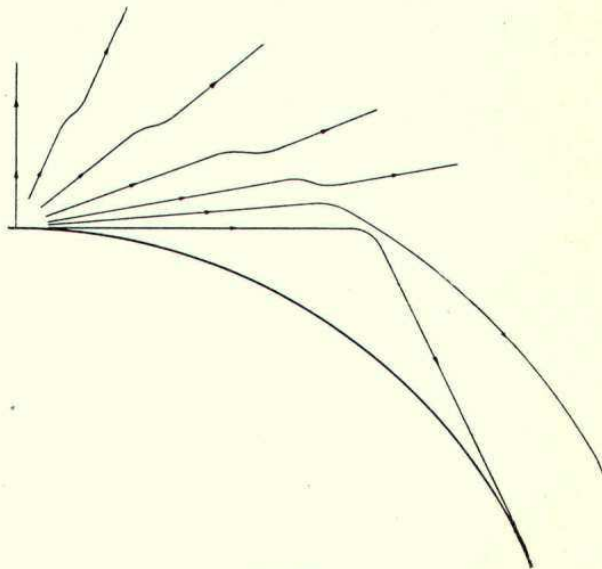


Fig. 260

Strahlen bei verschiedenen Wellenlängen (Kurze Grenzwelle)



### e) Tote Zone

Verfolgen wir die Auftreffpunkte der verschiedenen Strahlen auf der Erde in Fig. 259, so sehen wir, daß der flachste Strahl in ziemlicher Entfernung vom Sender wieder zu Boden kommt. Die Fußpunkte der steileren

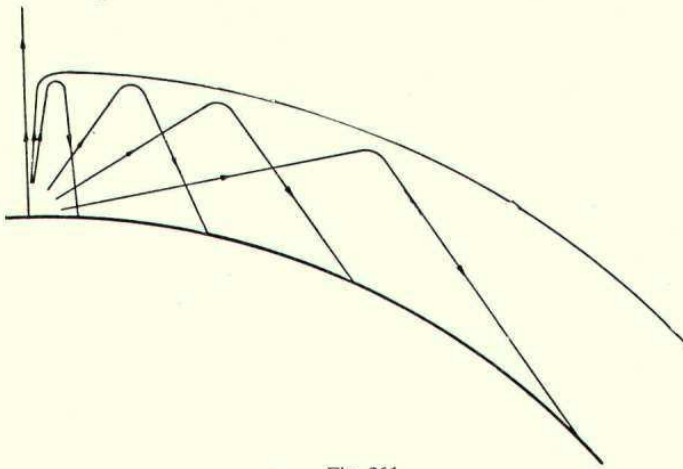


Fig. 261

Der Strahlengang der langen Grenzwelle

Strahlen nähern sich immer mehr dem Sender. Doch von einem bestimmten Strahl (5) ab wandern diese Punkte wieder vom Sender weg, da die zugehörigen Strahlen bereits zum Bündel der großen Reichweiten gehören. Es entsteht also um den Sender herum ein Bereich, in dem keine reflektierende Raumstrahlung auf den Boden auftrifft. Zwischen der

Grenze der Bodenstrahlreichweite und den Punkten, an denen die ersten Raumstrahlen auftreffen, liegt daher ein Bereich ohne Empfang, die sogenannte „Tote Zone“ (skipdistanz). Ganz ohne Empfang ist allerdings diese Zone auch nicht. Man nimmt daher an, daß bei der Krümmung der Raumstrahlen auch eine schwache diffuse Reflektion stattfindet (Fig. 262). Diese reflektierten Strahlen ermöglichen einen, wenn auch schwachen Empfang in der toten Zone. Wir haben also um den Sender herum zunächst den Bereich der rasch abklingenden Bodenstrahlung, dann einen Bereich ohne oder mit nur schwachem Empfang, die tote Zone, und anschließend den Bereich reflektierter Raumstrahlung, die „indirekte Zone“. Diese Erscheinung ist geradezu das Charakteristikum der kurzen Wellen geworden. Die Breite der

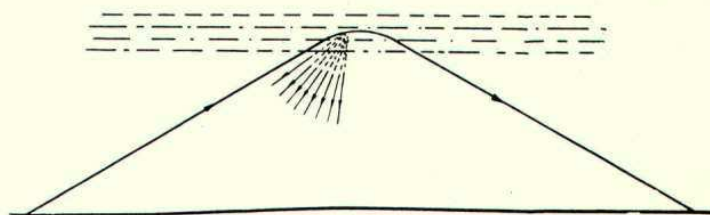


Fig. 262

Diffuse Reflexion in der Heaviside-Schicht

toten Zone bei einem ganz bestimmten Ionisierungszustand hängt stark von der Wellenlänge ab. Je kürzer die Wellenlänge, desto geringer ist ja die Krümmung in der Heaviside-Schicht und

desto weiter entfernt vom Sender kommen die Strahlen zu Boden, desto breiter wird also die tote Zone. Ihre größte Breite erreicht sie für die kurze Grenzwelle, während sie für die lange Grenzwelle verschwindet.

### f) Einfluß von Tages- und Jahreszeit

Der gesamte Strahlengang und damit die Grenzwellen sowie die Ausdehnung der toten Zone ändern sich mit dem Ionisierungszustand der oberen



Atmosphäre. Maßgebend ist dabei, wie schon erwähnt, nicht der absolute Wert der Ionisierung, sondern nur der Gradient. Würde sich die Ionisierung in allen Höhen zeitlich gleichmäßig ändern, so bliebe der Gradient trotz der Änderung des Absolutwertes der gleiche und auch der Strahlengang könnte sich nicht ändern. Wir haben jedoch gesehen, daß diese Änderung nicht gleichmäßig vor sich geht, vielmehr an der Stelle maximaler Ionenkonzentration am schnellsten, der Gradient wird also bei abnehmender Konzentration kleiner und steigt bei wachsender Konzentration wieder an. Für den Gradienten ergibt sich daher wenigstens qualitativ der gleiche Verlauf wie für die Ionenkonzentration an der Stelle maximaler Ionisation. Bei Eintritt der

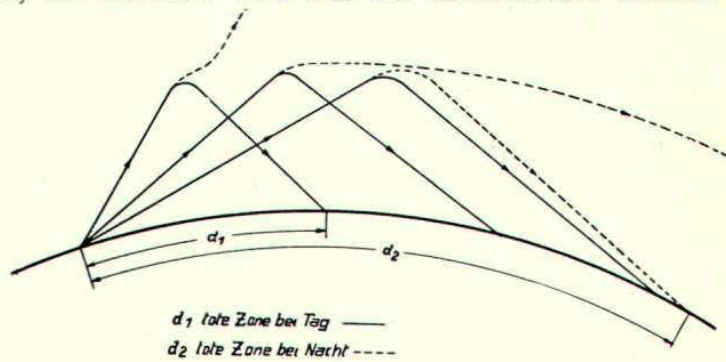


Fig. 263

Der Strahlengang einer bestimmten Welle bei Tag und Nacht

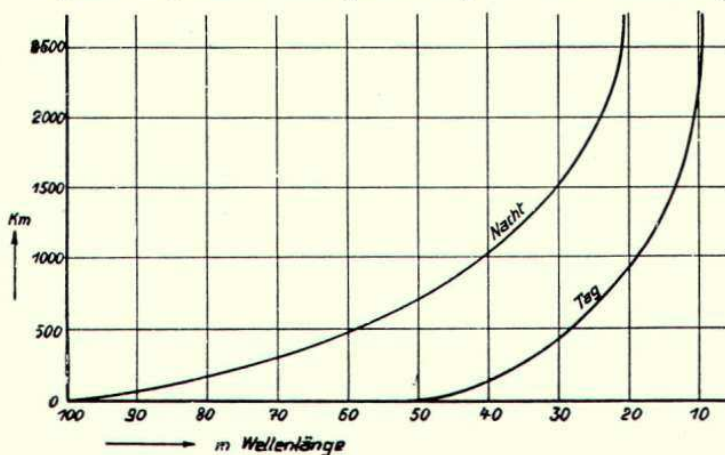


Fig. 264

Tag und Nachtverhältnisse

Dunkelheit nimmt also der Gradient ab und damit wird die Krümmung der Strahlen geringer. Strahlen, die bei Tag nach kurzem Weg in der Heaviside-Schicht wieder zur Erde gelangen, werden nun nicht mehr genügend abgelenkt und gehören jetzt zum Bündel großer Reichweite oder werden überhaupt in den Weltraum abgestrahlt. Erst verhältnismäßig flach auf die Heaviside-Schicht fallende Strahlen kehren zur Erde zurück (Fig. 263). Die indirekte Zone rückt vom Sender weg („wandert aus“), die tote Zone wird breiter. Diese „Auswanderung“ erfolgt jeden Abend und äußert sich darin, daß zunächst nahe, dann immer entferntere Stationen in die tote Zone fallen und unhörbar werden, während gleichzeitig die Lautstärke sehr weiter Stationen zunimmt. Ähnlich, jedoch rascher, vollzieht sich am Morgen die „Rückwanderung“. Ähnlich, aber nicht so stark ist der Einfluß der Jahreszeit. Im Sommer ist die tote Zone wesentlich kleiner als im Winter. Die Breite der toten Zone für Tag und Nacht (nach Mitternacht) und für verschiedene Wellenlängen geht aus Fig. 264 hervor. Es kann sich dabei natürlich nur um Mittelwerte handeln. Abweichungen von 50% sind keine Seltenheit. Die kurze Grenzwelle hat jeweils eine tote Zone von 2000 bis

werden überhaupt in den Weltraum abgestrahlt. Erst verhältnismäßig flach auf die Heaviside-Schicht fallende Strahlen kehren zur Erde zurück (Fig. 263). Die indirekte Zone rückt vom Sender weg („wandert aus“), die tote Zone wird breiter. Diese „Auswanderung“ erfolgt jeden Abend und äußert sich darin, daß zunächst nahe,



2500 km. Von diesem Wert ab springt die tote Zone unvermittelt ins Unendliche, d. h. kürzere Wellen kommen nicht mehr zur Erde. Bei Tag liegt die kurze Grenzwellenlänge bei 8—10 m, bei Nacht bei etwa 20 m. Die lange Grenzwellenlänge, also die längste Welle, mit der sich noch DX machen läßt, beträgt etwa 50 bzw. 100 m. Nun zeigt sich, daß längere Wellen entsprechend der stärkeren Krümmung auch stärker absorbiert werden. Man wird daher auf große Entfernungen möglichst nahe der unteren Grenzwellenlänge arbeiten. Allerdings gilt dabei eine gewisse später zu besprechende Einschränkung. Dagegen ist für kurze Entfernungen die obere Grenzwellenlänge vorzuziehen, da hier keine tote Zone auftritt. Ueber der oberen Grenzwellenlänge zu arbeiten, hat keinen Zweck, da mit zunehmender Wellenlänge nur die Absorptionsverluste zu- und die Reichweiten abnehmen. Als exakt gelten alle diese Ueberlegungen nur, wenn wirklich auf dem ganzen Weg, den die Welle durchläuft, der gleiche Ionisationszustand herrscht. Genau ist das nie der Fall, am ehesten noch in nord-südlicher Richtung. Doch kann man von konstanten Verhältnissen reden, wenn der ganze Weg entweder im Licht oder im Dunkeln liegt. Was die tote Zone anlangt, so macht sich diese Ungleichmäßigkeit dadurch bemerkbar, daß bei Einbruch der Dunkelheit die tote Zone nach Osten viel früher zu wachsen beginnt als nach Westen, während bei Tagesanbruch das Gegenteil der Fall ist.

#### **g) Störungen**

Bei den Störungen, die beim Kurzwellenverkehr auftreten, müssen wir, abgesehen von denen rein örtlicher Natur, zwei Arten unterscheiden: 1. solche, die durch unregelmäßige Ausbreitung bedingt sind und sich in einer Schwächung des Empfangs bemerkbar machen; 2. die Luftstörungen, die rein akustisch wirken.

#### **h) Luftstörungen**

Die Luftstörungen treten, wie bei den Rundfunkwellen, ziemlich unregelmäßig und sehr mannigfaltig in ihrer Erscheinungsform (knacken, krachen, brodeln usw.) auf. Sie sind in elektrischen Ausgleichsvorgängen in der Atmosphäre bedingt und daher in der heißen Jahreszeit und in heißen Zonen am stärksten. Zu Zeiten können sie einen Empfang überhaupt unmöglich machen. Ihre Intensivität ist bei kürzeren Wellen geringer. Bei Wellen unter 10 m sind sie praktisch nicht mehr vorhanden. Man wird daher im Verkehr mit Ländern in der Nähe des Äquators, die dauernd unter sehr starken Luftstörungen leiden, abgesehen von dem oben erwähnten Grund, die kürzere Welle der längeren nach Möglichkeit vorziehen. Versuche, eine Gesetzmäßigkeit der Luftstörungen zu finden, sind angestellt worden, doch sind die Verhältnisse so verwickelt, daß es zu weit führen würde, hier darauf einzugehen.

