

2 Dipolantennen

Wie schon einmal erwähnt, werden in den höheren Frequenzbereichen als Strahlerelemente überwiegend Dipole verwendet. Ob sie nun als Halb- oder Ganzwellendipole Anwendung finden, sie lassen sich in ihren elektrischen Eigenschaften gut beherrschen und außerdem günstig dimensionieren. Im vorliegenden Falle, d. h. im 70-cm-, 23-cm- und 13-cm-Amateurfunkband, werden fast nur Dipole als Strahler verwendet.

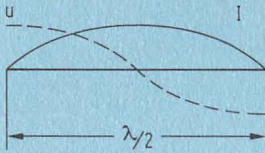
Einige Ausnahmen, wo andere Strahlerformen Anwendung finden, bestätigen die Regel. Als Beispiel dafür werden in diesem Zusammenhang Spiralantennen und Hornstrahler beschrieben.

2.1 Halbwellendipole

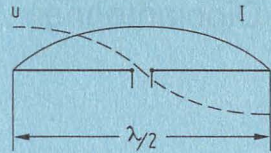
Wie der Name schon sagt, ist dieser Dipol eine halbe Wellenlänge lang. Er wird einmal in der Mitte aufgetrennt und an der Trennstelle gespeist oder er wird als durchgehendes Stück über besondere Anpaßstücke gespeist. Der Name gestreckter Dipol findet hier Anwendung. Die Strom- und Spannungsverteilung ist in jedem Fall gleich.

In den *Abb. 1a und 1b* ist die Strom- und Spannungsverteilung eingezeichnet. Dabei ist zu erkennen, daß in der Mitte des Dipols der Strom ein Maximum und an den Enden nach einem sinusförmigen Verlauf gleich null wird. Mit einer Phasenverschiebung von 90° verläuft die Größe der Spannung. Sie erreicht an den Enden ein Maximum und in der Mitte des Dipols ein Minimum. Nachdem sich in der Elektrotechnik bekanntlich die Widerstände wie die Spannungen verhalten, entspricht der Widerstandsverlauf dem der Spannung. Dies bedeutet damit, daß in der Mitte des Halbwellen-Dipols der kleinste und gegen die Enden hin der größte Widerstandswert zu finden ist.

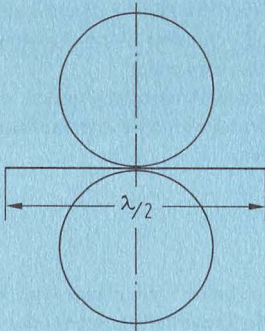
In der Mitte ist z. B. an der Trennstelle und somit im Speisepunkt ein theoretischer Wert von 73Ω festzustellen. In der Praxis haben die Dipole einen bestimmten Durchmesser und damit ergibt sich ein etwas niedrigerer Eingangswiderstandswert.



1a. Strom- und Spannungsverteilung auf einen in der Mitte geschlossenen Halbwellendipol



1b. Strom- und Spannungsverteilung auf einen in der Mitte aufgetrennten Halbwellendipol



2. Strahlungsdiagramm eines Halbwellendipols

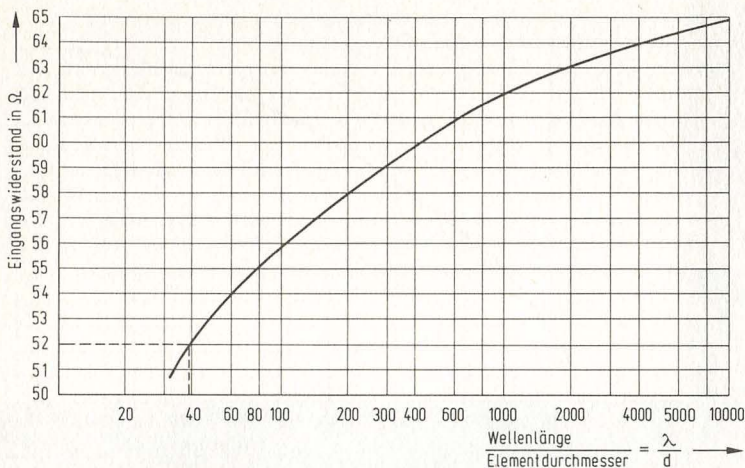
Wird der Dipol beim Senden als Strahler verwendet, so kann man für die Feldstärke um ihn herum einen Verlauf finden, wie er in *Abb. 2* dargestellt ist. Dieses Diagramm gilt nun nicht nur in der Horizontalen, sondern auch für die vertikale Abstrahlung. In der genauen Darstellung müßte das Abstrahlungsdiagramm wie eine ringförmige Wurst aussehen.

Der bereits erwähnte Eingangswiderstand des Halbwellendipols hängt im wesentlichen vom Elementdurchmesser in Zusammenhang mit der abgestrahlten oder auch empfangenen Wellenlänge ab. Man spricht in diesem Falle vom Schlankheitsgrad des Dipols.

In *Abb. 3* ist der Eingangswiderstand eines Halbwellendipols in Abhängigkeit vom Schlankheitsgrad λ/d (Wellenlänge λ zum Elementdurchmesser d) aufgetragen. Das eingezeichnete Beispiel zeigt R_e abhängig vom Schlankheitsgrad. Angenommen ist eine Wellenlänge von 23 cm und ein Elementdurchmesser d von 0,6 cm.

Damit ergibt sich:

$$\lambda/d = 23/0,6 = 38,33$$



3. Eingangswiderstand R_e eines Halbwelldipols abhängig vom Verhältnis Wellenlänge zum Elementdurchmesser des Dipols (Schlankheitsgrad)

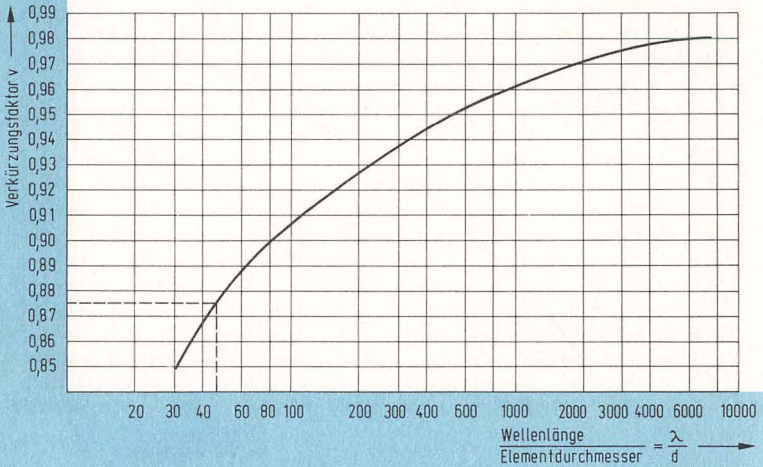
als Schlankheitsgrad. Aus dem Diagramm ist damit ein Eingangswiderstand R_e von 52Ω abzuleiten.

