

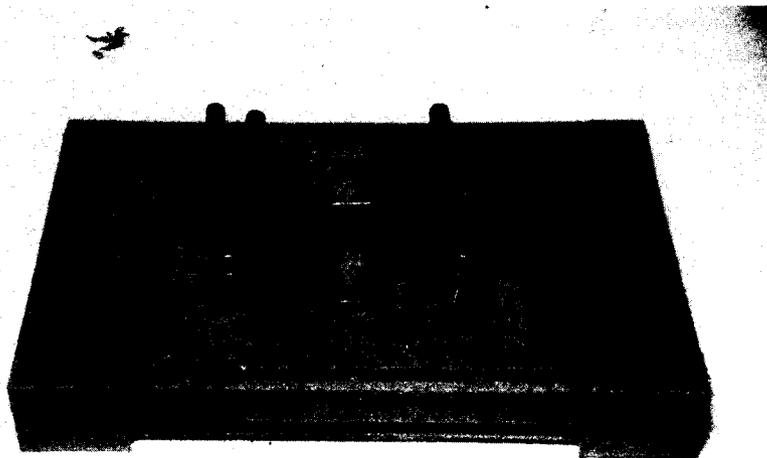
**Bauteile**

Obere Reihe, von links nach rechts:

Integrierter Schaltkreis mit acht Anschlußstiften – darunter: Integrierter Schaltkreis mit 14 Anschlußstiften – Transistor 2 N 1613 – Transistor AC 153 K mit Kühlkörper – Transistor BD 241 – Transistor 2 N 3055 (Leistungstyp)

Untere Reihe:

Fassung für integrierte Schaltkreise mit 14 Anschlußstiften – Transistor BC 107 b – Transistor BC 308 - Diode 1 N 914 - Miniatur-Leuchtdiode - Leuchtdiode, Normalgröße



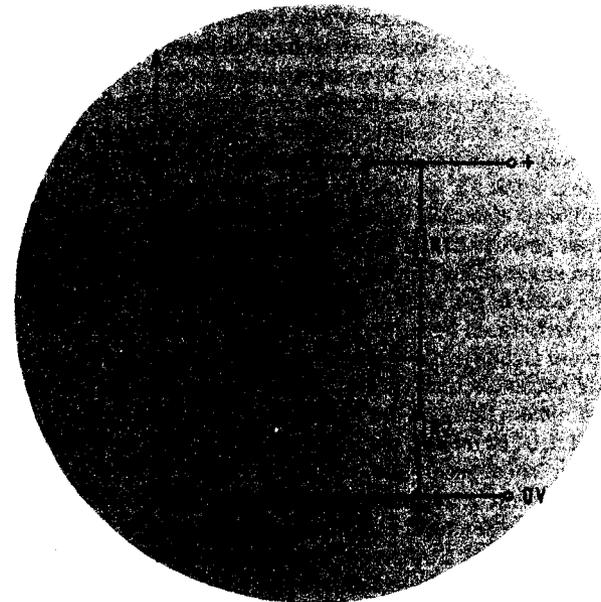
Experimentierbrett mit Steckfassungen (hier mit dem Aufbau eines astabilen Multivibrators)

# 3

## Erste Schritte zum Eigenbau

### 3.1 Ein kleiner Übungssender

Damit können wir nun die Theorie einstweilen beenden und an den Selbstbau eines ersten kleinen Versuchssenders gehen. Er soll so anspruchslos wie nur möglich ausfallen: einfacher geht es kaum. Auch wenn man in der Praxis noch nicht viel mit diesem Sender beginnen kann, sollte ein Anfänger ruhig darangehen, ihn zu Übungszwecken einmal aufzubauen. Um so besser lassen sich dann die später notwendigen Erweiterungen der Schaltung verstehen.



### 3 Erste Schritte zum Eigenbau

Zunächst zum Schaltplan (Abb. 19). Der Schwingkreis besteht aus der Spule L 1 und dem Kondensator C 1. Um die Batterie (4,5 V) von der Hochfrequenz des Oszillators zu trennen, ist in den Weg zum positiven Pol der Batteriespannung eine Drosselspule gelegt, die einen für hochfrequente Wechselströme sehr hohen Widerstand darstellt (vgl. Stichwort „Induktion“). Ein npn-Transistor vom Typ BC 109 (oder 107 bzw. 108) übernimmt die Rolle des Schalters. Er reicht völlig aus; ein besonderer Hochfrequenztransistor ist nicht erforderlich. Durch den Quarz Q ist der Schwingkreis rückgekoppelt; die Transistorbasis erhält außerdem eine Vorspannung über den Spannungsteiler R 1/R 2. Der Quarz stabilisiert die Sendefrequenz; welchen Quarz man wählt, ist grundsätzlich beliebig. Er sollte aber einen Wert um 27 MHz (Megahertz) haben, z. B. 27,12 MHz. Die hochfrequenten Schwingungen werden durch die Spule L 2 ausgekoppelt und auf die Antenne übertragen. Als Antenne kann man eine einfache Teleskopantenne von ca. 1,20 m nehmen; da ihre Länge eventuell nicht ausreicht, ist eine Spule L 3 vorgesehen, die durch Verdrehen ihres Kernes so abgestimmt werden kann, daß die abgestrahlte Sendeleistung maximal wird.