#### **i) Fading**

Von den Störungen, die eine Schwächung des Empfanges hervorrufen, ist die bekannteste der Schwund oder Fading. Er tritt in zwei Erscheinungsformen auf, als Interferenz- und als Polarisationsfading. Der Interferenz-

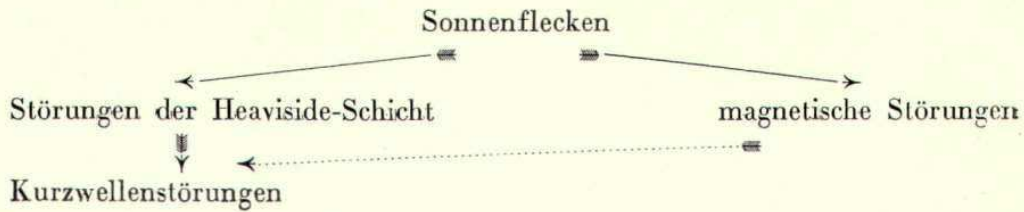


fading ist darauf zurückzuführen, daß Wellen auf verschiedenen Wegen zum Empfänger gelangen; je nach der Phasenlage der eintreffenden Wellenzüge ergibt sich eine Verstärkung oder Schwächung des Empfangs. Da nun die Heavisideschicht dauernd kleinen Schwankungen unterworfen ist, ändert sich dauernd die Wegdifferenz und damit die Phasenlage der verschiedenen Strahlen. Dadurch entstehen am Empfangsort unregelmäßige Schwankungen der Lautstärke. Der Interferenzfading durchläuft meist die verschiedenen Wellenlängen und schwächt dabei immer eine bestimmte Frequenz. Man nennt ihn daher auch selektiven Fading. Bei Telephonieempfang bewirkt er, je nachdem er die Seitenbänder oder die Trägerwelle trifft, eine Verzerrung oder eine Schwächung des Empfangs. Den Polarisationsfading führt man auf Änderung der Polarisation durch Schwankungen des magnetischen Erdfeldes zurück. Er betrifft stets ganze Frequenzgebiete, führt also bei Telephonie nur eine Schwächung, aber keine Verzerrung herbei. Die Stärke des Fadings unterliegt großen Schwankungen. Manchmal ist er kaum wahrnehmbar, zu anderen Zeiten geht die Empfangslautstärke auf Null zurück. Die Dauer der Schwundperioden nimmt mit der Wellenlänge ab. Während sie bei Rundfunkwellen oft einige Minuten ist, beträgt sie bei sehr kurzen Wellen nur mehr Bruchteile einer Sekunde. Ueber eine Gesetzmäßigkeit des Fadings ist noch wenig bekannt. Jedoch glaubt man festgestellt zu haben, daß bei starken Störungen des magnetischen Erdfeldes der Fading an Heftigkeit zunimmt. Schwunderscheinungen treten auch besonders stark am Rande der indirekten Zone auf. Durch die dauernden kleinen Schwankungen der Heavisideschicht ändert sich ja die Breite der toten Zone etwas. Eine Station, die an der Grenze der toten und der indirekten Zone liegt, wird daher bald zur einen bald zur anderen gehören, die Lautstärke „flackert“. Man nennt diesen Bereich geradezu „Flackerzone“. Die dort auftretenden sehr heftigen Lautstärkeschwankungen sind also nicht auf Interferenzerscheinungen, sondern auf das dauernde Aus- und Rückwandern der indirekten Zone zurückzuführen.

#### **k) Sonnenflecken und magnetisches Erdfeld**

Außer den Fadings beobachtet man auch Störungen des Kurzwellenempfangs von wesentlich längerer Dauer. Man unterscheidet dabei Lang- und Kurzstörungen. Die Langstörungen dauern oft mehrere Tage, treten auf der ganzen Welt gleichmäßig auf und bewirken eine Schwächung sämtlicher Kurzwellen. Sie sind schuld an dem typischen schlechten „DX-Wetter“. Einen Zusammenhang mit den Schwankungen des magnetischen Erdfeldes wurde einwandfrei beobachtet. Sie fallen immer mit starken magnetischen Störungen zusammen. Trotzdem führt man sie in der Hauptsache nicht darauf zurück, nimmt vielmehr für beide Erscheinungen die gleiche Ursache an. Man glaubt, daß von den Sonnenflecken aus eine magnetisch ablenkbare Strahlung an den Polen in die obere Atmosphäre eindringt, sich über die ganze Erde ausbreitet und außer dem Nordlicht eine Strudelbildung in der Heavisideschicht hervorruft. Gleichzeitig bewirkt sie eine Störung des magnetischen Erdfeldes. Bis zu einem gewissen Grad wirkt dann auch wieder das Erdfeld auf die Heavisideschicht ein, doch erst in zweiter Linie. Wir erhalten also folgendes Schema:





Die lange Dauer diese Störungen sowie eine gewisse Nacheilung gegenüber den magnetischen Schwankungen läßt sich dadurch erklären, daß alle Ausgleichsvorgänge in der Heaviside-Schicht, also hier die Beruhigung der Wirbel, sehr langsam vor sich gehen. Von den Langstörungen werden natürlich in erster Linie die Wellenzüge großer Reichweite, die große Wege in der Heaviside-Schicht zurücklegen, betroffen. Auf kurze Entfernungen machen sie sich nicht so stark bemerkbar.

Die Kurzstörungen treten nur auf der Tagseite der Erde auf, ihre Dauer beträgt oft nur eine Stunde. Sie betreffen sämtliche, auch die langen Wellen. Man führt sie auf eine durchdringende vom Erdfeld nicht ablenkbare Strahlung der Sonne zurück, die in die unteren Schichten der Atmosphäre eindringt und diese stark ionisiert. Infolge des höheren Druckes geht dort die Beruhigung schnell vor sich, daher die kurze Zeitdauer. Diese Störungen beeinflussen naturgemäß auch den Verkehr auf kurze Entfernungen erheblich.

### 1) Mehrfachzeichen und Dopplereffekt

Eine weitere Störung des Kurzwellenempfangs entsteht dadurch, daß in vielen Fällen die Wellen auf ganz verschieden langen Wegen zum Empfänger gelangen. Die Zeichen treffen dann nicht gleichzeitig am Empfangsort ein und erscheinen verwaschen oder mehrmals hintereinander. Man spricht deshalb von Mehrfachzeichen und unterscheidet dabei nach Erscheinungsform und vermutlicher Ursache vier Arten. Mehrfachzeichen erster Art entstehen, wenn die Wellen in einem Bündel dicht nebeneinander liegender Ausbreitungswege verlaufen, deren Länge nur wenig voneinander verschieden ist. Die Zeitdifferenz zwischen den einzelnen Wellenzügen beträgt etwa  $\frac{1}{1000}$  sec., man nennt diese Erscheinung auch „Hallen“. Im Telegraphieverkehr ist sie überhaupt nicht wahrnehmbar, nur bei der Bildtelegraphie mit ihren außerordentlich kurzen Impulsen macht sie sich in einer Verbreitung der Linien bemerkbar. Mehrfachzeichen zweiter Art erklärt man durch Zwischenreflexionen auf dem Erdboden. Sie sind bisher nur im Nahverkehr festgestellt worden, man nennt sie daher auch „Nahechos“. Die Verzögerung gegenüber dem direkten Zeichen beträgt  $\frac{1}{100}$  sec. Bei Tempo 60 dauert ein Punkt etwa  $\frac{1}{10}$  sec., das Mehrfachzeichen hört sich also höchstens wie ein kleiner Klix am Ende des Zeichens an. Auch bei Tempo 120 wird es noch nicht als störend empfunden. In der Schnelltelegraphie beginnen dagegen bei Tempo 600 die Zeichen vollständig ineinanderzuzufließen. Bei Telephonie läßt ein Nachhall von  $\frac{1}{100}$  sec. Sprache und Musik höchstens voller klingen. Eigentlich störend sind für den Amateur nur die Mehrfachzeichen dritter Art. Sie entstehen, wenn der Erdball von einem Signal in beiden Richtungen oder mehrmals umkreist wird. Ersteres tritt hauptsächlich im Winter tagsüber, letzteres fast nur im Sommer 12 Stunden dagegen verschoben auf. Die Zeitdifferenz zwischen



den einzelnen Zeichen liegt schon in der Größenordnung eines Punktes bei mäßigem Tempo ( $\frac{1}{10}$  sec.). Da die Amplituden oft nur wenig verschieden sind, können die Signale vollständig unleserlich werden. Im Großstationsverkehr schützt man sich gegen Rückwärtszeichen durch Reflektoren; gegen Zeichen, die den Erdball mehrmals umkreisen, ist man machtlos. Im Amateurverkehr konnten Mehrfachzeichen dritter Art z. B. auf 20 m im Verkehr mit Kalifornien beobachtet worden. Sie machen zeitweise den Verkehr überhaupt unmöglich. Mehrfachzeichen vierter Art oder Weltraumechos nennt man die sehr schwachen Zeichen, die einige Minuten nach dem ersten Signal zeitweise beobachtet werden. Man erklärt sie durch Reflektionen an irgendwelchen Schichten außerhalb unserer Atmosphäre. Praktische Bedeutung haben sie nicht.

Bereits beim Fading haben wir gesehen, daß sich die Länge des Weges, den die Wellen zurücklegen, dauernd etwas ändert. Das wirkt sich genau so aus, als wenn Sender und Empfänger sich nähern oder voneinander entfernen würden. Dann ist aber die empfangene Wellenlänge nicht mehr gleich der ausgesandten. Es tritt vielmehr ein Dopplereffekt auf. Dabei ist die Abweichung der empfangenen Welle von der ausgesandten um so größer, je schneller die scheinbare Entfernungsänderung erfolgt. Die Abweichung kann bei Wellen unter 20 m bereits einige 1000 Hertz betragen. Bei der Bildtelegraphie wirkt sich der Dopplereffekt in einer Verzerrung der Bilder aus. Bei Ueberlagerungsempfang beobachtet man eine scheinbare Inkonzanz der Senderwelle. Im Amateurverkehr denkt man natürlich bei einer Frequenzschwankung des empfangenen Senders eher an alles andere als an einen Dopplereffekt.

#### m) Wetter

Der Einfluß des Wetters, d. h. der atmosphärischen Verhältnisse auf die Ausbreitung ist ein reichlich umstrittenes Kapitel. Es ist auf diesem Gebiet von Amateuren schon allerhand „festgestellt“ worden, was bei Fachleuten erhebliches Kopfschütteln oder mitleidiges Lächeln hervorgerufen hat. Das Ansehen der Amateure hat dadurch nicht gerade zugenommen. Es sei daher bei Feststellungen auf diesem Gebiet größte Vorsicht anempfohlen. Vor allem müssen wir uns darüber klar sein, wo überhaupt eine Beeinflussung des Strahlenganges durch das Wetter auftreten kann. Sämtliche meteorologischen Vorgänge spielen sich in verhältnismäßig geringer Höhe über dem Erdboden ab. Als obere Grenze werden im allgemeinen 10 km angenommen. Wir sehen nun, daß die Raumstrahlung besonders bei großen Reichweiten nur zwei ganz kurze Strecken in diesem Bereich läuft, nämlich unmittelbar am Sender und Empfänger. Der ganze übrige Weg liegt in einer vom Wetter nicht beeinflussten Zone. Auf den beiden Strecken in der Troposphäre (unterste Schicht der Atmosphäre) kann nur dann die Strahlung beeinflusst werden, wenn dort erhebliche elektrische Inhomogenitäten bestehen. Bei genauer Ueberlegung zeigt sich, daß eine merkliche Ablenkung der Wellen in dieser Schicht wohl den Gang der einzelnen Strahlen, nicht aber die allgemeine Ausbreitung beeinflussen kann. Nur eine starke Reflektion oder Absorption an einer Unstetigkeitsstelle kann von erheblicher Wirkung sein. Um das festzustellen, genügt aber nicht die Wetterkarte oder gar nur der Barometerstand, sondern



dazu ist eine genaue Kenntnis der Zusammensetzung der über Sender und Empfänger liegenden Luftmasse nötig. Am ehesten werden sich Einflüsse noch bei der Aus- oder Rückwanderung sowie bei der kurzen Grenzwellen feststellen lassen.

Ob noch irgendwelche andere Faktoren bei der Ausbreitung mitspielen, läßt sich nicht entscheiden. Allgemein kann man soviel sagen, daß die Ausbreitungsverhältnisse um so unregelmäßiger werden, je näher man an die untere Grenzwellen herangeht. Man wird daher trotz der besprochenen Vorteile sich dieser Grenze nicht allzusehr nähern.

#### n) Tag-, Nacht-, Uebergangswellen

Im Großstationsverkehr auf große Entfernungen ist es üblich, die Wellen nach ihrer Verwendbarkeit in Tagwellen von 14—19 m, Nachtwellen von 25—50 m und Uebergangswellen von 19—25 m einzuteilen.