Die Länge des Dipols ist nur beim theoretisch unendlich dünnen Element gleich $\lambda/2$. In der Praxis ist zur Ermittlung der geometrischen Länge des Halbwelldipols ein Verkürzungsfaktor v anzuwenden. Dieser wiederum ergibt sich aus dem Verhältnis der Wellenlänge zum Elementdurchmesser, dem Schlankheitsgrad λ/d . In *Abb. 4* ist der Verkürzungsfaktor v abhängig vom Schlankheitsgrad aufgetragen. Ein eingezeichnetes Beispiel erläutert wieder die Anwendung des Diagramms:

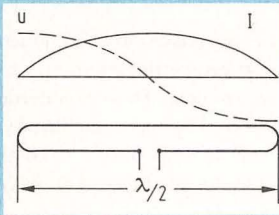
$\lambda = 23 \text{ cm}$; $d = 0,5 \text{ cm}$ ergibt einen Schlankheitsgrad von 46. Aus dem Diagramm ist damit ein Verkürzungsfaktor v von 0,875 zu ermitteln. Dies bedeutet, daß ein Halbwelldipol mit 5 mm Durchmesser, für eine Wellenlänge von 23 cm:

$$23/2 \times 0,875 = 10,1 \text{ cm lang wird.}$$

Der Vollständigkeit halber sei an dieser Stelle noch eine Dipolart, der sogenannte Schleifendipol erwähnt, der aber in den zur Diskussion stehenden Frequenzbereichen fast keine Anwendung findet. Lediglich bei kommerziell hergestellten Antennen, z. B. für das 70-cm-Band, findet man ab und zu Schleifendipole als Strahlerelemente.



4. Verkürzungsfaktor v beim Halbwellendipol abhängig vom Verhältnis Wellenlänge zum Elementdurchmesser des Dipols (Schlankheitsgrad)



5. Strom- und Spannungsverteilung beim Schleifendipol

Der Schleifendipol, im Normalfall ebenfalls immer $\lambda/2$ lang, hat, wie der Name schon sagt, die Form einer Schleife. Die Strom- und Spannungsverteilung gleicht der des sogenannten gestreckten Dipols. In *Abb. 5* ist dies dargestellt.

Der Eingangswiderstand des Schleifendipols hat den vierfachen Wert gegenüber dem gestreckten Dipol. Dies ergibt bei unendlich dünnem Material etwa 300Ω und in der Praxis um die 240Ω .

Im Amateurfunkbereich findet dieser Dipol meist nur im 2-m- und 70-cm-Band Anwendung und dort auch meist nur bei den Yagiantennen.

Im 23- bzw. im 13-cm-Band werden die Abmessungen dieses Dipols aus mechanischen Gründen etwas ungünstig. Dort hat sich nur der gestreckte Dipol eingeführt. Aus diesen Gründen sei in diesem Rahmen auf den Schleifendipol weiter nicht eingegangen.

2.2 Anpaßmöglichkeiten beim gestreckten Dipol

Wie unter 2.1 schon geschildert, kann man aus dem Diagramm im Bild 3 den Eingangswiderstand eines Halbwelldipols ermitteln. Damit aber ein Optimum an Leistung sende- wie empfangsmäßig über eine Speiseleitung vom Sender zur Antenne, bzw. von der Antenne zur Speiseleitung und von dieser zum Sender oder zum Empfänger gelangt, ist in jedem Bereich richtige Anpassung wichtig.

Wie in einem späteren Abschnitt noch erklärt wird, sinkt bei Mehrelementantennen, z. B. Yagiantennen, der Eingangswiderstand unter den ungefähren Wert von 60Ω ab. Falls aber als Speiseleitung ein Koaxkabel mit 60Ω Wellenwiderstand Verwendung findet, muß der niedrige Eingangswiderstand der Antenne an die Speiseleitung richtig angepaßt werden. Geschieht dies nicht, so sind zwischen Sender oder Empfänger zur Antenne Übertragungsverluste zu erwarten. Es entstehen Stehwellen auf der Speiseleitung, die in $\lambda/2$ -langen Entfernungen Knoten und Bäuche für Strom und Spannung bedeuten. Es entstehen dabei Verluste, was einer Leistungsverminderung beim Senden wie beim Empfang gleichkommt.

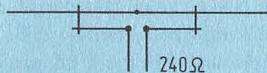
Bei den Kurzwellenbändern und auch im 2-m-Band werden häufig sogenannte Stehwellenmeßgeräte in die Antennenleitung geschaltet, die z. B. beim Senden das Stehwellenverhältnis anzeigen sollen. Die meist billigen Geräte haben sehr hohe Anzeigetoleranzen und damit werden die tatsächlichen Werte verfälscht wiedergegeben. Im 2-m-Band hört man häufig, daß bei einer Anlage das Stehwellenmeßgerät ein Stehwellenverhältnis von 1 : 1 anzeigt. Derartig gute Werte sind unwahrscheinlich und werden selbst bei bestausgeklügelten kommerziellen Anlagen nicht erreicht. Die handelsüblichen Stehwellenindikatoren sind in ihrer Anzeige sehr frequenzabhängig, so daß sie z. B. im KW-Bereich einigermaßen richtig anzeigen können, aber im 2-m-Band erhebliche Abweichungen aufweisen. Derartige Geräte kann man, wenn sie richtig anzeigen sollen, eigentlich immer nur für ein Band dimensionieren.

Um eine Mehrelementantenne, z. B. eine Yagiantenne mit ihrem niedrigen Eingangswiderstand, an eine $60\text{-}\Omega$ -Speiseleitung anzupassen, gibt es

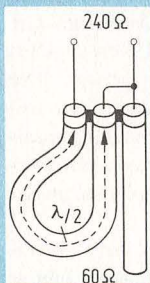
verschiedene Möglichkeiten. Eine davon ist die sogenannte T-Anpassung. In *Abb. 6* ist dieses System dargestellt. Im Abschnitt 2.1 wurde bereits erklärt, daß auf dem Dipol theoretisch alle Widerstandswerte von null bis unendlich abgegriffen werden können. In der Praxis ist der höchste Wert zwar nicht unendlich groß, aber immerhin relativ hoch. Wenn nun bei Yagi-antennen der Eingangswiderstand kleiner als der Wellenwiderstand der Speiseleitung ist, hat man mit der T-Anpassung die Möglichkeit, auf dem Dipol genau den Widerstandswert des Kabels abzugreifen und damit richtige Anpassung herzustellen.

Die T-Anpassung findet dort Anwendung, wo eine später noch beschriebene Balunschleife oder eine symmetrische Zweidrahtleitung als Speisekabel vorliegt. Dies ist heute beim Amateurfunk in den VHF- und UHF-Bereichen schon längst nicht mehr der Fall, sogar in der Rundfunk- und Fernsehtechnik hat man sich in den letzten Jahren besonnen und kommt von der dort lange Zeit dominierenden 240- Ω -Zweidrahtleitung ab. Gewissermaßen als Übergangslösung ist in der TV-Technik schon seit längerer Zeit das Symmetrierglied, das eine Antenne mit 240 Ω Eingangswiderstand an eine 60- Ω -Koaxleitung anzupassen hat, in Verwendung.