Der Aufbau erfolgt am besten auf einer kleinen Veroboard-Platte von ca. 4 x 4 cm<sup>2</sup>. Die beiden Spulen L 1 und L 2 werden, falls man sie nicht fertig kaufen kann, selbst gewickelt. Es gibt dafür Spulenkörper aus Kunststoff (sog. Trolitul-Spulenkörper); im Innern des Spulenkörpers befindet sich ein Gewinde mit einem Ferrit-Kern (grüne Markierung), der sich durch Drehen mit einem Schraubenzieher je nach Bedarf hinein- bzw. herausschrauben läßt: Dadurch kann man die Induktivität der Spule beeinflussen. Die Spule L 1 (Durchmesser 5 mm) soll 11 Windungen aus 0,6 mm-Kupferlackdraht bekommen; sie werden auf etwa 15 mm Länge ineinandergezogen und an den Enden sorgfältig vom Lack befreit. Die Spule L 2 mit 2,5 Windungen (Cu-Lackdraht 1 mm  $\phi$ ) paßt in die Mitte von L 1 und wird zwischen deren eigene Windungen auf den gemeinsamen Spulenkörper gewickelt. Auf diese Weise ist die induktive Kopplung der beiden Spulen am engsten. Bei beiden Spulen muß genügend Drahtlänge übrig bleiben, um die Enden in die Löcher der Veroboard-Platte zu stecken und an den dortigen Kupferbahnen festzulöten. Für den Spulenkörper bohrt man ein Loch von geeigneter Größe in die Platte, so daß der Sockel des Körpers gut eingepaßt ist. Die kleinen seitlichen Nocken, die am Fuß des Spulenkörpers sitzen, werden weggefeilt; dann läßt sich der Fuß leicht in eine passende Lage drehen. Damit alles fest sitzt, ist es ratsam, die Drahtwindungen auf dem Spulenkörper und den Fuß in der Veroboard-Platte mit etwas Uhu-Plus festzukleben. Beim Festlöten der Drahtenden ist besondere Sorgfalt nötig, damit keine „kalten“ Lötstellen entstehen. Am besten tupft man etwas Lötack auf die Enden, bevor man lötet, und prüft hinterher die Spulen auf einwandfreien Stromdurchgang (Batterie und Glühbirne mit den Leiterbahnen der Spulen zu einem Stromkreis verbinden).

### 3.1 Ein kleiner Übungssender

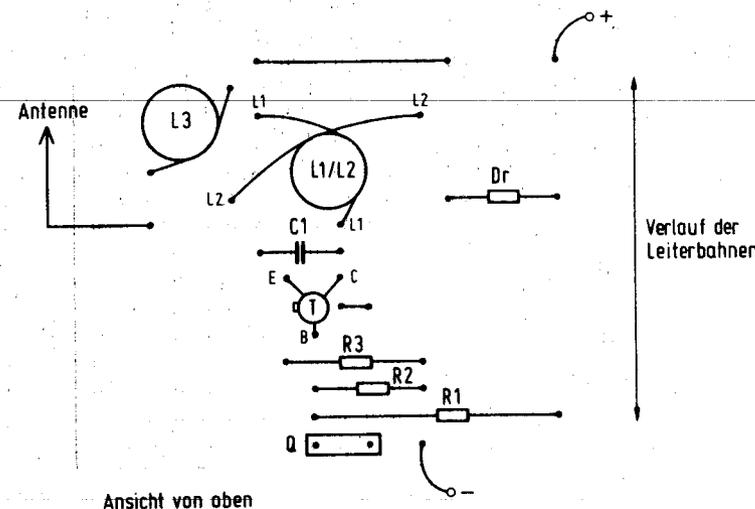


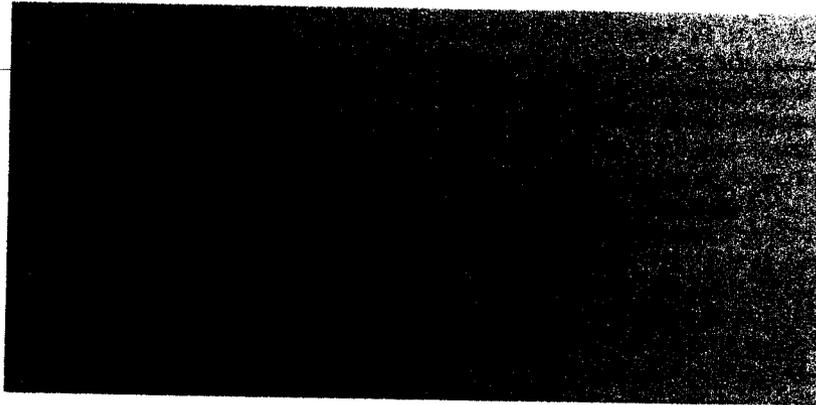
Abb. 20 Bestückung einer Veroboard-Platte für den einfachen Versuchssender von Abb. 19

#### Bauteile:

R 1: 30 k $\Omega$ , 1/4 W; R 2: 3,9 k $\Omega$ , 1/4 W; R 3: 47  $\Omega$ , 1/4 W; C 1: 56 pF;  
T: BC 109 B o. ä.; Dr: 30  $\mu$ H; Q: 27,12 MHz; Spulen: siehe Beschreibung

Die Spule L 3 für die Antennenanpassung wird in der gleichen Weise angebracht. Sie sitzt ebenfalls auf einem Trolitul-Spulenkörper mit Kern (5 mm  $\phi$ ) und hat 22 Windungen aus Cu-Lackdraht von 0,5 mm  $\phi$ , eng gewickelt. Die Antenne selbst kann nicht auf dem Veroboard-Plättchen befestigt werden; sie gehört an das Sendergehäuse. Aber man sollte darauf achten, daß das Verbindungskabel zum Antennenfuß möglichst kurz wird.