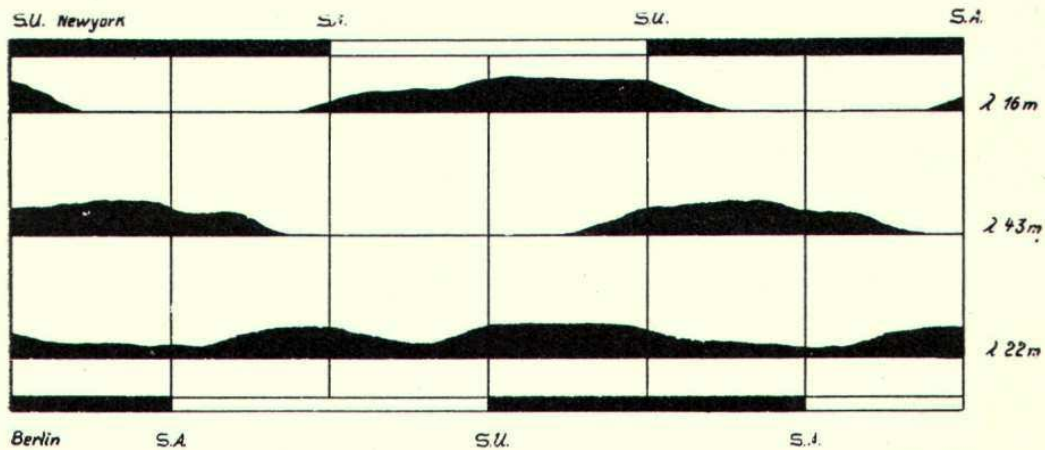


Fig. 265  
Lautstärkeschwankungen im Laufe des Tages

Die Tagwellen sind im allgemeinen brauchbar, so lange der größte Teil des Weges hell ist. Die Verkehrsmöglichkeit beginnt mit dem Anfang der gemeinsamen Helligkeit und endet im Winter, wenn ein Teil des Weges bereits im Dunkeln liegt. Von da ab liegen sie unter der kurzen Grenzwellen. In Sommernächten dauert oft die Verkehrsmöglichkeit wegen der geringen Abnahme der Ionenkonzentration die ganze Nacht hindurch. Die Nachtwellen sind am günstigsten, wenn der ganze überbrückte Weg im Dunkeln liegt. Die Uebergangswellen füllen Lücken zwischen gemeinsamer Helligkeit und Dunkelheit aus, sind aber auch bei Tag brauchbar. Der Lautstärkeverlauf für die einzelnen Gruppen geht aus Fig. 265 hervor. Eigentlich gibt es für jede Entfernung und jede Tages- und Jahreszeit eine günstigste Betriebswelle, aber man wird aus naheliegenden Gründen versuchen, mit möglichst wenig Wellen auszukommen. Wellen über 50 m, die sich in erster Linie für kürzere Entfernungen eignen, werden vorläufig noch wenig verwendet; hier behaupten die mittleren und langen Wellen ihr Feld.



### o) Die Amateurbänder

Die Amateure, anfangs Alleinherrscher der kurzen Wellen, haben mit zunehmender kommerzieller Verwendung immer mehr an Raum verloren und sind jetzt auf einige schmale Bereiche, die Amateurbänder (10, 20, 40, 80, 160 m) beschränkt, die jedoch — mit Ausnahme des zu schmalen 40-m-Bandes — für ihre Bedürfnisse genügen. Leider werden diese Reservatgebiete von einer Reihe Großstationen nicht geachtet. Das ist um so bedauerlicher, als außerhalb der Amateurbänder noch genügend Platz für eine ganze Reihe Sender ist.

#### p) 10 m

Das 10-m-Band in unmittelbarer Nähe der kurzen Grenzwelle ist nur dann brauchbar, wenn der ganze überbrückte Weg hell ist. Es werden also bei Sonnenaufgang sämtlich östlich gelegene Stationen, die auch Tag haben und über 2500 km entfernt sind, hörbar. Dann rückt der Hörbarkeitsbereich nach Westen vor, die fernen östlichen Stationen fallen bereits in die Dunkelheit. Die tote Zone wird etwas kleiner. Kurz vor Einbruch der Dunkelheit am Empfangsort ist die größte Reichweite nach Westen, östliche Stationen sind bereits unhörbar. Wenig später hört jeder Empfang auf. An vielen Tagen, besonders im Winter, liegt jedoch die Grenzwelle infolge eines geringeren Ionisationsgradienten über 10 m. Dann ist das Band überhaupt unbrauchbar. Es zeichnet sich also vor allem durch Unregelmäßigkeit aus. Daß die Verwendung so kurzer Wellen keine Vorteile im Weitverkehr mehr bringt, geht schon daraus hervor, daß keine Großstation unter 14 m arbeitet. Die Beobachtung des 10-m-Bandes hat aber trotzdem insofern Wert, als sich aus den Schwankungen der Grenzwelle direkte Schlüsse auf den Ionisationszustand der oberen Atmosphäre ziehen lassen.

#### q) 20 m

Komplizierter sind schon die Verhältnisse auf dem 20-m-Band. Maßgebend für die Ausbreitung sind immer zwei Faktoren, Strahlengang und Absorption. Grundsätzlich keine Verkehrsmöglichkeit ist vorhanden, wenn über Sender oder Empfänger der Ionisationsgradient so gering ist, daß die ausgestrahlten Wellen nicht zur Erde zurückgekrümmt werden. Dann liegt für dieses Gebiet das 20-m-Band unter der kurzen Grenzwelle. Das ist im allgemeinen nachts, besonders im Winter, der Fall. Der Empfang beginnt, sobald kurz nach Sonnenaufgang der Ionisationsgradient genügend groß geworden ist und er hört auf, wenn einige Stunden nach Sonnenuntergang der Gradient wieder unter diesen Wert gesunken ist. Es läuft also dauernd eine empfangslose Zone um die Erde herum, deren Breite sich nach dem örtlichen Sonnenauf- und Untergang richtet. Sie erreicht in unseren Breiten im Januar ihre größte und im Juli ihre geringste Ausdehnung und kann in Sommer Nächten mit hohem Ionisationsgradient überhaupt verschwinden. Auf der südlichen Halbkugel gilt natürlich das Gegenteil, am Äquator ändert sich ihre Ausdehnung überhaupt nicht, an den Polen dauert die empfangslose Zeit so lange wie die Polarnacht. Zwischen allen Punkten, die außerhalb dieses Bereiches liegen, ist dem Strahlengang nach Verkehr möglich. Ob wirklich die Lautstärke ausreicht, hängt von den Verlusten ab, die auf der überbrückten



Strecke auftreten. Diese sind verhältnismäßig groß, wenn die ganze Strecke Tag hat, die günstigsten Uebertragungsverhältnisse sind also, wenn ein Teil des Weges bereits im Dunkel liegt. Auf die Strecke Deutschland—U. S. A. angewandt, bedeutet das: Die Verkehrsmöglichkeit beginnt mit dem Sonnenaufgang in Amerika, also gegen 11 Uhr mitteleuropäischer Zeit ( $\pm 2$  Stunden je nach Jahreszeit), doch ist die Lautstärke zunächst noch gering, in vielen Fällen ist die Energie der Amateurstationen überhaupt zu klein, um „durchzukommen“. Während des Tages ändert sich wenig. Gegen Sonnenuntergang in Deutschland nimmt dann die Lautstärke zu, da die Verluste in der Heaviside-Schicht dauernd abnehmen. Einige Stunden nach Sonnenuntergang erreicht die Lautstärke ein Maximum, wenig später reißt jede Verkehrsmöglichkeit ab. Aehnlich sind die Bedingungen nach Südamerika, doch müssen hier die Wellen am Aequator eine sehr stark ionisierte Schicht passieren und erleiden dabei starke Verluste. Südamerika ist daher normaler Weise schwerer als Nordamerika zu erreichen. Aus ähnlichen Ueberlegungen ergeben sich als günstigste Zeiten für die fernen östlichen Länder (Japan, Malaische Inseln, China, Indien) die Nachmittagsstunden, für Südafrika die Abenddämmerung. Nordafrika ist tagsüber, Australien und Neuseeland kurz nach Sonnenaufgang und gegen Sonnenuntergang zu hören, wobei die Wellen von uns aus einmal auf dem kürzeren Weg nach Osten und einmal auf dem längeren nach Westen um die Erde laufen. Die tote Zone beträgt bei Tag 700—800 km, doch kann sie an Tagen mit hohem Ionisationsgradient auf 400—500 km heruntergehen. Abends nimmt ihre Ausdehnung rapid zu, kurz bevor der Empfang überhaupt aussetzt, erreicht sie eine Breite von zirka 2500 km. Von den europäischen Stationen sind also meist nur die entfernteren und diese nur tagsüber zu erreichen. Das 20-m-Band ist daher das eigentliche DX-Band und sollte für Europaverkehr nur in Ausnahmefällen benutzt werden. Im übrigen reagieren die Ausbreitungsbedingungen auf dem 20-m-Band sehr empfindlich auf Störungen in der Heaviside-Schicht, das Band zeigt daher große Unregelmäßigkeiten, die oft in lang dauernden Empfangsstörungen bestehen. Ein typisches Beispiel dafür war das Jahr 1930 mit seiner starken Sonnenfleckentätigkeit, in dem gute Verkehrsbedingungen eine Seltenheit waren. Sehr angenehm sind auf 20 m die geringen Luftstörungen.

#### r) 40 m

Das 40-m-Band liegt immer über der kurzen Nachtgrenzwelle und unter der langen Taggrenzwelle, es ist also dem Strahlengang nach stets für die Ueberbrückung großer Entfernungen geeignet. Zu jeder Tageszeit dringt ein Strahlenbündel in den Bereich der Heaviside-Schicht ein, in dem es längere Zeit der Erdkrümmung folgen kann. Bei Tag sind jedoch die Absorptionsverluste zu groß. Große Reichweiten werden nur dann erzielt, wenn der größte Teil des Weges im Dunkeln liegt. Die Verkehrsmöglichkeit zwischen Deutschland und U. S. A. beginnt also etwa eine Stunde vor Sonnenuntergang in Amerika, die Lautstärke wächst dann rasch an, bleibt die ganze Nacht hindurch ziemlich konstant und beginnt kurz nach Sonnenaufgang in Deutschland rasch zu fallen. Eine halbe Stunde später ist der Verkehr bereits unmöglich geworden. Südamerika ist auf 40 m schwer zu erreichen, da dort die Luftstörungen auf dieser verhältnismäßig langen Welle außerordentlich



stark sind. Der Empfang der östlichen Länder einschließlich Australien und Neuseeland beginnt etwa eine Stunde vor Sonnenuntergang bei uns und endet, wenn über der Gegenstation die Sonne aufgegangen ist. Ozeanien ist jedoch auch zur Morgendämmerung auf dem längeren Weg zu erreichen. Daneben ist das 40-m-Band besonders am Tag für Verkehr auf kleine und mittlere Entfernung geeignet. Die normale Tagesreichweite beträgt 700—800 km, die tote Zone besteht in einem Bereich schwachen Empfangs von etwa 120 km Breite. Abends wächst die Lautstärke merklich, fernere Stationen werden hörbar, gleichzeitig vergrößert sich die tote Zone, die nachts wirklich in einer empfangslosen Zone besteht. Kurz bevor die Stationen davon erreicht werden, haben sie ihre größte Lautstärke. Schließlich umfaßt die tote Zone fast ganz Europa, nur noch einige Engländer, Spanier, Portugiesen und Russen sind hörbar. In dem abendlichen Lautstärkeabfall der Stationen bei der Auswanderung der indirekten Zone konnten charakteristische Unterschiede festgestellt werden, doch fehlt noch eine exakte Erklärung. Infolge seiner universellen Verwendbarkeit erfreut sich das 40-m-Band größter Beliebtheit und ist vollständig überfüllt. Störungsfreier Verkehr in den Abendstunden ist fast unmöglich. Eine Reihe französischer und spanischer Telephoniestationen arbeitet daher zwischen 43 und 47 m. Vor allem leidet unter der Enge der DX-Verkehr. So ist es glücklicher Zufall, wenn es gelingt, in den Abendstunden eine ferne östliche Station aus dem Durcheinander herauszufischen. Dagegen sind ab Mitternacht die U. S. A.-Sender ausgezeichnet aufzunehmen, soweit sie sich nicht gegenseitig stören, da um diese Zeit die tote Zone bei uns schon so groß geworden ist, daß nur mehr ganz entfernte europäische Stationen stören können. Umgekehrt ist es fast ganz ausgeschlossen, daß gleichzeitig in Amerika Europäer empfangen werden können, da das ganze Land vom inneramerikanischen Verkehr zugedeckt wird. Sucht man sich dagegen oberhalb des Bandes eine Lücke zwischen den Großstationen, so ist störungsfreier U. S. A.-Verkehr möglich. Die Luftstörungen sind auf dem 40-m-Band besonders in Sommernächten recht erheblich. Im allgemeinen ist das Band wesentlich zuverlässiger als 20 m.