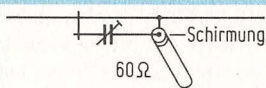
Beim Amateurfunk findet man in diesem Zusammenhang eine weitere Anpaßmethode, die sogenannte Gamma-Anpassung. In *Abb. 7* ist diese Anpaßmöglichkeit, die speziell für unsymmetrische Koaxleitungen von Bedeutung ist, schematisch dargestellt. Der Name dieser Anpaßmethode stammt vom griechischen Buchstaben „ γ “, der die Form des Anpaßstückes



6. Halbwellendipol mit T-Anpassung



8. Balunschleife zur Umsymmetrierung und Transformation 4 : 1, z. B. von 240 auf 60 Ω



7. Halbwellendipol mit Gamma-Anpassung

versinnbildlicht. Dabei wird wiederum mit einer Abgreifschelle auf dem Dipol der gewünschte Eingangswiderstand, der zur Anpassung an das Koaxkabel gewünscht wird, abgetastet. Der Kondensator C – zweckmäßig ein Abgleichtrimmer – dient dazu, die Induktivität der Anpaßleitung zu kompensieren und damit zu verhindern, daß der Dipol eine einseitige induktive Belastung bekommt.

Ist der Eingangswiderstand der Antenne z. B. mit einer T-Anpassung auf 240Ω ausgelegt und soll ein Koaxkabel mit einem Wellenwiderstand von 60Ω Verwendung finden, so kann zur Anpassung des Kabels an die Antenne (Transformierung) und zur gleichzeitigen Umsymmetrierung eine sogenannte Balunschleife gute Dienste leisten. *Abb. 8* zeigt die Schematik dieser Anpaßschleife. Dabei ist die eigentliche Schleife aus Koaxkabel $\lambda/2$ lang, wobei natürlich noch der Verkürzungsfaktor des Kabels zu berücksichtigen ist. Ein Beispiel: $\lambda = 70 \text{ cm}$, Verkürzungsfaktor des Kabels $v = 0,8$ ergibt eine geometrische Länge für die Schleife von:

$$L = 70/2 \times 0,8 = 28 \text{ cm.}$$

Die Länge von $\lambda/2$ bezieht sich dabei auf die Länge des Abschirmmantels der Schleife von einem Ende zum anderen. In *Abb. 9* ist mit den Strom- und Spannungswerten die Transformatorwirkung erklärt.

Die Transformation der Balunschleife von 240 auf 60Ω kann man rechnerisch wie folgt leicht erklären. Die Eingangsimpedanz der Schleife soll

z. B. 240Ω sein. Nach dem Ohmschen Gesetz ist $Z_1 = \frac{u}{i}$ oder $i = \frac{u}{Z_1}$.

für die Eingangsimpedanz Z_1 von 240Ω ist damit der Strom $i = \frac{u}{240}$.

Nun dreht bekanntlich eine $\lambda/2$ -lange Leitung die Phasenlage einer Wechselspannung oder des Stromes vom Anfang zum Ende um 180° , wobei die Impedanz in ihrem Wert erhalten bleibt, also eine Transformation von $1 : 1$ zu verzeichnen ist. Aus dem Schema ist der Augenblickswert des Stromes i an den einzelnen Stellen mit Pfeilen gekennzeichnet. Am Ausgang der Schleife ergibt sich demnach $2 \times i$ in der gleichen Richtung. Von der Spannung u am Eingang erscheint nur mehr $u/2$ am Ausgang.

Die Ausgangsimpedanz Z_2 der Balunschleife ergibt sich nach *Abb. 9* aus:

$$Z_2 = \frac{u/2}{2 \times i} = \frac{u}{2 \times 2 \times i}; \quad i \text{ kann man durch } i = \frac{u}{Z_1} = \frac{u}{240}$$

ersetzen. Die Ausgangsimpedanz Z_2 wird dann:

$$Z_2 = \frac{u}{2 \times 2 \times u/240} = \frac{240}{4} = 60 \text{ Ohm}$$

Die Anpaßart mit Balunschleife wird in der Amateurfunktechnik gerne verwendet. In der TV-Technik wird die Transformierung und Umsymmetrierung mit Spulenanordnungen erledigt.

Eine weitere Anpaßmöglichkeit stellt noch die häufig verwendete $\lambda/4$ -Leitung dar. Diese Leitung hat die günstige Eigenschaft, von einem Ende zum anderen zu transformieren, wobei der eigene Wellenwiderstand eine Rolle spielt. Die rechnerische Bedingung dazu lautet:

$$Z_L = \sqrt{Z_1 \times Z_2}$$

Dabei ist: Z_L = der Wellenwiderstand der $\lambda/4$ -Leitung

Z_1 = z. B. der Eingangswiderstand einer Antenne

Z_2 = der Wellenwiderstand der Speiseleitung

Ein Beispiel dazu: Eine Antenne hat einen Eingangswiderstand von 40Ω , die Speiseleitung einen Wellenwiderstand von 60Ω . Zur richtigen Anpassung muß die zwischen Antenne und Speiseleitung geschaltete $\lambda/4$ -Leitung einen Wellenwiderstand von

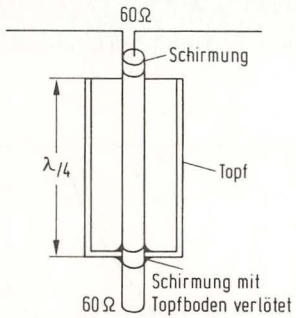
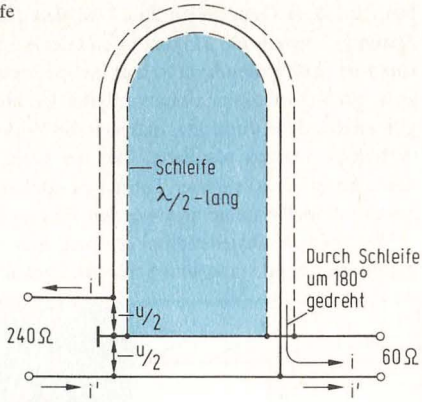
$$Z_L = \sqrt{40 \times 60} = 49 \Omega \text{ haben.}$$

Ist ein Antennenanschluß symmetrisch und soll ein unsymmetrisches Koaxkabel Verwendung finden und ist der Eingangswiderstand der Antenne gleich der Kabelimpedanz, so benötigt man ein Umsymmetrierglied. Dies könnte mit einer Spulenanordnung geschehen, die aber bei sehr hohen Frequenzen ungünstige Formen annehmen würde. In diesem Falle ist ein Sperrtopf günstiger. Ein derartiger Sperrtopf ist in *Abb. 10* im Schnitt dargestellt. Ein Metalltopf (z. B. aus Messing) hat eine Länge von $\lambda/4$, wobei noch ein Verkürzungsfaktor zu berücksichtigen wäre. Er ist oben offen. Der Boden hat eine Öffnung, durch die das Koaxkabel eingeführt wird. Die Schirmung des Kabels ist mit dem Boden des Topfes verlötet. Vom Kabelende wird der Innenleiter mit einem Dipolast und die andere Dipolhälfte mit der Schirmung verbunden. Durch diese Anordnung wird bei Beibehaltung der Impedanz erreicht, daß das Koaxkabel als Speiseleitung außen keine Hf-Energie abstrahlt bzw. aufnimmt.

In einem späteren Abschnitt wird nochmals ein Sperrtopf beschrieben, der im Prinzip gleich ist, lediglich etwas anders ausgeführt wurde.

Zur Umsymmetrierung lassen sich auch Koaxkabelstücke verwenden, die für diesen Zweck genau dimensioniert werden müssen. Bei hohen Frequenzen sind diese Symmetrierglieder nur recht ungenau zu verwirklichen, zumal in manchen Fällen der genaue Verkürzungsfaktor des Kabels nicht bekannt ist.