Nun können die übrigen Bauteile eingesetzt bzw. festgelötet werden. Besondere Schwierigkeiten treten dabei nicht auf, nur ist darauf zu achten, daß der Transistor nicht falsch herum sitzt. Der Bestückungsplan (Abb. 20) gibt die Ansicht von oben an! Für die Kondensatoren genügen Keramikausführungen, bei denen es nicht auf die Polarität ankommt. Den Schwingquarz sollte man nicht direkt einlöten, sondern eine Quarz-Fassung benutzen, in die er nur eingesteckt wird; man kann ihn dann nach Bedarf auswechseln. Alle Bauteile sind verhältnismäßig leicht zu beschaffen (vgl. die Liste der Bezugsquellen am Schluß dieses Buches). An einigen Stellen der Schaltung sind Leiterbrücken zwischen den Kupferbahnen der Grundplatte nötig; dafür benutzt man am besten farbig isolierte Litze von ca. 1 mm Durchmesser, desgleichen für die Zuleitungen zu Batterie und Antenne.



Wenn alles richtig eingelötet ist, kann die Abstimmung des Senders erfolgen. Es gibt dafür allerdings zunächst nur einen indirekten Weg, denn noch fehlt uns ein geeigneter Empfänger. Um aber zu prüfen, ob der Sender richtig arbeitet, kann man parallel zu der Spule L 2 eine Leuchtdiode mit möglichst kurzen Verbindungsdrähten anlöten (vgl. Stichwort „Leuchtdioden“); die Katode kommt dabei an das Spulenende, das mit dem negativen Batteriepol in Verbindung steht (Abb. 21). Schließt man nun den Sender an eine Batterie an (4,5 V, eventuell auch 9 V), so leuchtet die Diode auf. Sollte das nicht der Fall sein, so kann man zur Abstimmung die Spulenkerne verstellen, und wenn auch das nicht hilft, muß man die Lötstellen prüfen. Wenn alles in Ordnung ist, kann die Leuchtdiode wieder abgelötet werden.

Außerdem sollte man die Stromaufnahme des Senders mit einem Amperemeter kontrollieren. Bei Verwendung einer 9-Volt-Batterie ergeben sich ca. 30 mA. Der Sender arbeitet aber auch mit 4,5 V, liefert dann natürlich eine geringere Leistung. Sie genügt durchaus, wenn man den Sender nur im Zimmer betreiben will; mehr ist für unseren Versuchssender auch gar nicht nötig.

Zum Schluß werden Sender und Batterie in einem passenden Gehäuse untergebracht (z. B. Teko-Gehäuse, Modell 72 x 57 x 44 mm<sup>3</sup>); in dieses Gehäuse wird auch die Antenne eingesetzt. Am besten nimmt man eine Ausführung mit Zentralbefestigung; sie muß gegen die Gehäusemasse isoliert werden. Auch ein Ein-aus-Schalter ist natürlich nötig, z. B. ein Schiebeschalter, der nicht viel Platz wegnimmt. Will man den Sender später erweitern, so lassen sich bei den angegebenen Gehäuseabmessungen auch noch weitere Bauteile unterbringen.

### 3.2 Ein Dioden-Kleinempfänger

Als Gegenstück zu dem soeben geschilderten Versuchssender wollen wir nun einen Kleinempfänger bauen. Auch er ist so ziemlich das Anspruchsloseste, was man auf diesem Gebiet machen kann (Abb. 22). Er besitzt nicht einmal eine eigene Versorgungsbatterie, sondern nimmt seine Betriebsenergie aus der vom Sender abgestrahlten Leistung.

Dazu braucht man zunächst einmal eine Antenne; ihre Länge ist unkritisch und kann bei 70 cm liegen; ein einfacher Draht reicht aus. Die vom Sender kommende Strahlung induziert in der Antenne hochfrequente Wechselströme, und durch sie wird ein sog. Resonanzkreis aus der Spule L und dem Kondensator C 1 zum Mitschwingen angeregt. Dazu müssen natürlich Spule und Kondensator richtig dimensioniert sein; die Spule besteht aus 1 mm starkem Kupferdraht (am besten versilbert) und ist in 11 Windungen um einen Spulenkörper (5 mm  $\varnothing$ ) mit rotem Kern gewickelt. Der Kondensator soll 56 pF haben (Keramikausführung). Zwischen den Enden des Resonanzkreises (Meßpunkte A und B) entsteht eine HF-Wechselspannung von der Frequenz des Senders, etwa 27 MHz. Dabei ist der eine Anschluß des Resonanzkreises mit der Masse des Empfängers, einem Metallgehäuse, verbunden; dort liegt das sog. „kalte Ende“ des Schwingkreises, während man den Antennenanschluß als „heiß“ bezeichnet. Natürlich ist das bildlich gemeint und hat nichts mit Erwärmung zu tun; nur werden die vom heißen Ende kommenden HF-Schwingungen in der Empfängerschaltung zum nächsten Bauteil weitergeleitet.