#### s) 80 m

Das 80-m-Band ist das „klassische“ Band der Kurzwellensenderei. In den Jahren 1924/25 war es fast ausschließlich in Benutzung. Ohne gründlich erforscht zu sein, wurde es dann verlassen und verödete vollständig. Erst im Frühjahr 1930 wurde es von einigen deutschen Amateuren wieder „entdeckt“ und erfreut sich seit der Zeit steigender Beliebtheit. Es ist erfreulich, daß gerade deutsche Amateure diesen ersten positiven Schritt zur Entlastung des 40-m-Bandes getan haben. Das 80-m-Band ist kein Reservatgebiet der Amateure, vielmehr ist der Bereich von 75—85,6 m für Versuche jeder Art freigegeben. In Deutschland ist den Amateuren nur die Benutzung der Wellen zwischen 82,2 und 85,6 m gestattet. International wird vorläufig nur die obere Hälfte des Bandes von 80—85,6 m von Amateuren benutzt. Was die Ausbreitung anlangt, so liegt bei Tag das 80-m-Band weit über der langen Grenzwellenlänge, Krümmung und Absorption in der Heaviside-Schicht sind sehr groß, große Reichweiten können nicht erzielt werden. Immerhin ist mit nicht allzu geringer Energie ziemlich sicherer Verkehr über 300—400 km möglich. Die Lautstärken sind dabei nicht groß. Tote Zone tritt bei Tag



keine auf. Gegen Abend wächst die Lautstärke und Reichweite erheblich. Nachts liegt das Band unter der langen Grenzwellenlänge, es tritt daher eine tote Zone von 50—150 km Breite auf, die in einem Bereich stark schwankenden Empfangs steht. In Nächten mit besonders kleinem Ionisationsgradienten kann die tote Zone eine Breite von 400 km (fast ohne Empfang) erreichen. Tagsüber ist dann meist die Lautstärke anormal groß. Das Auftreten der toten Zone ist der beste Beweis, daß wir es auch auf 80 m in erster Linie mit Raumstrahlung zu tun haben. Nachts besteht natürlich die Möglichkeit, große Entfernungen zu überbrücken, besonders im Winter, wenn die Absorptionsverluste gering sind. Vorläufig konnte allerdings nur U. S. A. erreicht werden, da in anderen außereuropäischen Ländern das 80-m-Band noch nicht wieder entdeckt ist. Die Schwierigkeit im U. S. A.-Verkehr besteht darin, daß das Band im inneramerikanischen Verkehr sehr beliebt ist und europäische Stationen vollständig zugedeckt werden. Die günstigste Verkehrszeit sind daher die frühen Morgenstunden, da um diese Zeit der inneramerikanische Verkehr größtenteils beendet ist. Dank seiner Eigenschaften wäre das 80-m-Band dazu berufen, zumindest im Winter vom Spätnachmittag an den gesamten innereuropäischen Verkehr auf mittlere Entfernungen zu übernehmen um das 40-m-Band für den Weitverkehr freizumachen. Dabei könnte der Bereich von 75—85,6 m fast die doppelte Anzahl Stationen aufnehmen, wie das 40-m-Band. Im Sommer ist das 80-m-Band wegen der zeitweise sehr heftigen Luftstörungen weniger geeignet.

#### t) 160 m

In neuester Zeit beginnt man sich auch für das 160-m-Band zu interessieren. Es gehört eigentlich gar nicht mehr zu den Kurzwellen, denn es liegt auch bei Nacht weit über der langen Grenzwellenlänge. Tote Zone und Strahlen großer Reichweite treten nicht mehr auf. Bei Tag sind die Absorptionsverluste so groß, daß bei Sendern geringer Energie überhaupt keine nennenswerte Reichweite auftritt. Bei Nacht wurden bisher Strecken von etwa 1000 Kilometer überbrückt. Dabei liegen normalerweise die Lautstärken unter den 80-m-Werten. Bedeutung dürfte das 160-m-Band nur für den Verkehr mit Stationen erlangen, die innerhalb der toten Zone auf 80 m liegen, also auf Entfernungen bis zirka 150 km. Nur in Nächten mit anormal niedrigem Ionisationsgradienten (große tote Zone auf 80 m) ist es auch für größere Entfernungen mit Vorteil einzusetzen.



## 11. Stromversorgung von Empfängern und Sendern

Für die Energieversorgung von Empfängern und Sendern benötigt man drei verschiedene Arten von Spannungsquellen:

1. Die Heizspannung, durch welche die Glühfäden der Röhren versorgt werden, je nach des Art des Betriebes Gleich- oder Wechselspannung. Bei Empfängern kommen heute fast nur noch Spannungen von 4 Volt für direkte und indirekte Heizung und 20 Volt für indirekte Gleichstromheizung aus dem Netz in Frage. Senderröhren benötigen Spannungen von 4—30 Volt. Der Stromverbrauch der Batterieempfänger bewegt sich heute in der Größenanordnung von einigen Zehntel Ampere, derjenige der Netzempfänger bei einigen Ampere. Gleichstromnetzapparate kommen heute heute auch bei indirekter Heizung mit einigen hundert mA aus.
2. Die Anodenspannung. Empfänger benötigen etwa 100—250 Volt, bei Amateursendern kommen 250—3000 Volt, bei kommerziellen Sendern auch noch mehr, in Frage. Der Stromverbrauch ist im ersteren Falle einige mA, im letzteren 50 bis einige hundert mA. Gute Befreiung der Gleichspannung von etwa übrigbleibenden Welligkeiten wird gefordert.
3. Die Gittervorspannungen. Empfänger benötigen 1—30 Volt, Sender 10 bis einige hundert Volt. Stromverbrauch findet praktisch nicht statt. Völlige Freiheit von Welligkeit wird vor allem bei Empfängern gefordert.

Bei Empfangsröhren und in einigen Fällen auch bei kleinen Senderröhren wird außer der direkten Heizung, bei welcher die emittierende Kathode von dem sie erwärmenden Strom durchflossen wird, indirekte Heizung benutzt. Diese ist dadurch gekennzeichnet, daß die emittierende Kathode nicht vom Heizstrom durchflossen wird. Sie wird durch einen von der Kathode elektrisch getrennten Glühfaden erhitzt. Die übrigen Kreise sind vollständig vom Heizkreis getrennt. Störungen, Wechselspannungen usw. können also nicht von einem Kreis auf den anderen übertragen werden.

Von dieser Art Heizung wird besonders bei wechselstromgeheizten Empfangsröhren Gebrauch gemacht.

Bei direkt geheizten Röhren wird in vielen Fällen als Spannungsquelle ein Akkumulator oder Sammlerbatterie benutzt. Eine solche Batterie ist ein elektrischer Energiespeicher. Sie ist also imstande, elektrische Energie aufzunehmen und sie in Form chemischer Energie aufzuspeichern. Nach der Ladung (dem Speichervorgang) kann nach Bedarf die chemische Energie wieder in elektrische zurückverwandelt werden.



## I. Akkumulatoren

In den meisten Fällen werden Bleisammler benutzt. Diese enthalten in einem Gefäß zwei verschiedene Arten von Bleiplatten in verdünnter Schwefelsäure. Die Platten sind gitterartig gegossen. Die Maschen sind mit einer aktiven Masse ausgestrichen. Unter dem Einfluß des Ladestromes wird das Bleisulfat ( $\text{PbSO}_4$ ), welches sich aus der aktiven Masse unter Einwirkung der Säure bildet, an den positiven Platten in Bleisuperoxyd ( $\text{PbO}_2$ ) von brauner Farbe, an den negativen Platten in schwammiges metallisches Blei von hellgrauer Farbe umgewandelt. Die aktiven Massen, welche in die Platten eingestrichen werden, bestehen aus ähnlichen Verbindungen. Sie ergeben im Betrieb ein lockeres, schwammiges Gefüge, welches der Schwefelsäure eine große aktive Oberfläche bietet. Dadurch wird die Aufnahmefähigkeit des Sammlers vergrößert. Bei der Entladung wird die aktive Masse wieder in ihren Anfangszustand zurückverwandelt. Würde man die Zurückverwandlung vollständig vornehmen, so würde die aktive Masse der Batterie leiden. Die durchschnittliche Spannung an den Klemmen einer Zelle beträgt bei Entladung 2 Volt. Sie darf aus obenerwähnten Gründen nicht unter 1,8 Volt sinken. Bei dieser Spannung ist der Akku als entladen anzusehen. — Da die Schwefelsäure, besonders in entladenerem Zustande, die Platten angreift und der Akku sich mit der Zeit von selbst entlädt, so ergibt sich, daß derselbe niemals längere Zeit in entladenerem Zustande stehen darf, ferner, daß er bei Nichtbenutzung etwa alle vier Wochen neu geladen werden muß. Ist dies nicht angängig, so kann man ihn vollständig laden und nun die Säure ausgießen. In diesem trockenen Zustande kann er unbegrenzt lange stehenbleiben.

Durch die innere Umwandlung im Sammler ändert sich die Farbe der Platten und die Dichte der Schwefelsäure. In einem gut geladenen Akkumulator hat die positive Platte eine tiefbraune, die negative eine hellgraue Farbe. Die Farbunterschiede sind jedoch kein Kennzeichen dafür, ob der Sammler geladen ist oder nicht.

Die Säuredichte muß bei geladener Batterie 28 Bé (Beaumégrade) betragen, was einem spezifischen Gewicht von 1,24 entspricht. Bei geladener Batterie betragen diese Werte 18 Bé bzw. 1,14 spez. Gewicht. Diese müssen stets eingehalten werden, wenn die Batterie eine lange Lebensdauer haben soll. Die Säuredichte wird mit einem sogenannten Aräometer gemessen. Dieses ist ein Schwimmer, der bei verschiedener Dichte der Säure verschieden tief eintaucht. Die Eintauchtiefe wird an einer Skala abgelesen, die direkt in Bé geeicht ist. Einzelne Sammler haben in ihrem Glasgefäß einen kleinen Schwimmer, welcher die Säuredichte anzeigt. Der zulässige höchste und tiefste Stand des Schwimmers wird durch Marken angegeben. — Gleichzeitig mit der Dichte muß auch die Spannung der Zellen gemessen werden. Beide Messungen zusammen ergeben zuverlässig Aufschluß über den Ladungszustand der Batterie. Wenn die Spannung derselben auf 1,8 Volt pro Zelle gesunken ist, so ist sie völlig entladen und muß unter Beobachtung der Säuredichte so lange geladen werden, bis die Spannung derselben, unter Ladestrom gemessen, 2,6 Volt erreicht hat. An den Platten steigen dann feine Gasblasen empor, die anzeigen, daß eine weitere Energiezufuhr von



denselben nicht mehr aufgenommen werden kann. Wichtig ist, daß die Säure die Platten stets vollständig bedeckt.

Eine andere Art Sammler ist der sogenannte Edison-Akkumulator, welcher Nickel- und Eisenelektroden in Kalilauge enthält. Diese bestehen einerseits aus Eisengittern mit einer Füllung von Eisenoxyd (Minusplatten) andererseits aus Nickelgittern, die Nickelhydroxyd enthalten (Plusplatten). Dieser Akkumulator besitzt eine mittlere Betriebsspannung von 1,2 Volt pro Zelle. Er ist teurer als der Bleisammler, hat aber den großen Vorteil, daß er sehr leicht ist und bei ordentlicher Behandlung eine fast unbeschränkte Lebensdauer besitzt. Er kann im Gegensatz zur Bleibatterie monatelang stehengelassen werden. Man kann ihn ferner bis zur Spannungslosigkeit entladen. Die Ladestromstärke ist nur insoweit begrenzt, als der Elektrolyt nicht zu heiß werden darf. Bei den Bleisammlern dagegen darf die auf der Batterie vermerkte maximale Ladestromstärke auf keinen Fall überschritten werden.

Beim Wiederaufladen der Batterien ist ihr **p o s i t i v e r** Pol mit dem **p o s i t i v e n** Pol, der **n e g a t i v e** Pol der Batterie mit dem **n e g a t i v e n** Pol der Stromquelle zu verbinden. Zur Kontrolle der Ladestromstärke schaltet man zweckmäßig ein Amperemeter dazwischen. Jeder Akkumulator hat eine maximale Ladestromstärke, mit der er geladen werden darf. Das gleiche gilt auch für die Entladung, und es ist ratsam, die von den Fabrikanten angegebenen Werte nicht zu überschreiten. Zum Schluß sei noch bemerkt, daß bei allen beiden Arten von Akkumulatoren darauf zu achten ist, daß sie beim Laden gut entgasen können. Zu diesem Zweck öffne man stets die Verschlußstöpsel. Beim Laden eines Akkumulators nähere man sich diesem niemals mit offenem Feuer (Zigarette usw.), da das bei der Ladung entstehende Knallgas zur Explosion führen kann.

## II. Netzanschluß

Die bequemste und idealste Stromversorgungsart ist die Entnahme des Stromes aus dem Lichtnetz. Bei Wechselstrom geschieht dies mittels Transformatoren, die man im Handel beziehen, aber auch leicht selbst bauen kann. Bei Anschaffung bzw. Bau eines derartigen Transformators achte man stets darauf, daß die Primärwicklung (Netzspannung) und die Sekundärwicklung (Heizspannung) gut voneinander isoliert sind, damit keine Berührungsgefahr besteht, denn die Bedienungsgriffe sowohl des Empfängers wie auch des Senders stehen mit dem Kathodenpotential in Verbindung.

Für die Selbstherstellung und Dimensionierung des Transformators sei nachstehend eine kurze Anleitung gegeben.

### a) Berechnung von Transformatoren

Es kommt fast nie vor, daß ein Amateur seine Eisenkerne zur Herstellung von Transformatoren aus dem Dynamoblech selbst zurechtschneidet oder nach eigenen Angaben stanzen läßt. Aus diesem Grunde wird die Berechnung des Transformators nicht vom Gesichtspunkte eines Konstrukteurs vorgenommen. Es wird vielmehr ein passender Trafokern gesucht, der geeignet ist, die erforderliche Leistung zu verarbeiten. Die Leistungsabgabe eines gegebenen Kernes unter Annahme, daß die Netzfrequenz 50 Hertz beträgt und



das Dynamoblech 12 000 Kraftlinien pro  $\text{cm}^2$  maximal aufzunehmen vermag, ist aus nachstehender Formel zu ermitteln:

$$1) \quad N_I \cdot E = \left[ 1,85 \frac{(q_f \cdot 65)}{100} q_e \right] 0,75$$

Hierbei bedeutet:

- $N_I \cdot E$  = abgebbare Leistung in Volt-Ampere
- $q_f$  = Fensterquerschnitt des Trafokerns in  $\text{cm}^2$
- $q_e$  = Eisenquerschnitt des Trafos in  $\text{cm}^2$
- 1,85 = Formelkonstante (bezogen auf 50 Hertz und 12 000 Kraftlinien)
- $\frac{65}{100}$  = Kupferfüllfaktor
- 0,75 = Wirkungsgrad.