9. Balun-Transformationschleife mit eingetragenen Strom- und Spannungswerten



10. $\lambda/4$ -Sperrtopf zur Umsymmetrierung eines symmetrischen Antenneneingangs auf ein unsymmetrisches Koaxkabel

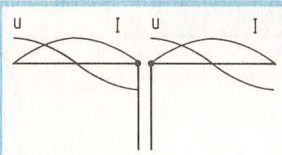
Es gäbe in diesem Zusammenhang noch mehrere Transformations- und Umsymmetrierglieder zu beschreiben, die entweder nur in der KW-Technik Anwendung finden oder für den Funkamateurliebt zu realisieren sind. Aus diesem Grunde werden bei späteren Beschreibungen nur die Systeme erwähnt, die für den Funkamateurliebt verständlich und mechanisch einfach herzustellen sind.

2.3 Ganzwellendipol, oder auch kollinearer Dipol genannt

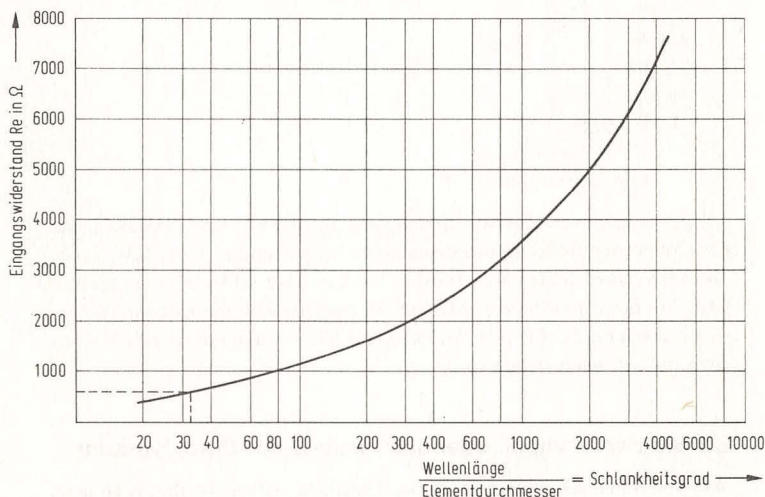
Wie der Name schon sagt, ist dieser Dipol eine ganze Wellenlänge lang, wobei für die genaue Dimensionierung hier ebenfalls ein Verkürzungsfaktor zu berücksichtigen ist. Abb. 11 zeigt die Strom- und Spannungsverteilung

lung auf dem Ganzwellendipol. An den Enden des Dipols erreicht die Spannung jeweils ein Maximum und der Strom ein Minimum. Im Gegensatz zum Halbwellendipol ist hier im Speisepunkt, also in der Mitte des Dipols, ein Spannungsmaximum und für den Strom ein Minimum. Auch hier gilt wieder der Grundsatz, daß sich die Widerstände wie die Spannungen verhalten. Daraus resultiert, daß der Ganzwellendipol im Speisepunkt hochohmig ist. Aus dieser Tatsache ergibt sich außerdem, daß hier meist andere Anpaßsysteme anzuwenden sind als beim Halbwellendipol.

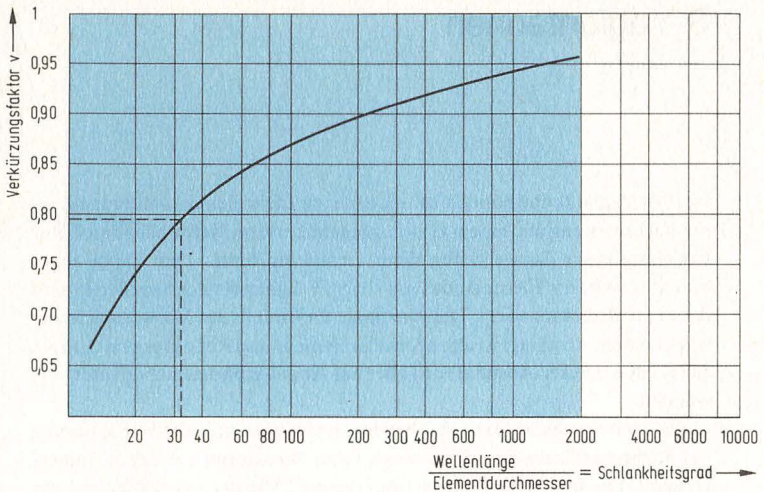
Wie beim Halbwellendipol ist auch hier bei dieser Dipolart der Eingangswiderstand stark vom Schlankheitsgrad des Elementes abhängig.



11. Strom- und Spannungsverteilung beim Ganzwellendipol



12. Eingangswiderstand R_e beim Ganzwellendipol abhängig vom Verhältnis Wellenlänge zum Elementdurchmesser (Schlankheitsgrad)



13. Verkürzungsfaktor v beim Ganzwellendipol abhängig vom Schlankheitsgrad

In *Abb. 12* ist der Eingangswiderstand des Ganzwellendipols in Abhängigkeit vom Schlankheitsgrad aufgetragen. In das Diagramm ist wieder ein Beispiel eingetragen:

Elementdurchmesser = 4 mm, Wellenlänge = 13 cm,
 der daraus resultierende Schlankheitsgrad von 32,5 ergibt aus dem Diagramm einen Eingangswiderstand R_e von 600 Ω . Der Schlankheitsgrad des Elementes bestimmt auch beim Ganzwellendipol wieder den Verkürzungsfaktor v , mit dem die geometrische Länge des Dipols bestimmt wird. Zur Ermittlung des Verkürzungsfaktors v dient das Diagramm in *Abb. 13*. Beim eingetragenen Beispiel für eine Wellenlänge von 13 cm und einen Elementdurchmesser von 4 mm ergibt sich für den oben bereits ermittelten Schlankheitsgrad von 32,5 ein Verkürzungsfaktor v von 0,795. Dies bedeutet, daß der Dipol für ein λ von 13 cm nur 10,3 cm lang zu machen wäre.

Bei späteren Beschreibungen von Antennenkonstruktionen wird auf diese Diagramme Bezug genommen. Damit haben die Leser, die die hier beschriebenen Antennen nachbauen wollen und irgendein Material zur Verfügung haben, selbst die Möglichkeit, die Dimensionen zu bestimmen.

3 Empfänger-Schaltungstechnik

Zum besseren Verständnis der später beschriebenen 2-m-Transistor-Stationen und um dem Funkamateurler, der gerne eigene Wege geht, Anregungen zu geben, werden nachfolgend einige Grundsaltungen für die einzelnen Empfängerstufen besprochen.