Bei ihm handelt es sich um eine Diode (Germanium-Ausführung mit guter Leitfähigkeit; vgl. das Stichwort „Diode“). Sie wirkt als Gleichrichter, d. h. läßt den Strom nur in einer Richtung durch. Da nun die von dem Resonanzkreis kommenden hochfrequenten Schwingungen wie bei einem Wechselstrom ihre

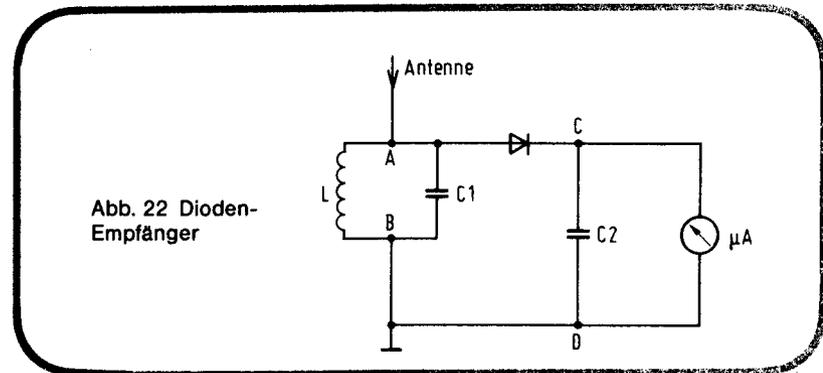
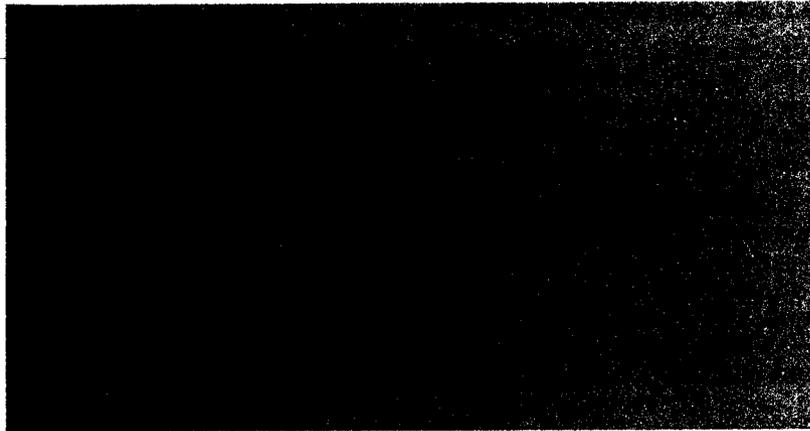


Abb. 22 Dioden-Empfänger



Polarität dauernd ändern, können sie nicht ständig durch die Diode hindurchwirken. Man zeichnet Wechselströme in Schaubildern als Wellen, d. h. zieht sie gemäß einer waagerechten Zeitachse gleichsam auseinander, so daß die Stromstärke  $I$  zwischen einem positiven und einem negativen Amplitudenwert periodisch pendelt. Die positiven Halbwellen werden von der Diode durchgelassen, die negativen gesperrt, und so tritt hinter der Diode eine pulsierende Gleichspannung auf (Meßpunkte C und D); (Abb. 23).

Der Sinn der Sache liegt darin, daß auf diese Weise ein Meßgerät (Ampere-meter) angeschlossen werden kann. Ließe man die Diode weg, so müßte der Zeiger des Gerätes zwischen den Amplitudenwerten hin- und herschwanken, aber da er bei der vorliegenden Hochfrequenz dazu zu träge ist, würde er einfach bei Null stehen bleiben. Ist die HF jedoch gleichgerichtet, so schlägt die Zeigernadel stets nur nach einer Seite aus und könnte demnach etwas anzeigen.

Allerdings wäre diese Anzeige immer noch unstabil, da ihr ein pulsierender Gleichstrom zugrunde liegt; man muß ihn glätten, und dazu dient der Kondensator C 2. Er verwischt die Schwankungen der HF, indem er sich bei Spannungsspitzen auflädt und dann wieder bei absinkender Spannung fast entlädt, also seine eben noch gespeicherten Ladungen wieder in den Stromkreis abgibt. So kann er die zwischen den Spannungsspitzen liegenden Täler auffüllen und die Spitzen selbst abflachen: im ganzen kommt eine einigermaßen konstante Gleichspannung heraus. Dieser Kondensator C 2 braucht nur eine geringe Kapazität zu haben, weil die Wechselspannungsimpulse sehr schnell aufeinanderfolgen; ca. 150 pF genügen vollauf.