Die Formel 1 ist auf die allgemein im Handel erhältlichen Durchschnittskerne zugeschnitten.

Die Windungszahl der Primärspule ist durch die Spannung  $U$ , die Netzfrequenz  $f$  und durch die maximale Eiseninduktion  $B$  gegeben

$$2) \quad n = \frac{E \cdot 10^8}{4,44 \cdot f \cdot B \cdot (q_e \cdot 0,85)}$$

Hierbei bedeutet:

- $n$  = Windungszahl
- $E$  = Spannung in Volt
- $10^8$  = Umrechnungsfaktor von cgs in Volt
- $4,44 = \frac{2 \pi}{\sqrt{2}}$
- $f$  = Netzfrequenz
- $B$  = Eiseninduktion
- $q_e$  = Eisenkernquerschnitt
- 0,85 = Füllfaktor des Eisenbleches.

Die Formel 2 nach  $\frac{\text{Windungen}}{\text{Volt}}$  aufgelöst, ist

$$3) \quad \frac{n}{E} = \frac{10^8}{4,44 \cdot f \cdot B_{\max} \cdot (q_e \cdot 0,85)}$$

Die Formel 3 ist in der Kurventafel Fig. 266 graphisch dargestellt und ermöglicht zwecks Zeitersparnis die jeweils gesuchten Werte direkt abzulesen.

Die Windungszahlen verhalten sich wie die Spannungen:

$$4) \quad \frac{n_p}{n_s} = \frac{E_p}{E_s}$$

Da stets zuerst die Primärwindungszahl auf Grund der Formel 2 errechnet wird, ist die Formel 4 nach  $n_s$  aufzulösen:

$$5) \quad n_s = \frac{n_p \cdot E_s}{E_p}$$



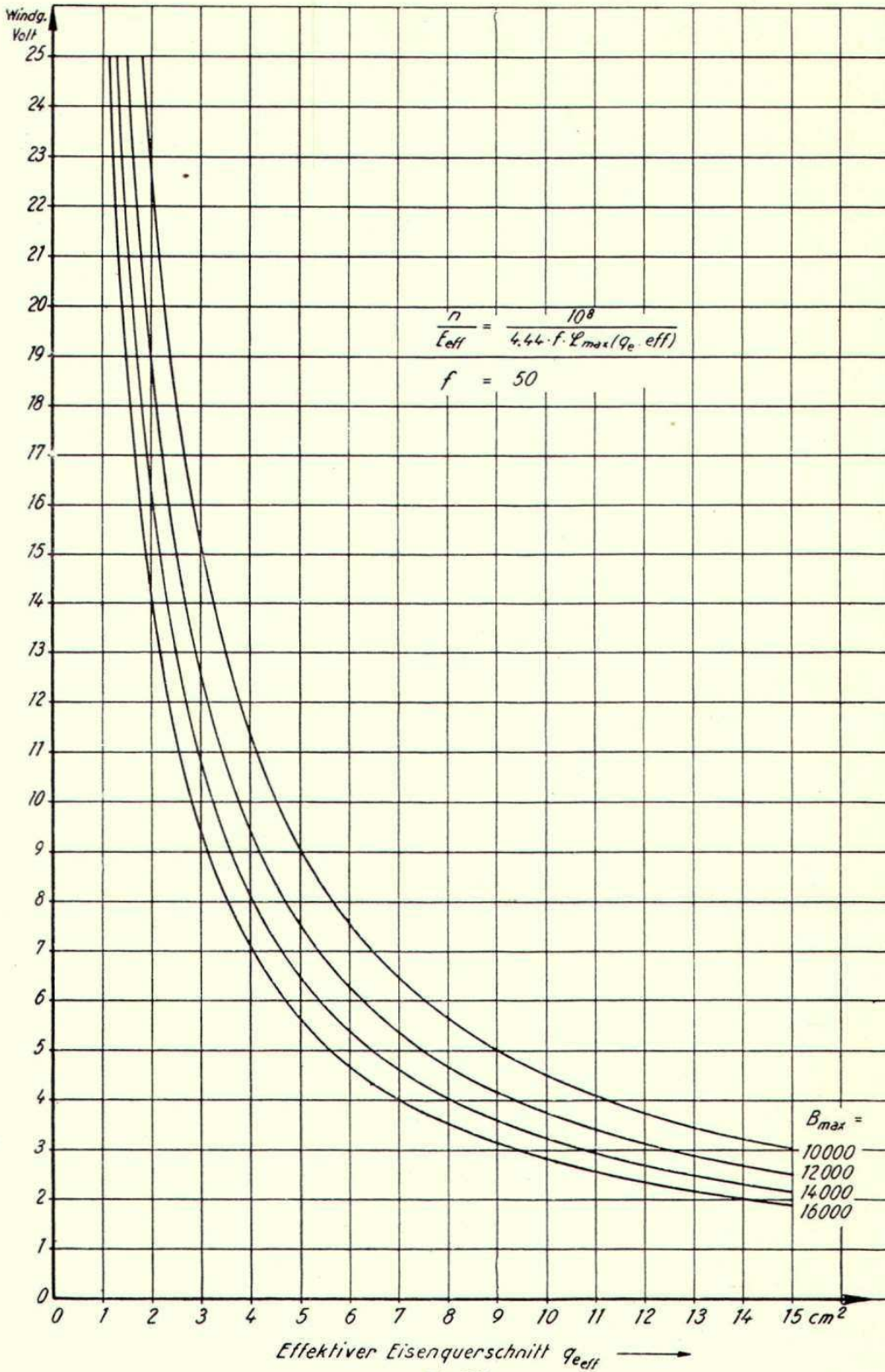


Fig. 266

Eisenquerschnitt und Windungszahlen



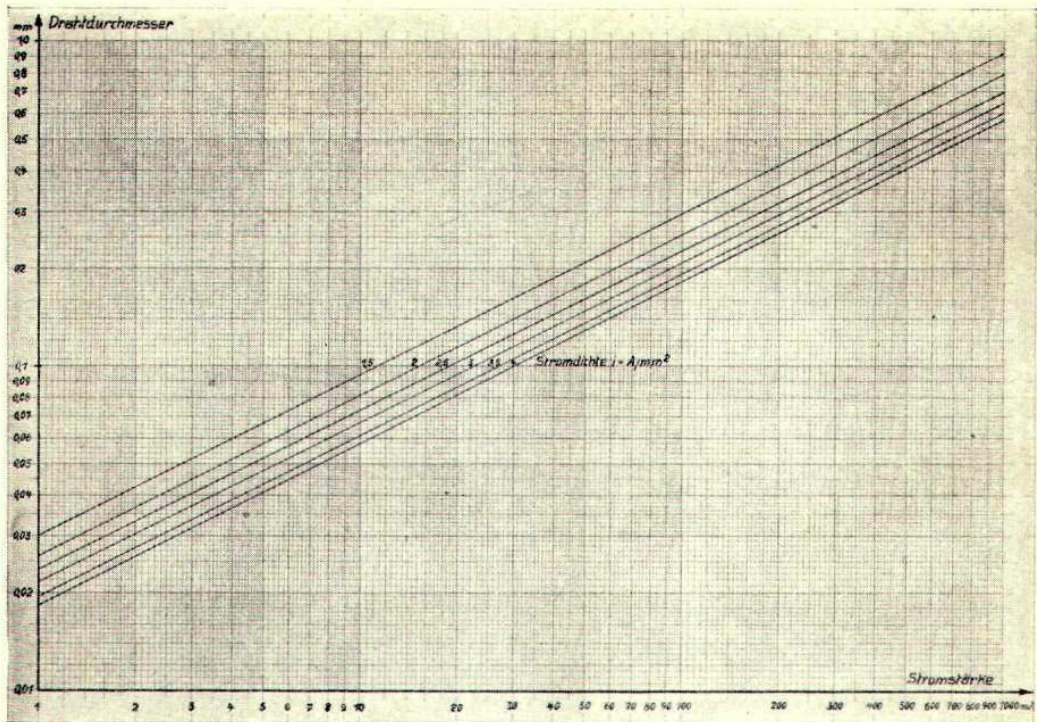


Fig. 267  
Stromstärke und Drahtquerschnitt I

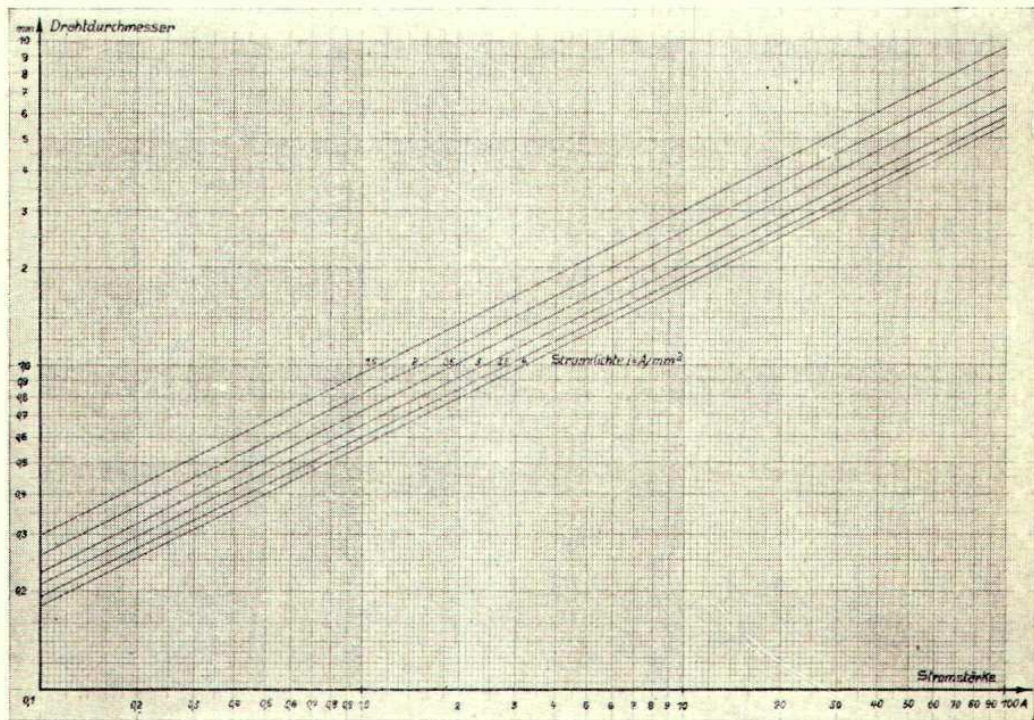


Fig. 268  
Stromstärke und Drahtquerschnitt II



Hierbei bedeutet

- $n_p$  = primäre Windungszahl
- $n_s$  = sekundäre Windungszahl
- $E_p$  = Primärspannung
- $E_s$  = Sekundärspannung

Die zur Herstellung der einzelnen Spulen erforderliche Drahtstärke ist aus den Kurventafeln Fig. 267 und Fig. 268 zu entnehmen. Bei luftgekühlten Trafos ist eine Ubertemperatur von etwa 40 Grad Celsius zulässig, und man

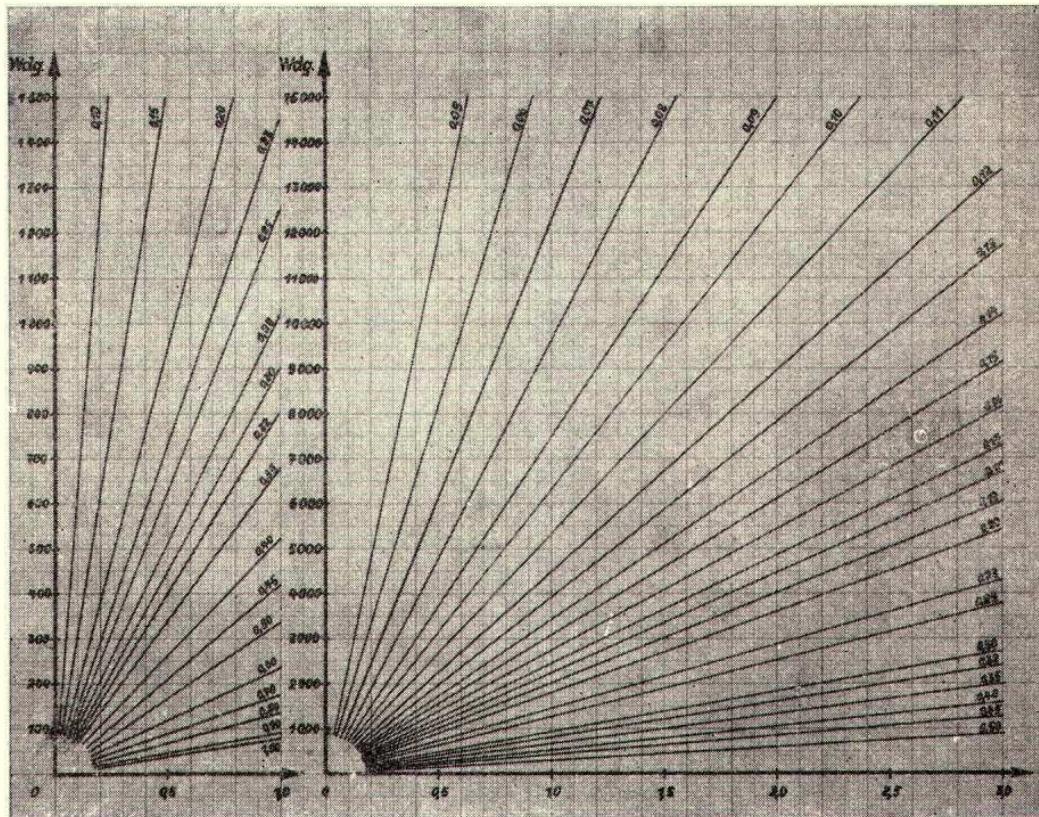


Fig. 269

Fig. 270

wählt daher einen Drahtquerschnitt entsprechend einer maximalen Stromdichte von 3 Amp/mm<sup>2</sup>.