3.1 Pendelaudion

Nur der Vollständigkeit halber sei das Pendelaudion erwähnt, obgleich es heute nicht mehr empfehlenswert ist. Bei einem Minimalaufwand an Bauteilen ermöglicht es den Entwurf eines empfindlichen Empfängers mit allerdings unbefriedigender Trennschärfe. Bild 14 zeigt als Beispiel die Schaltung eines Transistor-Pendelaudions. Nicht unerwähnt soll bleiben, daß das Pendelaudion unter normalen Umständen zu erheblichen Störungen der benachbarten 2-m-Stationen führen kann. Das

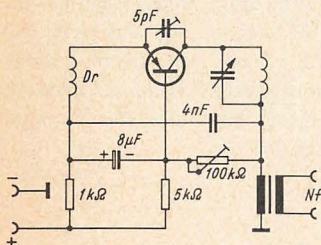


Bild 14. Schaltung eines Pendelaudions

Pendelaudion ist, wie der Name schon sagt, ein mit der Pendelfrequenz intermittierendes Schwingaudion. Die über die Antenne abgestrahlten Schwingungen stören in einem sehr breiten Band und können oft den ganzen 2-m-Bereich „verseuchen“. Wenn auch eine dem Pendelaudion vorgeschaltete Hf-Verstärkerstufe die Abstrahlung etwas vermindert, so sei doch vorsorglich vor dieser Schaltung gewarnt.

3.2 Überlagerungsempfänger

Wenn der Aufwand für einen Überlagerungsempfänger auch größer ist, so ergibt sich selbst bei einfachen Schaltungen neben besserer Trennschärfe unbedingt eine größere Sicherheit gegen Störungen benachbarter Stationen.

3.3 Hf-Stufe

Wird vor der Mischstufe eine Hf-Verstärkerstufe verwendet (Bild 15), so ist auch die Gefahr der eventuellen Störabstrahlung der Oszillatorfrequenz gebannt. Daneben verstärkt die

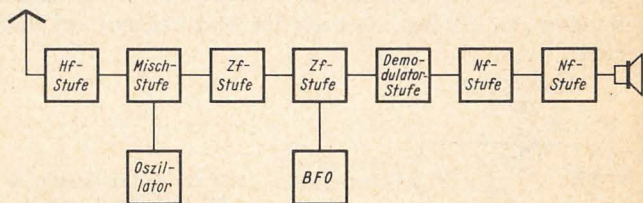
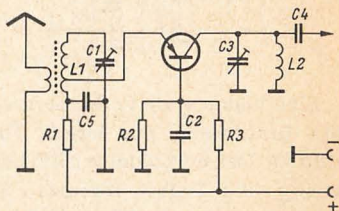


Bild 15. Blockschema eines Einfachsübersetzers

Rechts: Bild 16. Hf-Verstärkerstufe für das 2-m-Band



Hf-Stufe beachtlich das Eingangssignal, und bei Verwendung entsprechender Transistortypen verbessert sie auch das Signal-Rauschverhältnis.

Eine weitere Hf-Stufe bringt zwar eine zusätzliche Verstärkung, aber keine Verbesserung der Rauschzahl. Nachdem die Bandbreite der 2-m-Schwingkreise ohnehin schon unerwünscht groß ist und niederohmige Transistoren die Kreise noch zusätzlich bedämpfen, kann in diesem Frequenzbereich durch Erhöhen der Stufenzahl fast nichts an Trennschärfe gewonnen werden. Dazu kommt noch, daß eine übergroße Hf-Verstärkung die Mischstufe übersteuert, was Kreuzmodulationen zur Folge haben

kann. Aus dieser Überlegung geht hervor, daß eine Hf-Stufe am sinnvollsten ist.

In **Bild 16** ist die Schaltung einer üblichen Hf-Verstärkerstufe dargestellt. Um die Stufe nicht gegen Eigenregung neutralisieren zu müssen, wurde die Basisschaltung gewählt. Weil der Transistor-Eingang in der Basisschaltung niederohmig ist, liegt der Emitter an einer Anzapfung der Spule L 1. Der Transistor-Ausgang ist in dieser Schaltung hochohmig, daher kann der Kollektor an das heiße Ende des Kreises gelegt werden. Der Spannungsteiler R 2/R 3 an der Basis und der Widerstand R 1 in der Emitterleitung legen den Arbeitspunkt des Transistors fest und sorgen für Stabilität bei Temperaturschwankungen. Der Kondensator C 2 legt die Basis für Hochfrequenz auf Nullpotential.

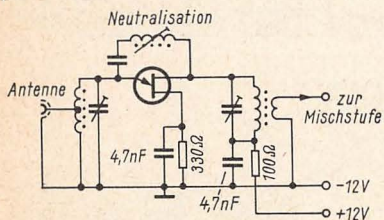


Bild 17. Hf-Verstärkerstufe mit Feldeffekttransistor

Eine bedeutende Verbesserung einer Hf-Verstärkerstufe bringt die Bestückung mit einem Feldeffekt-Transistor (FET) nach **Bild 17**. Der hochohmige FET belastet den Eingangsschwingkreis wenig und liefert für diese Stufe ein sehr günstiges Signal-Rauschverhältnis. Es lassen sich damit Rauschzahlen unter 2 kTo erzielen. Diese niedrige Rauschzahl ist beim Empfang schwacher Signale wichtig, sie war früher nur mit Spezialröhren erreichbar. Wie mit Röhren werden mit Feldeffekt-Transistoren auch Cascode-Schaltungen, um eine höhere Verstärkung zu erzielen, zusammengestellt.

3.4 Mischstufe

Transistor-Rundfunkempfänger enthalten heute fast ohne Ausnahme eine selbstschwingende Mischstufe. Man spart gegenüber einer Schaltung mit getrenntem Oszillator einen Tran-

Bild 18. Mischstufe für einen 2-m-Empfänger mit Oszillatoreinspeisung in die Basis

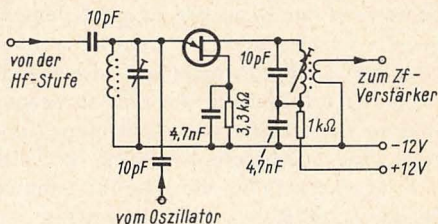
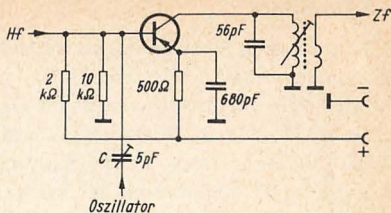


Bild 19. Mischstufe mit Feldeffekttransistor

sistor nebst einigen Bauelementen. Bei Rundfunkempfängern muß man allerdings bedenken, daß zum Empfang fast stets starke Signale zur Verfügung stehen. Beim 2-m-Empfänger trifft diese Voraussetzung nicht immer zu. Hier müssen viel schwächere Signale verarbeitet werden als im Rundfunkbereich.

Diese Tatsache bedingt, daß man beim 2-m-Empfänger Misch- und Oszillatorstufe optimal auslegt, um auch den schwachen Signalen noch gerecht zu werden. Daraus ergibt sich eine zweckmäßige Trennung von Misch- und Oszillatorstufe.

Die Mischstufe nach **Bild 18** brachte in praktischer Erprobung gute Ergebnisse. Signal- und Oszillatorfrequenz sind an die Basis des in Emitter-Schaltung arbeitenden Transistors geführt. Die Oszillator-Injektion kann mit dem Kondensator C genau dosiert werden. Wesentlich ist, den Spannungsteiler an der Basis möglichst niederohmig zu halten, um Kreuzmodulations-effekte zu verringern.

Eine Erhöhung der Kreuzmodulationsfestigkeit läßt sich in der Mischstufe durch einen Feldeffekt-Transistor gemäß **Bild 19** erzielen.