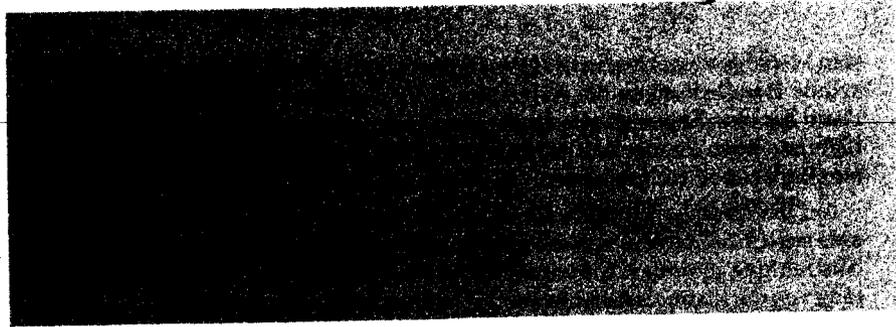
Schließlich wird hinter dem Glättungskondensator das Amperemeter angeschlossen. Da der Empfänger nur mit den sehr geringen Energien arbeitet, die

von der Antenne aufgefangen werden, sind die entstehenden Ströme minimal und könnten z. B. keine Glühbirne zum Aufleuchten bringen. Das Meßgerät muß daher genügend empfindlich sein und sollte einen Meßbereich bis höchstens  $100 \mu\text{A} = 0,1 \text{ mA}$  haben.

Man kann nun die ganze Schaltung wieder in ein passendes Gehäuse einsetzen und dann seine ersten Probemessungen ausführen. Dazu werden Sender und Empfänger in ca. 20 cm Entfernung nebeneinandergestellt. Ist der Sender eingeschaltet, so ergibt sich am Mikroamperemeter ein Ausschlag, dessen Größe aber sehr verschieden sein kann, je nachdem, wie Sender und Empfänger zueinander stehen. Am besten tastet man mit dem Empfänger die Umgebung der Sendeantenne systematisch ab; an einigen Stellen wird das Meßgerät stark, an anderen nur schwach oder gar nicht ausschlagen, denn in unmittelbarer Umgebung des Senders breiten sich die elektromagnetischen Wellen noch nicht gleichmäßig im Raum aus. Man muß eben etwas herumprobieren, bis man Erfolg hat. Schlägt das Meßgerät aus, so kann man den Spulenkern im Empfänger verstellen, bis der Ausschlag maximal wird; dann sind Sender und Empfänger aufeinander abgestimmt.

Die Leistungsfähigkeit des Diodenempfängers ist ziemlich gering; auf größere Distanz wird er bald gar nichts mehr anzeigen, denn dort ist die Feldstärke der HF-Strahlung schon zu sehr abgesunken. Wie weit der Empfänger noch etwas anzeigt, hängt von seiner Qualität ab (z. B. von der Spule, die möglichst verlustarm arbeiten soll: daher der dicke versilberte Kupferdraht). Aber zunächst geht es uns hier ums Prinzip, und wenn der Empfänger funktioniert, können wir sicher sein, daß auch unser Sender richtig arbeitet.

Immerhin kann man einen genügend empfindlichen Dioden-Kleinempfänger auch später noch als Kontrollgerät einsetzen, z. B. als Feldstärkenmesser bzw. um zu prüfen, ob dort, wo man seine Fernsteuerungsanlage einsetzen will, keine störenden Einflüsse fremder Sender vorliegen. Es lohnt sich demnach schon, einen brauchbaren Diodenempfänger zu bauen, er sollte seinen festen Platz in der Bastelwerkstatt des Fernsteueramateurs haben.

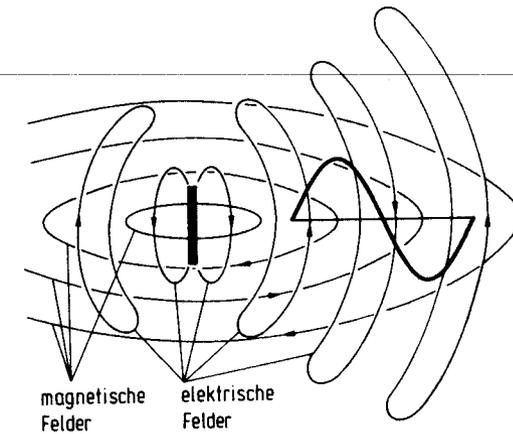


Der beste Sender nützt einem wenig, wenn er eine schlechte Antenne hat. Es kommt nämlich gar nicht darauf an, ob die Endstufe des Senders ein paar Milliwatt mehr oder weniger produziert; es geht darum, ihre Leistung auch wirklich in den Raum abzustrahlen, und wenn das nicht über eine optimal angepasste Antenne geschieht, wird man auch kaum erfreuliche Reichweiten erzielen können. Daher müssen wir uns nun noch ein wenig mit Antennenproblemen beschäftigen.