Aus den Kurventafeln Fig. 269 und Fig. 270 ist die pro cm<sup>2</sup> unterzubringende Windungszahl bei einer Drahtstärke von 1 bis 0,05 mm Kupferdraht (Cu. L.) nomographisch zu ermitteln.

Die Formeln 2 und 3 sind für unbelastete Trafos gültig. Bei Belastung des Trafos ist der Ohmsche Spannungsabfall zu berücksichtigen.

Der auftretende Spannungsabfall nach dem Ohmschen Gesetz ist

6) 
$$E = I \cdot R$$

Hierbei bedeutet

- E = Spannungsabfall in Volt
- I = in der Spule herrschende Stromstärke in Ampere
- R = Spulendrahtwiderstand in Ohm.



Der Widerstand eines Drahtes errechnet sich aus der Formel

$$7) \quad R = \frac{l}{K \cdot q}$$

hierbei ist

$$K = \frac{1}{\rho}$$

Es bedeutet

R = Widerstand in Ohm

l = Drahtlänge in m

K = Leitfähigkeit (bei Kupfer 57)

q = Drahtquerschnitt  $\left(\frac{d^2 \cdot \pi}{4}\right)$  in mm<sup>2</sup>

ρ = spez. Widerstand (bei Kupfer 0,0175\*)

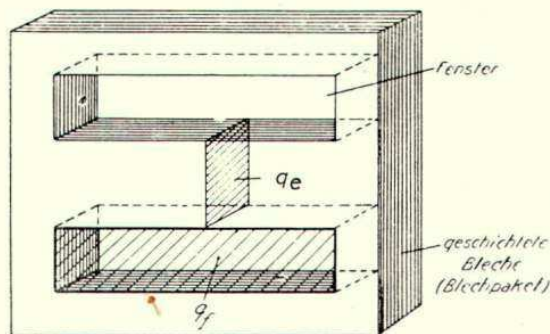


Fig. 271

veranschaulicht, in welcher Weise qf und qe zu ermitteln sind

Im übrigen ist von Drahtfabrikanten oder Händlern der jeweils in Frage kommende Widerstand des betreffenden Drahtes stets zu erfahren.

Fig. 271 veranschaulicht, in welcher Weise qf und qe zu ermitteln sind.

### b) Beispiel für den Berechnungsvorgang

Ein Heiztrafo zur Heizung einer Senderöhre soll hergestellt werden.

Es ist die Sekundärleistung zu ermitteln:

Die Senderöhre hat z. B. 11 Volt Heizspannung und 4,5 Amp. Heizstrom.

$$\begin{aligned} N_{\text{sec}} &= 11 \cdot 4,5 + (N_{\text{Verlust}}) \\ &= \underline{49,5 \text{ Watt} + (N_{\text{Verlust}})} \end{aligned}$$

Nehmen wir an, daß durch die Zuleitungen (sekundärseitig) und den Heizungsregulierwiderstand höchstens 4 Volt Spannungsverlust auftreten, so ist

$$\begin{aligned} N_{\text{Verlust}} &= 4 \cdot 4,5 \\ &= \underline{18 \text{ Watt}} \end{aligned}$$

\*) Mit 1000 multipliziert ergeben sich die Widerstände für den Kupferdraht in Ohm je km und je mm<sup>2</sup>.



Die gesamte sekundäre Leistung ist also

$$\begin{aligned} & 49,5 \text{ Heizleistung} \\ & + 18,0 \text{ Verlust} \\ & \text{zusammen } 67,5 \text{ Watt} \\ & \text{also rund } \underline{68 \text{ Watt}} \end{aligned}$$

Wir haben einen Trafokern mit den Kerndimensionen  $q_e = 9 \text{ cm}^2$  und  $q_f = 21 \text{ cm}^2$  zur Verfügung.

In Formel 1 eingesetzt, ist die maximale abgebbare Sekundärleistung des Trafos:

$$\begin{aligned} N &= \left[ 1,85 \frac{(21 \cdot 65)}{100} 9 \right] 0,75 \\ &= \underline{170 \text{ Watt}} \text{ (rund)} \end{aligned}$$

Wie wir sehen, vermag der Trafo bis zu 170 Watt Leistung sekundär abzugeben. Wir können den reichlich zur Verfügung stehenden Wickelraum für eine gute Isolation zwischen Primär- und Sekundärwicklung verwenden.

Bei einer Stromdichte von  $2,5 \text{ Amp./mm}^2$  ergibt sich der Drahtquerschnitt der Sekundärspule aus der Kurventafel Fig. 268 nach oben aufgerundet zu  $1,6 \text{ mm}$ . Im Notfalle, wenn kein anderer Draht zur Verfügung steht, kann auch ein solcher von  $1,5 \text{ mm}$  verwendet werden. Hierbei ist die Stromdichte  $3 \text{ Amp. mm}^2$ . Dies wäre die äußerste Grenze bei Lufttrafos, so daß wir mit etwas größerer Erwärmung zu rechnen haben als bei  $1,6 \text{ mm}$ .

Die Sekundärleistung von  $68 \text{ Watt}$  dividiert durch den Wirkungsgrad von  $0,75$  ergibt die Netzleistung.

$$\begin{aligned} N_{\text{Netz}} &= \frac{N_s}{0,75} \\ &= \frac{68}{0,75} = \text{rund } \underline{92 \text{ Watt}} \end{aligned}$$

Die Primärstromstärke ergibt sich, wenn die Netzleistung  $N_{\text{Netz}}$  durch die Netzspannung  $E_{\text{Netz}}$  dividiert wird. Hierbei wird  $220 \text{ Volt}$  Netzspannung angenommen.

$$\begin{aligned} I_p &= \frac{N_{\text{Netz}}}{E_{\text{Netz}}} \\ &= \frac{92}{220} = 0,420 \text{ Ampere. (Wirkstrom)} \end{aligned}$$

Für die Stromstärke  $0,42 \text{ Ampere}$  ergibt sich aus der Kurventafel Fig. 269 eine Drahtstärke von  $0,48 \text{ mm}$  bei einer Stromdichte von  $2,5 \text{ Ampere pro mm}^2$  für die Primärwicklung. Wir runden nach oben ab und erhalten für den Draht  $0,5 \text{ mm}$  Durchmesser.

Diese Art der Sekundärstromberechnung ist aber nur bei reiner Wirkbelastung des Transformators zugänglich. Diese ist bei Heiztransformatoren gegeben. Bei Trafors, welche eine induktive Last oder Gleichrichter speisen sollen, muß die Phasenverschiebung berücksichtigt werden. Der durch die



Wicklungen fließende Scheinstrom  $I_s$ , durch welchen die Widerstandsverluste bestimmt werden, ist dann gegeben durch die Gleichung

$$I_s = \frac{I_w}{\cos \varphi}$$

wobei  $I_w$  der aus dem Leistungsbedarf ermittelte Wirkstrom und  $\cos \varphi$  der Leistungsfaktor ist. Da dieser meist nicht bekannt ist, kann faustformelmäßig bei Gleichrichtertransformatoren mit einem solchen von  $0,5 \div 0,7$  gerechnet werden.

Die Primärwindungszahl ist durch die Formel 2 zu erhalten:

$$n = \frac{220 \cdot 10^8}{4,44 \cdot 50 \cdot 12000 (9 \cdot 0,85)}$$

Mit Hilfe der nomographischen Tafel für Formel 3 ergibt sich dann

$$\begin{aligned} q_e \text{ eff} &= q_e \cdot 0,85 \\ &= 9 \cdot 0,85 = \underline{7,63 \text{ cm}^2} \end{aligned} \quad (0,85 = \text{Füllfaktor})$$

pro Volt rund 5 Windungen.

Für 220 Volt ist dann

$$\begin{aligned} n_p &= 220 \cdot 5 \\ &= \underline{1100 \text{ Windungen}} \end{aligned}$$

Also erhält die Primärspule 1100 Windungen.

Soll der Trafo auch für 110 Volt Netzspannung berechnet sein, so sind  $2 \times 550$  Windungen so anzubringen, daß sie bei 110 Volt Netzspannung anstatt hintereinander parallelgeschaltet werden können.

Ist außerdem noch eine weitere Primärspannung erwünscht, so ist unter Berücksichtigung der jeweils sich ergebenden Stromstärken entsprechende Drahtstärke und Windungszahl anzuwenden bzw. abzugreifen.

Die Spannungen verhalten sich wie die Windungszahlen und demnach ist nach Formel 5

$$\begin{aligned} n_s &= \frac{n_p \cdot E_s}{E_p} \\ &= \frac{1100 (11 + 4)}{220} = 75 \text{ Windungen.} \end{aligned}$$

es wird auf gerade Windungszahl aufgerundet, also 76 Windungen.

Jetzt nehmen wir auf Grund des Ohmschen Gesetzes eine Spannungsabfallkontrolle vor.

Um den Ohmschen Widerstand des Drahtes für die Sekundärwicklung zu errechnen, muß zuerst die Gesamtlänge des Drahtes ermittelt werden. Es ist

$$l_{\text{ges}} = n \cdot l_m$$

Hierbei bedeutet

$$\begin{aligned} l_{\text{ges}} &= \text{Gesamtlänge des Drahtes} \\ n &= \text{Windungszahl} \\ l_m &= \text{mittlere Windungslänge} \end{aligned}$$



Die gegebenen Werte eingesetzt, erhalten wir

$$l_{\text{ges}} = 76 \cdot 27 \text{ cm} \\ = \underline{21 \text{ m (rund)}}$$

Der Ohmsche Widerstand ist aus der Formel 7 zu ermitteln:

$$R = \frac{l}{K \cdot q}$$

$$\text{und K ist: } K = \frac{1}{\rho}$$

Der spezifische Widerstand des Kupferdrahtes ist 0,0175. Hiernach ist

$$K = \frac{1}{0,0175} = 57 \text{ Siemens (Spezifischer Leitwert)}$$

Der Drahtquerschnitt  $q$  ist:

$$q = \frac{d^2 \pi}{4} \\ = \frac{1,6^2 \cdot 3,14}{4} = \underline{\text{rund } 2 \text{ mm}^2}$$

Die ermittelten Werte in Formel 7 eingesetzt ergeben:

$$R_{\text{Ohm}} = \frac{21}{57 \cdot 2} = 0,1859 \text{ Ohm}$$

Nach Formel 6 ergibt dann der Spannungsabfall  $E$  in der Sekundärwicklung:

$$E = 4,5 \cdot 0,1859 \\ = \underline{0,85 \text{ Volt (rund)}}$$

Außer diesem Spannungsverlust (Kupferverlust) ist noch der Eisenverlust zu berücksichtigen, der erfahrungsgemäß etwa dem Kupferverlust gleichkommt. Hiernach ergibt sich eine gesamte Sekundärspannungsverminderung von  $2 \cdot 0,8 \text{ Volt} = \underline{1,6 \text{ Volt}}$ .

Die effektive Sekundärspannung ist dann:

$$E_s \text{ eff} = E_s - (E_{\text{Verlust K}} + E_{\text{Verlust e}}) \\ = 11 - (0,85 + 0,85) \\ = \underline{9,3 \text{ Volt}}$$

so daß wir als effektive Sekundärspannung bei Vollbelastung nur 9,3 Volt erhalten werden anstatt 11 Volt.

Auf Seite 230 nahmen wir bei der Leistungsberechnung 4 Volt Spannungsverlust an. Durch den Ohmschen Spannungsabfall in der Spule gehen 1,7 Volt verloren. Diese beiden Spannungsverluste 4 Volt und 1,7 Volt, insgesamt 5,7 Volt, sind durch mehr Sekundärwindungen wieder aufzuholen. Auf Seite 230 haben wir ermittelt, daß pro Volt 5 Windungen benötigt werden. Da der Spannungsverlust  $5,7 = \text{rund } 6 \text{ Volt}$  beträgt, sind also  $5 \cdot 6 = 30$  Windungen mehr für die Sekundärspule erforderlich, also insgesamt  $76 + 30 = 106$  Windungen.



Da in der Regel das Lichtnetz Schwankungen unterworfen ist, so müßten diese eigentlich — um exakt zu sein — bei der Berechnung berücksichtigt werden. Es kann hierauf jedoch verzichtet werden, weil wir die Sekundärspule um 4 Volt für die Heizregulierung überdimensioniert haben. Durch Regulierung des Heizwiderstandes kann bei Netzschwankungen der Spannungsverlust ausgeglichen werden.