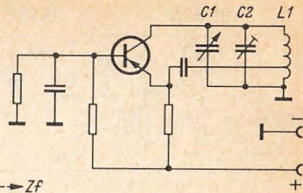
3.5 Oszillator

Je nach dem Verwendungszweck und nach den Stabilitätsforderungen arbeitet der Oszillator *freischwingend* oder *quarkontrolliert*. Ein freischwingender Oszillator nach **Bild 20** stimmt eine Mischstufe im Einfachsuper auf die Empfangsfrequenz ab. Natürlich eignet sich diese Schaltung auch in einem Mehrfachsuper zum Transponieren der ersten Zwischenfrequenz auf eine niedrigere. Dazu sind lediglich C 1 und L 1 der Frequenz entsprechend zu bemessen. Zur Bandspreizung ist dem Abstimm-drehkondensator C 1 ein Trimmer C 2 parallel geschaltet. Um den Oszillator bei Spannungsschwankungen in seiner Frequenz stabil zu halten, ist es erforderlich, die Betriebsspannung beispielsweise mit einer Zenerdiode zu stabilisieren. Um auch für die Hf-Stufe sowie die Mischstufe konstante Verhältnisse zu erhalten, erscheint es zweckmäßig, die Betriebsspannung dieser Stufen ebenfalls zu stabilisieren. Dadurch wird u. a. gewährleistet, daß die Skaleneichung bei allen Betriebsspannungen erhalten bleibt (**Bild 21**).

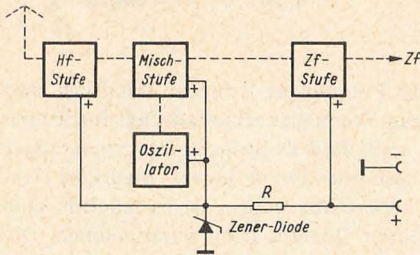
Bei Zwei- und Mehrfachsuperhets, in denen zwei oder mehrere Oszillatoren frequenzstabil bleiben müssen, wird die Angelegenheit schon wesentlich kritischer. Je nach der Temperaturkonstante der verwendeten Bauteile (diese ist in den wenigsten Fällen bekannt) kann es vorkommen, daß z. B. die zwei Oszillatoren in ihrer Frequenzdrift in ungünstige Richtungen laufen. Bei kleinen Spannungsschwankungen oder Temperaturänderungen würde nicht nur die Skaleneichung verändert, sondern auch die Leistung des Empfängers durch das Verstimmen der Oszillatoren in unterschiedliche Richtungen verschlechtert. Eine besonders gute Spannungsstabilisierung sowie die Kenntnis der Temperaturkonstanten der kritischen Bauteile und deren Kompensation oder eine eingehende Erprobung sind notwendig, um stabile Verhältnisse zu erzielen.

Wesentlich sicherer arbeitet ein in der Frequenz fester Oszillator mit Quarzsteuerung, der aber mehr Aufwand erfordert. Die Schaltung nach **Bild 22** wird dazu häufig verwendet. Die Rückkopplung vom Schwingkreis auf den Emitter erfolgt über den Spannungsteiler C 2/C 3 und den Schwingquarz.

Rechts: Bild 20. Freischwingender Transistor-Oszillator für Empfänger und BFOs



Links: Bild 21. Spannungsstabilisierung mit einer Zenerdiode



Rechts: Bild 22. Quarz-stabilisierter Oszillator

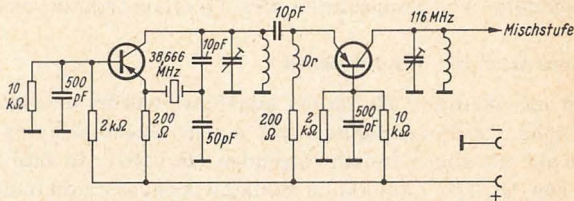
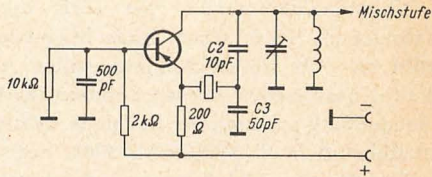


Bild 23. Zweistufiger Oszillator für Konverter. Der Quarz mit einer Obertonfrequenz von 38,666 MHz ergibt nach Verdreifachung in der zweiten Stufe 116 MHz. Für das 2-m-Band ergibt sich daraus eine abstimmbare Zf von 28 bis 30 MHz

Weil freischwingende Oszillatoren bei hohen Frequenzen schwieriger zu stabilisieren sind als bei niedrigen, ist es beim Doppelsuper ratsam, den zweiten Oszillator (= niedrigere Frequenz) abstimmbaar zu gestalten. Der erste Oszillator (vgl. Bild 22) arbeitet auf der höheren Frequenz quartzkontrolliert. Leider sind

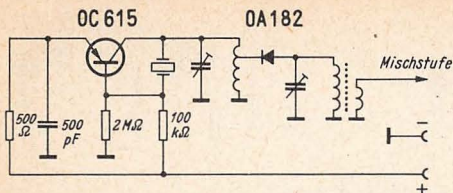


Bild 24. Quarz-Oszillator mit einer Diode zur Frequenzvervielfachung

Quarze für derartig hohe Frequenzen schlecht erhältlich und teuer. Deshalb wendet man Frequenzvervielfachung durch eine zusätzliche Stufe an. Ein nach **Bild 23** aufgebauter zweistufiger Oszillator benötigt demnach nur einen Quarz niedriger Frequenz. Genauso wie bei Röhrenschaltungen ist es möglich, eine Synchronisierung durch einen Quarzoberton vorzunehmen. Die erforderlichen Quarze sind verhältnismäßig billig.

Vollständigkeitshalber sei auch auf die Frequenzvervielfachung mit Hilfe einer Diode hingewiesen. Ein Beispiel zeigt **Bild 24**. — In diesem Rahmen sollen nicht sämtliche Möglichkeiten beschrieben werden, sondern wir beschränken uns auf die Behandlung prinzipieller Beispiele. Weitere Schaltungen wurden ausführlich in FUNKSCHAU 1963, Heft 3, Seite 59 besprochen.

Frequenzvervielfachung und gleichzeitige Verstärkung lassen sich günstig mit Transistoren der Overlay-Technik erzielen.

3.6 Konverter für das 2-m-Band

Wie im Abschnitt 3.5 bereits angeführt wurde, erzeugt man eine hohe Oszillatorfrequenz mit einem Quarzoszillator günstiger als mit einem freischwingenden Oszillator. In **Bild 25** ist eine von DL 9 JU entwickelte einfache Konverterschaltung angegeben, in der die Oszillatorfrequenz mit einem einstufigen Oszillator erzeugt wird. Dieser Konverter ist neuerdings als Baustein fertig erhältlich.

Konverter dieser Art gibt es nun in verschiedenen Ausführungen bei Firmen für den Amateurfunkbedarf.