Dazu erinnern wir uns zunächst an das Prinzip einer Senderantenne; in dem Abschnitt über ungedämpfte Schwingungen (2.1) war davon bereits die Rede. Eine arbeitende Antenne ist ein schwingender Dipol, d. h. in ihr fließen Ladungen ständig hin und her. Man kann natürlich auch sagen, es handle sich um einen offenen Schwingkreis; das bedeutet dasselbe. Die Enden der Antenne entsprechen dann den beiden Platten eines Kondensators, der Antennendraht entspricht der Spule. Selbstverständlich sehen Kondensatoren und Spulen ganz anders aus als eine Antenne, aber es kommt hier nicht auf das Aussehen an. Entscheidend ist, daß sich in der Umgebung der Antenne Felder bilden, nämlich elektrische und magnetische. Bei den elektrischen Feldern laufen die Feldlinien immer von einem Antennenende zum anderen, wobei die Richtung sich periodisch ändert; bei den magnetischen Feldern bilden die Feldlinien konzentrische Kreise um den Antennenstab, und zwar ebenfalls mit periodischer Richtungsänderung. Außerdem lösen sich die beiden Feldtypen ständig ab: elektrisches Feld – magnetisches Feld – elektrisches Feld – magnetisches Feld usw. Was sich dabei in den Raum hinein ausbildet, heißt eine elektromagnetische Welle.

Der Übergang vom Schwingkreis bzw. vom schwingenden Dipol zur elektromagnetischen Welle liegt darin, daß Schwingungen sich ausbreiten können. Wirft man einen Stein ins Wasser, so gerät die Wasseroberfläche an der Einwurfstelle in Schwingungen; diese Schwingungen breiten sich aber sofort als

Abb. 102 Ausbreitung elektromagnetischer Wellen um einen schwingenden Dipol



Wasserwellen kreisförmig über die Oberfläche hin aus. Bei einer Senderantenne ist es genauso. Die elektrischen und magnetischen Felder bleiben nicht am Antennenstab „kleben“, sondern lösen sich von ihm ab, greifen immer weiter in den Raum hinein und wandern schließlich völlig selbständig weiter. Dabei ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit unvorstellbar hoch: 300 000 km/sec., d. h. Lichtgeschwindigkeit. Während aber die bereits abgelösten Felder in den Raum fortziehen, produziert die Antenne im Rhythmus ihrer hochfrequenten Schwingungen ständig Nachschub; man kann sich das so vorstellen, als ob die am Dipol entstehenden Felder ihre Vorgänger immer weiter in den Raum hinein wegdrücken bzw. hinausschieben, um selbst Platz zur Ausbreitung zu bekommen. Natürlich ist das nur ein grob-mechanisches Bild: elektromagnetische Felder stoßen und schieben sich nicht (Abb. 102).

Nun brauchen wir aber noch eine Formel, um die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen im Raum darstellen zu können. Auch dabei halten wir uns zunächst an ein mechanisches Modell, nämlich an die schon erwähnten Wasserwellen. Im Querschnitt ergeben sie eine Auf-und-ab-Linie, die im Idealfall einer „harmonischen Schwingung“ sinusförmig ist. Der Abstand zwischen zwei Punkten, die sich in genau entsprechenden Schwingungszuständen befinden, die also „in gleicher Phase“ sind, heißt Wellenlänge und wird mit dem griechischen Buchstaben  $\lambda$  (Lambda) bezeichnet. Man kann  $\lambda$  von Wellenberg zu Wellenberg, von Wellental zu Wellental messen oder so wie in Abb. 103. Bei elektromagnetischen Wellen gibt es zwar weder Berge noch Täler, aber auch Punkte gleicher Phase bzw. gleicher Schwingungszustände, so daß man dort ebenfalls durchaus sinnvoll von Wellenlängen sprechen kann. Wie hoch die

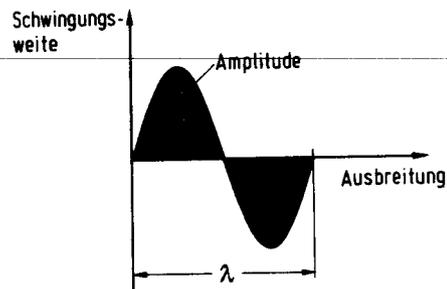


Abb. 103 Amplitude und Länge einer Welle

Berge und Täler einer Wasserwelle sind, hängt von der Erregungsstärke der Wasseroberfläche ab, also von der Energie, die in den Wasserschwingungen steckt; ganz entsprechend kann man bei elektromagnetischen Wellen von ihren Schwingungsenergien sprechen, die dann natürlich in den jeweiligen Feldstärken erscheinen, und mit dem Begriff *Amplitude* bezeichnet man ganz allgemein das Maß einer Schwingungsenergie.