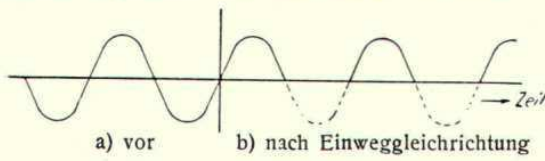


Fig. 272

Nachstehend seien die errechneten Daten zusammengestellt:

$$n_p = 2 \times 550 \text{ Windungen } 0,5 \text{ mm Kupferdraht } 2 \times 110 \text{ Volt}$$

$$n_s = 2 \times 53 \text{ Windungen } 1,6 \text{ mm Kupferdraht } 2 \times 7,5 \text{ Volt}$$

ca. 100 Watt max. 4,5 Amp.

### III. Anodenstrom

Wie anfangs ausgeführt, kommt als Anodenstrom nur Gleichstrom in Frage. Da sowohl die Anodenbatterien wie auch die Anodenakkumulatoren im Gebrauch als Stromquelle kostspielig sind, verwendet man bei festen Stationen geeignete Vorrichtungen zur Gewinnung der Anodenspannung aus dem Lichtnetz.

Das Gleichstromnetz besitzt den Nachteil, daß man ohne rotierenden Umformer nicht über die Netzspannung hinauskommen kann; dagegen ist das Wechselstromnetz die idealste Stromquelle für den Kurzwellen-Amateur.

Der Wechselstrom läßt sich ohne rotierenden Umformer durch Umspanner (Trafos) beliebig hinauf- und hinuntertransformieren. Diese transformierten Wechselströme werden mittels elektrischer Ventile gleichgerichtet (Fig. 272), und diese gleichgerichteten Wechselströme (pulsierende Gleichströme) werden durch geeignete Siebmittel zum reinen Gleichstrom geglättet.

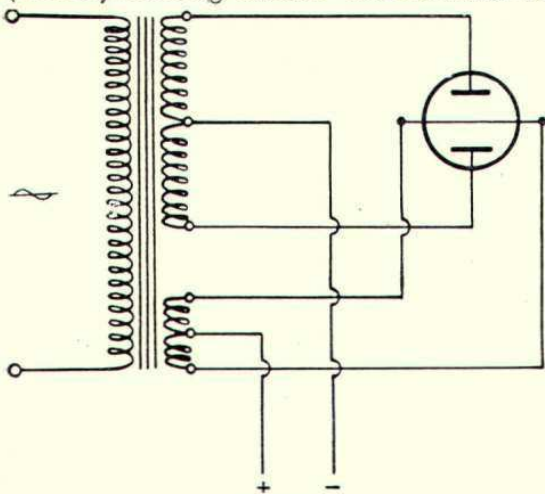


Fig. 274  
Vollweggleichrichter

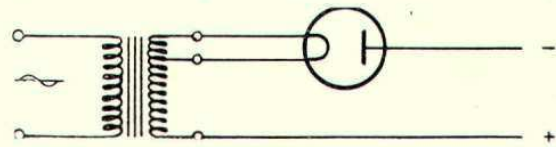


Fig. 273  
Einweggleichrichter

Eine derartige Einrichtung hat den großen Vorteil, daß sie durch einfaches Einschalten stets betriebsbereit ist und keiner Wartung erfordert. Es bedarf nur der einmaligen Anschaffung, abgesehen natürlich von den Gleichrichterröhren oder anderen Teilen, die dem Verschleiß unterliegen.

#### a) Gleichrichtung

Für die Gleichrichtung der Wechselströme werden verschiedene Schaltungen benutzt. In Fig. 273 ist ein Einweg-Gleichrichter dar-



gestellt, der, wie der Name sagt, nur die eine Halbwelle des Wechselstroms durchläßt, die andere aber infolge der Ventileigenschaft der Röhre fernhält. Die in der Fig. 272 mit a bezeichnete Kurve veranschaulicht den sinusförmigen Wechselstrom und die mit b bezeichnete Kurve den durch den Einweg-Gleichrichter gleichgerichteten Wechselstrom.

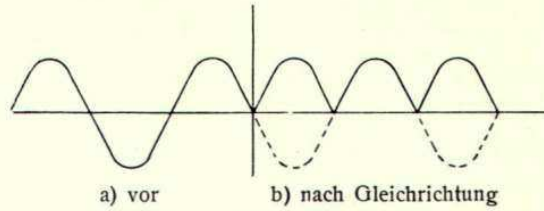


Fig. 275

Fig. 274 zeigt eine Vollweg-Gleichrichterschaltung mit zwei Gleichrichterröhren, die beide Halbwellen der Wechselströme gleichrichtet. (Fig. 275.) Es kann auch eine Vollweg-Gleichrichterröhre, die eine Kombination von zwei Einweg-Gleichrichtern darstellt, benutzt werden.

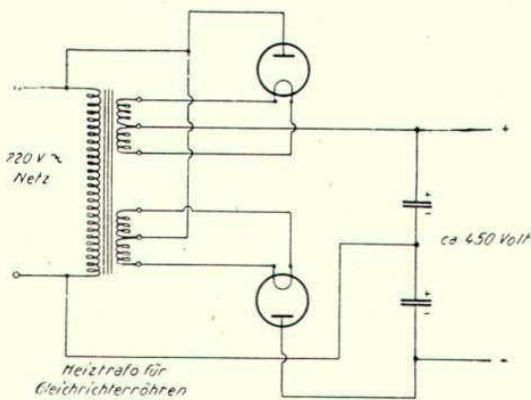


Fig. 276  
Delonschaltung

Figur 276 zeigt die sogenannte Delonschaltung, die mit zwei Gleichrichterröhren arbeitet und zwei hintereinander geschaltete Blockkondensatoren besitzt. In Amateurräumen wird diese Art Gleichrichterschaltung noch wenig beachtet. Sie ermöglicht z. B., aus einem 220-Volt-Wechselstromnetz direkt ohne Hochtransformation der Anodenspannung bis 400 (sogar 450 Volt) Gleichstrom zu gewinnen. Auch bei einem Transformator mit zu kleiner Anodenspannungswicklung kann diese Schaltung willkommen sein. Sie besteht

eigentlich aus zwei Einweg-Gleichrichtern, die von der gleichen Stromquelle (direkt vom Netz oder durch Transformator) gespeist werden, deren Ausgleichsblocks aber hintereinander geschaltet sind. Die Funktion dieser Schaltung ist so, daß jeder Wechselstromimpuls einen der Blocks bis

zum Scheitelwert ( $E\sqrt{2}$ ) auflädt. In diesem Moment kann kein Strom mehr aus dem Netz in den Block fließen. Ein Rückfluß wird durch die Sperrwirkung der Gleichrichterröhre verhindert. Da aber die Kondensatoren in Serie liegen, erhält man eine 2,8 mal so große Gleichspannung als die aufgedrückte (effektive) Wechselspannung. Im Belastungsfalle sinkt diese Spannung etwas, aber immerhin kann man mit einer reichlichen Verdopplung derselben rechnen.

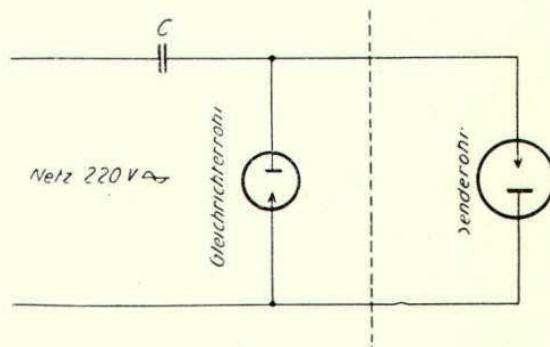


Fig. 277  
Siemens'sche Gleichrichtung



Eine andere sehr elegante Schaltung dieser Art ist die sogenannte Siemensche Schaltung. Hierzu ist nur ein Block und eine Gleichrichterröhre erforderlich, siehe Fig. 277. Gleichrichterröhre und Senderöhre müssen in entgegengesetzter Weise parallel geschaltet werden. Der Blockkondensator *c* (Fig. 277) ist mit der Stromquelle in Serie geschaltet. Im Sperrwechsel wird der Block durch die Gleichrichter bis zum Scheitelwert geladen. Im entgegengesetzten Wechsel, dem Arbeitswechsel, sind dann der Blockkondensator und das Netz hintereinander geschaltet, so daß die Spannung an der Senderöhre bis zum doppelten Scheitelwert, also bis zur 2,8fachen Spannung ansteigen kann. Die Gleichrichtung ist eine Halbweg-Gleichrichtung.

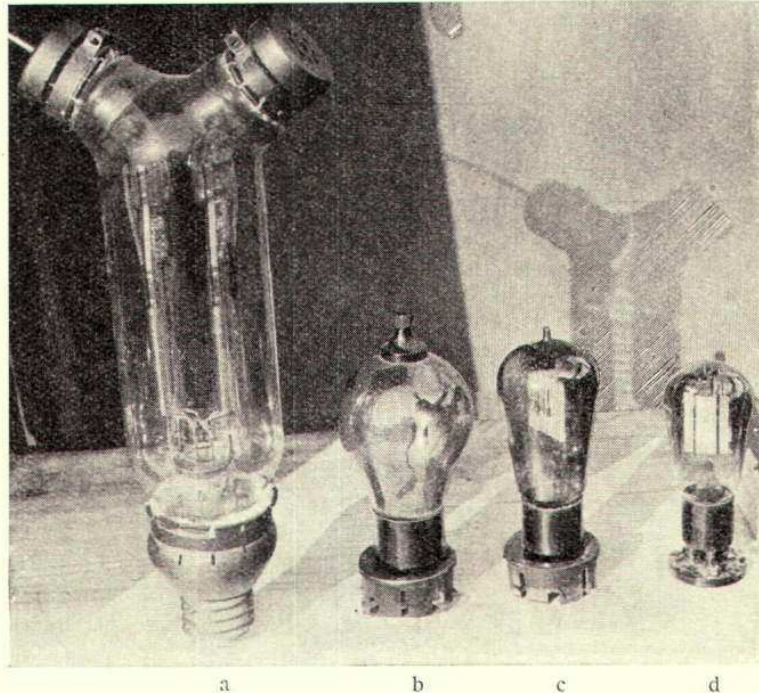


Fig. 278  
Gleichrichter-Röhren

Als Gleichrichterventile können in den vorerwähnten Schaltungen die verschiedensten Anordnungen benutzt werden. Für Amateurzwecke kommen besonders in Frage:

1. Glühkathoden-Röhrengleichrichter mit Hochvakuum.
2. Glühkathoden-Röhrengleichrichter mit Gasfüllung.
3. Glühkathoden-Röhrengleichrichter mit Quecksilberdampffüllung.
4. Trockengleichrichter.
5. Elektrolytische Gleichrichter.

Der am meisten benutzte Gleichrichter für Anodenspannungszwecke ist wohl der Röhrengleichrichter (Fig. 278). Diese benötigen eine bestimmte Heizleistung, welche durch getrennten Trafo oder Zusatzwicklung auf dem Anodenspannungstrafo zu erzeugen ist. Eine Zusatzwicklung muß sehr gut isoliert werden, da sie in der Sperrphase die volle Anodenspannung führt.

Die Bauteile der Röhrengleichrichter sind die Kathode (Heizfaden oder -Band) und die Anode in einem Glasgefäß. Einweg-Gleichrichter enthalten in



ihrem Gefäß nur eine solche Anordnung. Zweiweg- oder Vollweg-Gleichrichter enthalten in einem Gefäß zwei Systeme, welche je einen Wechsel gleichrichten. Sie stellen also eine Kombination zweier Einweggleichrichter dar. Der Vorteil ist eine gewisse Raum- und Materialersparnis. Bei hohen Spannungen kommen aber wegen der Ueberschlagsgefahr meist nur Einweg-Gefäße in Frage.

Ist die Entladungsstrecke zwischen Kathode und Anode ein Hochvakuum, d. h. ist die Röhre nur ausgepumpt, so hat man einen Hochvakuum-Gleichrichter (Fig. 278 d). Der innere Widerstand der Anordnung ist hoch, so daß ein beträchtlicher Spannungsabfall eintritt. Dieser wird durch die Raumladung um den Heizfaden verursacht. Dagegen sind solche Gleichrichter sehr spannungs- und überschlagssicher. In Empfangsgleichrichtern werden sie, auch noch aus einem anderen Grunde, meist benutzt.

Ist das Gefäß mit einem verdünnten Edelgas gefüllt, so wird der Energietransport durch eine Gasentladung bewirkt (Fig. 278 c). Der innere Widerstand des Gefäßes sinkt dadurch beträchtlich, so daß nur geringe Spannungsabfälle auftreten. Infolgedessen können mit relativ kleinen Gefäßen große Leistungen bewältigt werden. Gleichrichter dieser Art dürfen jedoch nicht überlastet werden, insbesondere sind sie gegen Ueberspannungen empfindlich. Es kann leicht ein innerer Ueberschlag auftreten, welcher bei Doppelweggleichrichtern zu Kurzschlüssen und damit zu Zerstörungen führt.