Die Antenne liegt an einer Anzapfung des Eingangsschwingkreises. Der in Basisschaltung arbeitende Eingangstristor liegt zur richtigen Anpassung mit seinem Emitter an einem kapazitiven Spannungsteiler. Die Mischstufe in Emitterschaltung ist

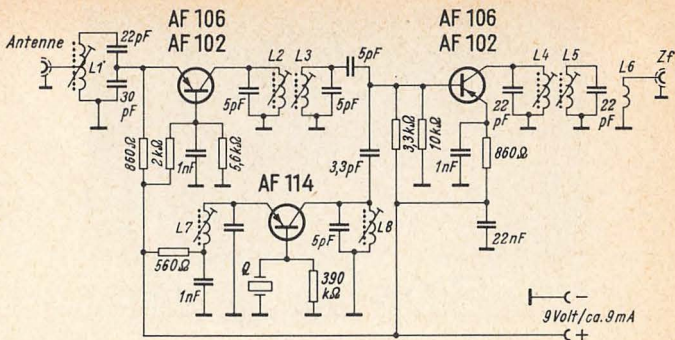


Bild 25. Konverter für das 2-m-Band von DL 9 JU

über ein Bandfilter an die Hf-Stufe angekoppelt. Ebenfalls an der Basis des Mischtransistors liegt die kapazitiv eingespeiste Oszillatorfrequenz. Das Zf-Bandfilter wird je nach der Oszillatorfrequenz z. B. für das 10-m-Band ausgelegt.

Der Oszillator ist sehr einfach. Wenn das 10-m-Band zur Abstimmung dient, wird er mit einem Obertonquarz für 38,666 MHz bestückt. Dabei sind L7 auf die Quarzfrequenz und L8 auf die 3. Harmonische, also 116 MHz, abgestimmt. Die Abstimmung der Kreise erfolgt bei sämtlichen Spulen des gesamten Konverters mit Ferritkernen. Als Schwingkreiskapazitäten dienen überall Festkondensatoren.

3.7 Tuner für das 2-m-Band

Wer sich möglichst wenig Mühe machen will, verwendet als Abstimmeinheit für den 2-m-Empfänger z. B. einen Transistor-Baustein von Görler, wie er für das 3-m-Rundfunk-Band hergestellt wird. Selbstverständlich sind auch UKW-Tuner anderer Fabrikate nach Abänderung für das 2-m-Band verwendbar

Einen speziell für das 2-m-Band entwickelten Tuner liefert z. B. die Firma Werner Conrad, Hirschau. Er ist sehr klein und eignet sich gut für einfache 2-m-Empfänger.

Sehr gute Ergebnisse erzielte der Verfasser mit für das 2-m-Band umgebauten 3-m-Tunern der Firma Görler. Speziell

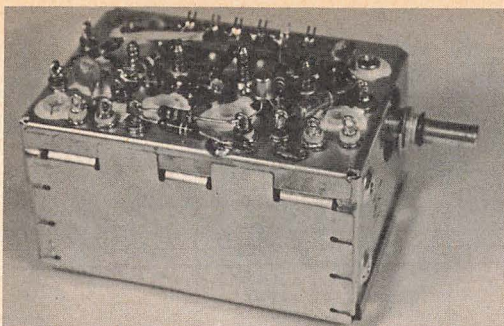


Bild 26. Görler-UKW-Tuner mit FET-Bestückung

die Tuner mit 3- bzw. 4facher Drehkondensatorabstimmung zeigten neben guter Empfindlichkeit und niedriger Rauschzahl eine sehr hohe Kreuzmodulationsfestigkeit. Ein Tuner mit 4facher Drehkondensatorabstimmung ist sogar mit Feldeffekt-Transistoren bestückt, und er ist besonders kreuzmodulationsfest (**Bild 26**). Die einzige Schwierigkeit, diese Tuner für das 2-m-Band umzubauen, besteht darin, den Drehkondensator in seiner Kapazität zu verkleinern. Mit einiger Vorsicht kann man vom Rotor pro Sektion alle Platten bis auf ein Stück herausbrechen. Die Platten sind auf der Achse aufgedreht, so daß man z. B. mit einem Schraubenzieher jede einzelne Platte um die festgehaltene Achse so weit durchschiebt, daß man sie mit einer Flachzange, die noch rauhe Greifflächen hat, zu fassen bekommt. Unter leichtem Hin- und Herbiegen und gleichzeitigem Ziehen kann man so die Platten aus der Pressung herausziehen. Die restliche Platte, die pro Sektion im Drehkondensator verbleibt, wird dann sauber justiert, so daß kein Plattenschluß übrig bleibt (**Bild 27**). Aus den Spulenkörpern für die UKW-Frequenz (nicht aus dem Zf-Filter) werden dann sämtliche Hf-Kerne entfernt und mit den den einzelnen Sektionen parallel liegenden Trimmern der Tuner in das 2-m-Band gestimmt. In Verbindung mit einem Feintrieb, z. B. nach Bild 33, bekommt man eine Bandspreizung über ca. 180 Grad. Zu erwähnen ist noch, daß auch die dem Oszillatorschwingkreis parallel liegende Kapazitäts-

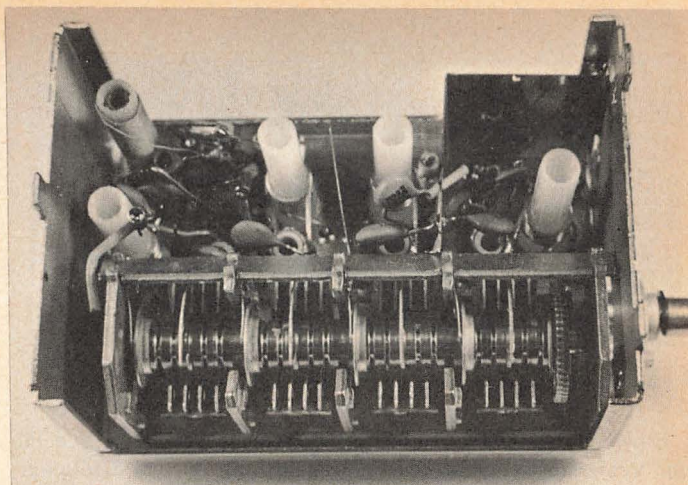


Bild 27. Görler-UKW-Tuner nach dem Umbau für das 2-m-Band

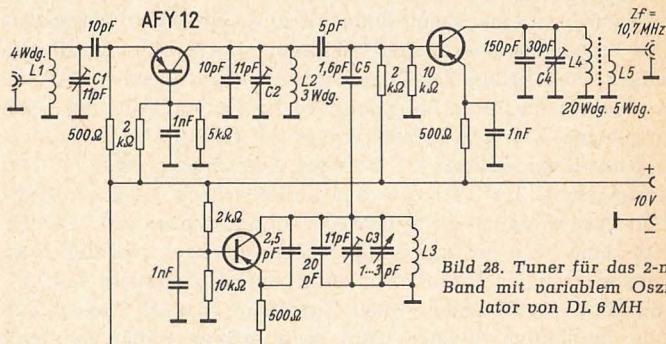


Bild 28. Tuner für das 2-m-Band mit variablem Oszillator von DL 6 MH

diode entfernt werden muß. Eine automatische Scharfabstimmung ist im 2-m-Band wegen der sehr unterschiedlichen Feldstärken der Sender nicht zweckmäßig.

Die früher von der Firma Görler hergestellten 3-m-Tuner mit Variometerabstimmung sind für die nunmehr sehr gehobenen Ansprüche im 2-m-Funkverkehr nicht mehr geeignet.