Wenn sich nun eine Welle im Raum ausbreitet, so kommt sie in der Zeit, die einer vollen Schwingung entspricht, um eine ganze Wellenlänge voran. Die Schwingungsdauer  $T$  ist demnach die Zeit, in der die Strecke  $\lambda$  zurückgelegt wird, und da der Quotient Weg : Zeit eine Geschwindigkeit bezeichnet, können wir nun für elektromagnetische Wellen die Geschwindigkeit  $c$  (gleich 300 000 km/sec) durch  $\lambda$  und  $T$  ausdrücken:

$$c = \frac{\lambda}{T}$$

Nun gibt es aber auch einen Zusammenhang zwischen Schwingungsdauer  $T$  und Frequenz  $f$  einer Schwingung (vgl. 2.1): Je größer die Frequenz, desto geringer die Schwingungsdauer, und umgekehrt. Diese beiden Größen sind zueinander „reziprok“:

$$T = \frac{1}{f}$$

Setzt man diesen Ausdruck für  $T$  in die obige Formel ein, so erhält man einen Doppelbruch, den man nach den Regeln der Bruchrechnung umformen kann:

$$c = \frac{\lambda}{\frac{1}{f}} = \lambda \cdot f$$

und daraus folgt ferner:

$$f = \frac{c}{\lambda} \text{ bzw. } \lambda = \frac{c}{f}$$

Mit Hilfe dieser Formeln lassen sich Frequenzen in Wellenlängen (und umgekehrt) umrechnen, und das ist manchmal recht nützlich. So ergibt die Rechnung, daß einer Frequenz von 27 MHz, wie sie im Fernsteuerbereich oft auftaucht, eine Länge der zugehörigen elektromagnetischen Welle von etwa 11 m entspricht. Das sind schon recht kurze Wellen, denn die „langen“ Wellen des Rundfunkbetriebes haben bei Frequenzen um 0,2 MHz Längen von 1000 bis 2000 m, bei den Mittelwellen kommen wir auf ca. 200 bis 600 m. Dagegen liegen die UKW-Wellen im Bereich einiger Meter (genau: 2,83 bis 3,43 m), das Fernsehen arbeitet bei „very high“ Frequenzen (VHF) und ultrahohen Frequenzen (UHF) im Gebiet der Dezimeterwellen.

Doch zurück zu den Antennen! Wird eine Antenne an die Endstufe eines HF-Senders angeschlossen, so arbeitet sie am besten, wenn sie mit den Schwingungen dieser Endstufe in Resonanz steht, d. h. wenn die Schwingungen des Antennendipols dieselbe Frequenz haben wie der HF-Oszillator. Auf der Antenne bilden sich dann *stehende Wellen* aus, und was man darunter versteht, machen wir uns am besten auch wieder durch ein mechanisches Beispiel klar. Wir denken uns ein Seil oder einen Bindfaden mit einem Ende an einer festen Wand angeknüpft; das freie Ende wird mit der Hand oder über die Exzentrzscheibe eines Motors möglichst rasch auf- und abbewegt. Der Faden gerät dann in Schwingungen, die bei bestimmten Frequenzen ein Bild ergeben, bei dem man gar nicht die Einzelbewegungen genau unterscheiden kann, sondern den Eindruck hat, der Faden sei selbst zu einer Art „Welle“ geworden, bei der es dann Stellen weitester Schwingung und andere Stellen gibt, die in Ruhe bleiben; man spricht von *Schwingungsbäuchen* und *Knoten* (Abb. 104). Auch auf einem schwingenden Dipol passiert etwas Ähnliches, nur kann man natürlich nichts davon sehen, weil die elektrischen Schwingungen keine mechanischen Wirkungen haben. Aber es läßt sich leicht vorstellen, daß sich eine stehende Welle auf einem schwingenden Dipol nur ausbilden kann, wenn Dipollänge und Wellenlänge aufeinander abgestimmt sind, d. h. entweder muß der Dipol genauso lang sein wie  $\lambda$  oder er muß sogar auf seiner Gesamtlänge mehrere

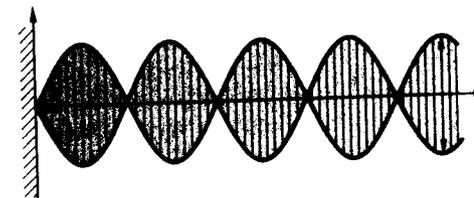
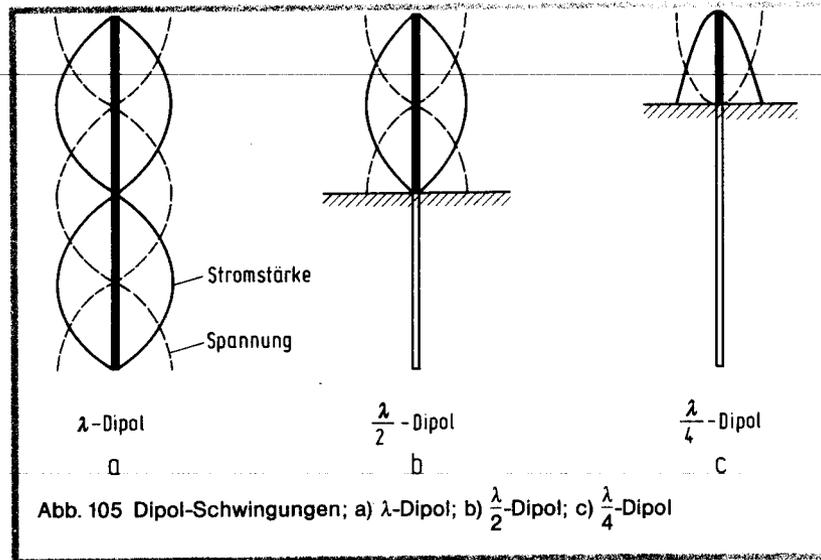


Abb. 104 Stehende Seilwelle



ganze Wellenzüge unterbringen können. Wenn wir daran denken, daß bei HF-Werten um 27 MHz die Wellenlänge ca. 11 m beträgt, müßte also eine entsprechende Sendeantenne 11 m lang sein, und das wäre für die Fernsteuerpraxis natürlich ein Unding. Wer will schon mit einer 11 m langen Antenne herumziehen?