Die Glühkathodengleichrichter mit Quecksilberdampffüllung stellen eine Abart der gasgefüllten Röhren dar. Sie haben jedoch den Vorteil, daß der Quecksilberdampf außerordentlich durchschlagsfest ist. Man kann infolgedessen mit kleinen Gefäßen sehr große Leistungen bewältigen. Ein Gleichrichterrohr (Fig. 278 b) von der Größe einer mittleren Endverstärkerröhre ist imstande, eine maximale Sperrspannung von 7000 Volt auszuhalten. In der Arbeitsphase ist ein Spitzenstrom von 1 Ampere zulässig. Dieses würde etwa, bei Annahme sinusförmiger Kurven, einer Leistung von 3,5 kW gleichstromseitig entsprechen. Dies ist dadurch möglich, daß der Spannungsabfall in der Arbeitsphase nur etwa 9—12 Volt beträgt und bei Vollast daher nur wenige Watt Verluste in dem Gefäß auftreten. Solche Röhren werden jedoch nur als Einweggleichrichter hergestellt. Wegen des geringen Spannungsabfalles können sie auch noch für kleine Spannungen mit Erfolg benutzt werden. Sie stellen also eine brauchbare Universalröhre für den Amateur dar. Leider ist der Bezug heute noch erschwert.

In Empfängergleichrichtern können bei gasgefüllten Röhren und Doppelweggleichrichtung hochfrequente Entladungen im Gleichrichter auftreten, die verhindert werden müssen, da sie den Empfang stören. Man schaltet daher zweckmäßig bei solchen Röhren parallel zu den beiden Seiten der Anodenspannungswicklung je einen kleinen Ausgleichskondensator von 0,1  $\mu\text{F}$ . Diese müssen genügend durchschlagssicher sein, da sie die volle Trafowechselspannung auszuhalten haben. Für Empfangsgeräte erhält man sie fertig zusammengebaut für 1000 Volt Prüfwechselspannung. Bei Hochvakuumröhren kann diese Erscheinung nicht auftreten. Sie werden daher in vielen Fällen bei Empfängern bevorzugt.

Bei den Quecksilberdampf- und hochbelasteten Gasfüllungsröhren dürfen die Siebketten auf der Gleichrichterseite nicht mit einer Kapazität beginnen, da sonst die Scheitelspannungen des in diesem Kreis fließenden Wellen-



stromes so hoch werden können, daß die Durchschlagsspannung der Röhre überschritten wird. Hat aber erst einmal ein Durchschlag stattgefunden, so verliert die Röhre ihre Gleichrichtereigenschaft und schließt die Energiequelle kurz, was zur Zerstörung der Röhre führt. Die Kette muß also Drossel- eingang haben (Fig. 279).

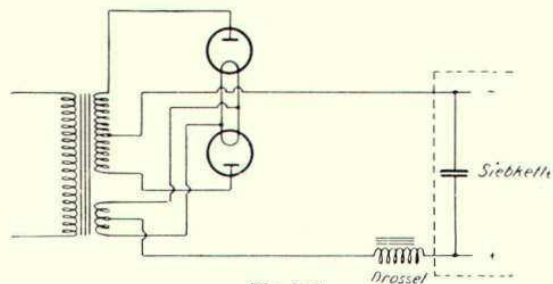


Fig. 279  
Drosseleingang für Gleichrichter

und andere Verbindungen haben die Eigenschaft, gegenüber einer anderen Elektrode, z. B. Blei, den Strom nur in einer Richtung durchzulassen. Auf dieser Grundlage lassen sich Gleichrichter aufbauen, die fast unverwü- stlich sind. Für Niederspannungszwecke sind solche bereits längere Zeit üblich, doch werden sie für höhere Spannungen sehr umfangreich, da jede einzelne Kontaktstelle nur etwa zwei Volt auszuhalten vermag. Man müßte also z. B. bei 100 Volt gleichzurichtender Spannung 50 Kontaktstellen hintereinander schalten.

Eine dritte Art von Gleichrichtern sind die elektrolytischen. Es sind Zellen, welche Elektroden aus Aluminium und Blei in einer 25 %igen Ammo- niumphosphatlösung enthalten. Das Aluminium ist hier der eigentliche gleich- richtende Teil. Jede einzelne Zelle dieser Art kann etwa 4 Volt Sperrspannung aushalten. Gleichrichter dieser Art werden daher besonders für höhere Span- nungen sehr umfangreich und bedürfen weiterhin einer zeitraubenden Wartung.

Es sei noch erwähnt, daß bei Sendern auch selbstgleichrichtende Schaltungen wie z. B. Fig. 280 be- nutzt werden. Die erhaltene Ton- qualität bei einer Netzfrequenz von 50 Hz ist aber sehr schlecht, so daß solche Sender nicht für Ver- kehrszwecke benutzt werden dürfen.

Wie aus den Erörterungen über die Gleichrichter hervorgeht, sind diese nicht ohne weiteres imstande, einen wirklichen Gleichstrom, so wie ihn etwa eine Batterie liefert, zu erzeugen. Man erhält nur einen unterbrochenen Strom, der jedoch im Gegensatz zu dem Wechselstrom stets in einer Richtung fließt. Man kann sich nun vorstellen, daß dieser Strom in zwei Anteile zerlegt wird, von denen der eine ein wirklicher Gleichstrom ist, während der andere einen übrigbleibenden Wechselstrom darstellt. Nun gilt es zur Erzeugung eines wirklichen Gleichstromes diese Wechselstromkomponente

Auch für Niederspannung (Lade- zwecke) werden kleine Röhren- gleichrichter benutzt. Solche, sowie ganze Ladegeräte sind in mannig- faltiger Form im Handel er- hältlich.

Eine andere Art Gleichrichter sind die sogenannten Trocken- gleichrichter. Sie sind eigentlich nichts weiter als ein stark ver- größerter Detektor. Einige Kupfer-

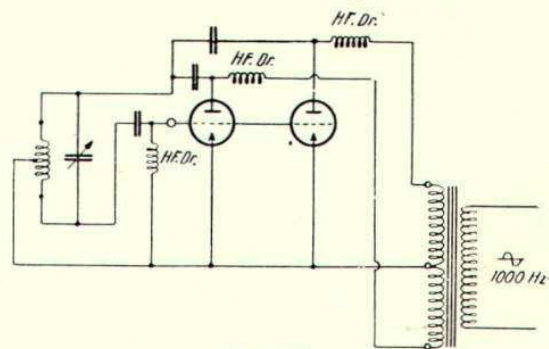


Fig. 280  
Selbstgleichrichtende Schaltung



zu unterdrücken. Wie das geschieht, soll im folgenden Abschnitt erläutert werden.

### b) Siebmittel und ihre Berechnung

Einem von einem Gleichrichter gelieferten pulsierenden Gleichstrom sind je nach Gleichrichtungsart, ob Doppel- oder Einwegschtaltung, Harmonische der Frequenz des gleichgerichteten Wechselstroms überlagert. Bei einer Grundfrequenz von 50 Hz können also Welligkeiten der Frequenz 100, 150, 200 Hz usw. auftreten, deren Amplituden natürlich mit zunehmender Frequenz der Harmonischen abnehmen, und zwar so erheblich, daß ihre Störwirkung gegenüber der der Frequenz 50 Hz am nächstliegenden Harmonischen vernachlässigt werden kann. Es sind uns nun durch Kapazität und Induktivität bequeme Mittel in die Hand gegeben, Gleich- und Wechselstrom zu trennen.

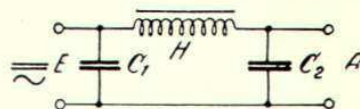


Fig. 281  
Drosselkette

Unter einer Drossel stellen wir uns allgemein eine Spule vor, die infolge ihrer physikalischen Eigenschaft, der Selbstinduktion, in der Lage ist, dem Wechselstrom einen vielfach größeren Widerstand zu bieten, als dem Gleichstrom. Da der Kondensator gerade reziproke Eigenschaften besitzt, nämlich Wechselstrom kurzschließen und für Gleichstrom einen unendlich hohen Widerstand darstellt, so liegt der Gedanke nahe, durch geeignete Schaltung die Eigenschaften von L und C resultierend auszunutzen. Eine solche Schaltung stellt die sogenannte Drosselkette dar (Fig. 281).

Rein äußerlich betrachtet, erkennen wir gemäß der erwähnten Eigenschaften von L und C, daß von dem bei E eintretenden Gleich- und Wechselstromgemisch, dem Gleichstromanteil lediglich nur durch den Ohmschen Widerstand der Drossel ein Widerstand geboten wird, der Wechselstrom dagegen wird erstmalig schon durch  $C_1$  kurzgeschlossen, der Rest wird durch den hohen Wechselstromwiderstand (Impedanz) der Drosselspule stark gedämpft und zum Schluß über die Kapazität  $C_2$  nochmals abgeleitet. Die Drosselkette besitzt aber noch eine zweite Eigenschaft, die sich dahingehend auswirkt, daß auch für die höheren Harmonischen der Störfrequenz eine Dämpfung erzielt wird. Alle Frequenzen oberhalb der Grundfrequenz, die

sich zu:  $f = \frac{1}{\pi \sqrt{LC}}$  berechnet, werden gleichfalls entsprechend kurzge-

schlossen (L und C sind in Henry bzw. Farad einzusetzen). Hätten wir zum Beispiel die Absicht, eine Frequenz von  $\approx 50$  Hz zu sperren und ständen uns Kondensatoren von  $4 \mu\text{F}$  zur Verfügung, so müßten wir ein L verwenden von:

$$L = \left( \frac{1}{\pi f \sqrt{LC}} \right)^2 = \left( \frac{1}{3,14 \cdot 50 \sqrt{4 \cdot 10^{-6}}} \right)^2 = 10 \text{ Hy}$$

Es wirft sich nun die weitere Frage auf, wie muß die Drossel dimensioniert sein, damit sie eine Induktivität von 10 Hy darstellt? Dabei sind folgende Gesichtspunkte zu berücksichtigen:



1. Welchen zulässigen Spannungsabfall wollen wir gleichstrommäßig erhalten? Von dieser Festsetzung hängt Drahtquerschnitt und Größe der Drossel überhaupt ab. Soll die Drossel z. B. einen nur ganz kleinen Spannungsabfall besitzen und haben wir einen verhältnismäßig großen Strom zu erwarten (Sendernetzanschluß), so bedingen diese Größen einen großen Querschnitt des Drahtes.

2. Von dem Drahtdurchmesser hängt die für einen gegebenen Fensterquerschnitt des Kerns der Drossel mögliche Windungszahl ab. Außer diesen Momenten hängen die Dimensionen der Drossel noch von dem Eisenquerschnitt und der Eisengüte ab.

3. Zum Schluß wäre dann die schädliche Vormagnetisierung durch den Gleichstrom noch zu berücksichtigen, die man durch Verwendung eines Luftspaltes im Eisenkern stark herabsetzen kann. Die durch den Luftspalt erforderliche größere Windungszahl vergrößert aber zwangsläufig die Ausmaße der Drossel. Die im letzten Abschnitt dargelegte Abhängigkeit der verschiedenen Größen voneinander erfordert es, daß bei praktischer Berechnung einer solchen Drossel verschiedene Annahmen gemacht werden.

Im folgenden bedeuten:

Eisenquerschnitt	=	$d$	$\text{cm}^2$
Eisenweglänge (mittel)	=	$n$	$\text{cm}$
Luftweg	=	$Q_e$	$\text{cm}^2$
Drahtdurchmesser	=	$l_e$	$\text{cm}$
Windungszahl	=	$l_L$	$\text{cm}$

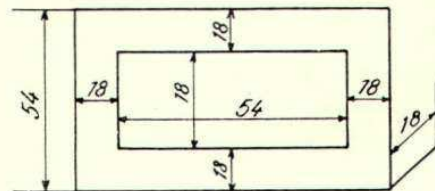


Fig. 282

Kernberechnung von Formeln

Stellen wir uns einmal die Aufgabe, wir wollen eine Drossel mit  $L = 20$  Hy bei einer Belastung von 60 mA und einem Spannungsabfall von 10 Volt berechnen. Die Eisendaten liegen ja meist fest, da man immer von vorhandenen Blechnitten ausgeht. Eine Belastung von 60 mA bei 10 Volt Spannungsverlust entspricht ein Widerstand von 160 Ohm (siehe Ohmsches Gesetz).

Für das in Fig. 282 abgebildete Blech ergeben sich folgende Daten:

$$\text{Kernquerschnitt } 1,8 \times 1,8 = 3,24 \text{ cm}^2$$

$$\text{Fensterquerschnitt } 1,8 \times 4,5 = 8,10 \text{ cm}^2$$

Den effektiven Eisenquerschnitt errechnet man zu  $Q_e \times 0,85$ , wobei die Verluste durch Isolation berücksichtigt sind. Den mittleren Eisenweg bestimmen wir, indem wir die Eisenbreite halbieren, die Ecken etwas abrunden und die Gesamtlänge mit dem Stechzirkel abmessen und addieren. Für unser Beispiel wird  $l_e = 18$  cm. Das Blech habe keinen besonderen Luftspalt, sondern nur einen an der Stoßfuge auftretenden Spalt von rund 0,03 mm, wenn das Blech einseitig geschichtet ist. Unter Berücksichtigung eines bequemen Aufbringens der Spule gestatten wir einen Spielraum von 1 mm und die Wandstärke der Spule sei ebenfalls 1 mm. Der effektive Wicklungsquerschnitt wird dann  $41 \times 15 = 61,5 \text{ cm}^2$ . Um eine ganz geringe Erwärmung der Drossel zu erhalten, rechnen wir mit einer Stromdichte von 1 Ampere pro  $\text{mm}^2$ . Demnach wird der Drahtquerschnitt:

$$q = \frac{J}{\text{Amp./mm}^2} = \frac{0,06}{1} = 0,06 \text{ mm}^2$$