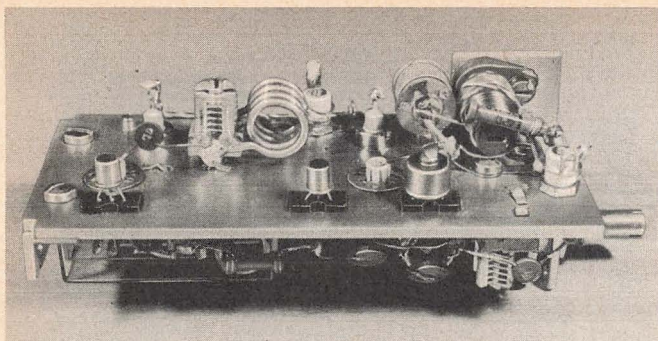


Bild 29. Tuner für das 2-m-Band von oben gesehen. Am vorderen Rand des Chassis die drei Transistoren, hinten rechts das Zf-Ausgangfilter

Einen vollständigen Tuner mit variablem Oszillator, wie ihn der Verfasser bei mehreren Empfängern mit bestem Erfolg verwendete und der auch von anderen Funkamateuren erfolgreich nachgebaut wurde, zeigen die **Bilder 28 bis 30**. Die Betriebsspannung wird mit einer Zenerdiode auf 10 V stabilisiert. Das sichert gute Frequenzstabilität des Oszillators bei Spannungsschwankungen. Die Hf-Stufe des Tuners ist mit einem Transistor AFY 12 von Siemens bestückt. Ein Transistor AF 102 von Valvo ist gleich gut geeignet. Um eine Selbsterregung der Hf-Stufe zu vermeiden, liegt der Eingangskreis L 1/C 1 über dem Chassis (Bild 29). Der Eingangskreis L 1/C 1 sowie der Kollektorkreis L 2/C 2 werden ohne Transistor mit Hilfe eines Griddippers etwa auf 150 MHz abgestimmt. Ein Bestimmen der Kreisfrequenzen (speziell beim Eingangskreis L 1/C 1) ist mit eingebautem Transistor fast unmöglich, weil der niederohmige Transistor so stark dämpft, daß keine eindeutige Anzeige (Dip) mehr erfolgt. Daher empfiehlt sich die Abstimmung ohne Transistor auf eine etwas höhere Frequenz (ca. 150 MHz). Der Feinabgleich wird im Betrieb, möglichst mit dem Rauschgenerator, durchgeführt. Dadurch ist es möglich, aus der Hf-Stufe neben guter Leistung auch das günstigste Signal-Rauschverhältnis herauszuholen.

Die Mischstufe gleicht man einfach auf maximalen Zf-Output ab. Ein Kurzwellenempfänger als Zf-Verstärker mit S-Meter

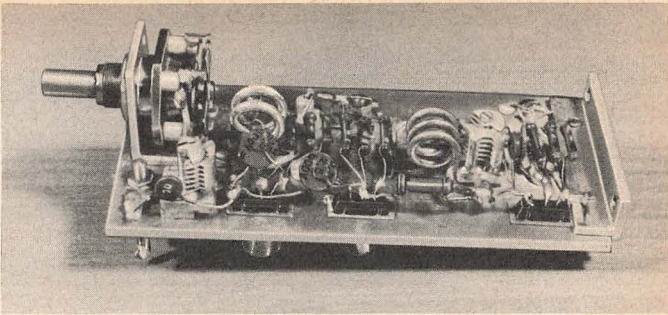


Bild 30. 2-m-Tuner von unten gesehen. Am vorderen Rand die Fassungen für die Transistoren, ganz links der Abstimm-drehkondensator, davor der Bandsetztrimmer

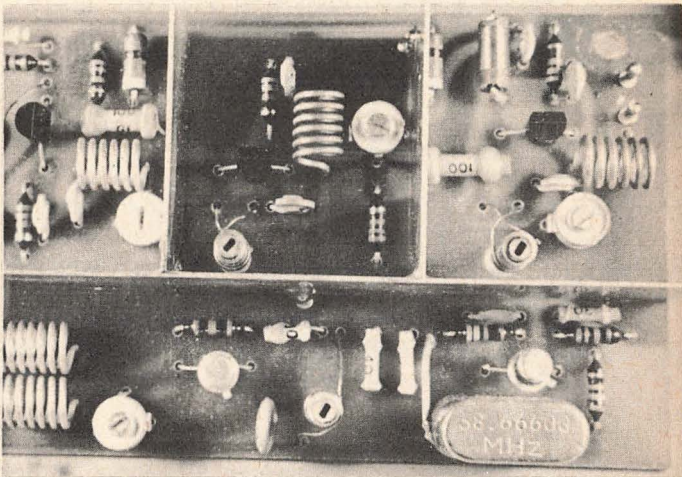


Bild 31. 2-m-Konverter mit FET-Bestückung nach DL 6 SW

leistet dabei gute Dienste. Der Oszillator funktioniert bei richtiger Dimensionierung auf Anhieb. Seine Frequenz wird groß mit einem als Absorptions-Frequenzmesser betriebenen Grid-dipper festgelegt. Die Oszillatorfrequenz speist man in die

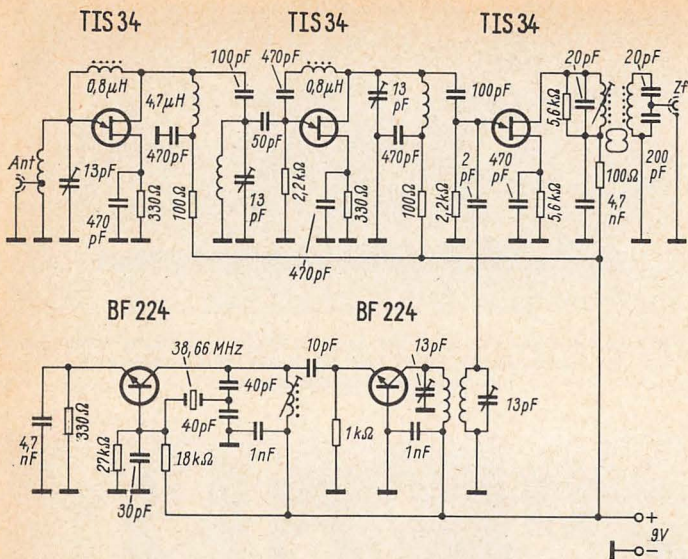


Bild 32. 2-m-Konverter nach DL 6 SW

Mischstufe über C 5 ein. Die Dimensionierung des Zf-Kreises L 4/C 4 hängt von der verwendeten Zf ab. Bei 10,7 MHz hat die Spule L 4 ca. 20 Windungen und L 5 als Auskopplungsspule hat 5 Windungen.

In der Mischstufe arbeitet ebenfalls ein Siemens-Transistor AFY 12 (oder ähnlicher Typ) und im Oszillator ein AFY 10 oder AF 106. Im Oszillator sind auch ältere Typen wie OC 171 oder OC 615 brauchbar.

Wie die Bilder 29 bis 30 erkennen lassen, ist der Tuner auf einen schmalen Blechstreifen aufgebaut, der als Baustein in eine 2-m-Station eingesetzt werden kann.

Bild 31 zeigt einen Konverter-Baustein und **Bild 32** die Schaltung eines von DL 6 SW entwickelten und sehr bewährten 2-m-Konverters, der in den Hf- und Mischstufen mit Feldeffekt-Transistoren bestückt ist. Er hat bei geringem Rauschen eine hohe Kreuzmodulationsfestigkeit.