Aber so schlimm ist die Sache nun auch wieder nicht: wir müssen uns nur die elektrischen Schwingungen auf unserem Dipol etwas genauer ansehen. Da seine Enden den Kondensatorplatten eines Schwingkreises entsprechen, herrscht in bestimmten Augenblicken zwischen ihnen die höchste Spannung; andererseits sind diese Enden Schlußpunkte für die Bewegung der elektrischen Ladungen, und das heißt soviel wie: an ihnen wird die Stromstärke gleich Null. Für einen schwingenden Dipol mit der Länge  $\lambda$  erhalten wir also eigentlich zwei Schwingungsbilder der stehenden Welle (wobei wir nur von der Grundwelle ausgehen wollen, für die  $\lambda$  der gesamten Dipollänge entspricht): eine „Welle“, die den Verlauf der Stromstärke angibt und die demnach sowohl an den Dipolenden als auch in der Dipolmitte je einen Knoten besitzt, und eine zweite „Welle“ für den Spannungsverlauf, bei der es genau umgekehrt ist: sie hat dort, wo die Stromstärkenwelle ihre Knoten bildet, ihrerseits entsprechende Spannungsbäuche. Spannung und Stromstärke sind also phasenverschoben, und zwar genau um eine Viertel-Wellenlänge (Abb. 105 a).

Das Bild, das wir auf diese Weise erhalten, ist also symmetrisch; man könnte es in der Mitte des Dipols durchschneiden und erhielte so zwei gleiche Hälften. Das hat die Antennentechniker auf die Idee gebracht, ihre Antennen nur halb

so lang wie die Wellenlänge zu machen, weil dann ja doch das Wesentliche einer stehenden Schwingungserscheinung voll erhalten bleibt. Tatsächlich lassen sich solche  $\lambda/2$ -Antennen gut verwenden. Sie haben in der Mitte einen Stromstärkenbauch, d. h. dort liegt die Stelle größter Stromstärke, und an den Enden gibt es zwei Spannungsbäuche, d. h. dort ist die Spannung am größten. Für einen Sender von ca. 27 MHz müßte eine solche Halbwellenantenne eine Länge von ca. 5,5 m haben (Abb. 105 b).

Aber auch das ist für die Praxis immer noch viel zu lang. Deshalb sind die Antennentechniker auch noch den nächsten Schritt gegangen und haben ihre Dipole abermals halbiert. Man kommt so zu einer  $\lambda/4$ -Antenne (Abb. 105 c), und siehe da: Sie tut es auch, wenngleich ihre Abstrahlungsleistung schon sehr viel geringer ist als die eines  $\lambda/2$ -Dipols. Man nennt solche Antennen Marconi-Antennen nach dem italienischen Rundfunkphysiker Marconi, der für die Geschichte der Radiotechnik eine ganz entscheidende Bedeutung hat. Allerdings funktioniert die Marconi-Antenne nur unter einer Voraussetzung. Ganz so problemlos ist das Halbieren einer  $\lambda/2$ -Antenne nämlich doch nicht; eine stehende Welle könnte sich auf ihr gar nicht ausbilden, wenn eine Hälfte einfach weggeschnitten wird. Man muß diese Hälfte doch irgendwie ersetzen, um die Antenne funktionsfähig zu erhalten, aber da gibt es wiederum einen simplen Ausweg. Man muß nämlich am Fußpunkt der Antenne, also dort, wo jetzt ein Strombauch liegt, für ein elektrisches Gegengewicht der weggelassenen Antennenhälfte sorgen, und dazu eignet sich z. B. die Masse eines Sendergehäuses, vor allem, wenn man es mit der Hand anfaßt, so daß es noch zusätzlich geerdet ist. Dieses Gegengewicht setzt den Antennenstab spiegelbildlich nach unten zu fort. Damit ist ein Weiterfließen der im Dipol schwingenden Ladungen in die Metallmasse des Gehäuses hinein möglich, und wenn wir wieder von einem 27 MHz-Sender ausgehen, können wir nun unsere Antenne schon auf ca. 2,7 m verkürzen.

Allerdings ist auch solch eine Antenne immer noch unangenehm lang, und daher versucht man häufig, einen an sich kürzeren Antennenstab mit Hilfe einer Verlängerungsspule auf das notwendige Maß einer  $\lambda/4$ -Antenne zu bringen. Bei unserem zweistufigen Sender hatten wir davon bereits Gebrauch gemacht (L 5 in Abb. 34), und im allgemeinen bewährt sich dieser Trick recht gut. Allerdings sind zwei Dinge zu beachten: Erstens sollte die künstliche Antennenverlängerung nicht am Antennenfußpunkt sitzen, sondern möglichst in der Mitte, und zweitens ist es natürlich günstig, wenn die Verlängerungsspule nicht innerhalb des Sendergehäuses eingebaut wird. Auch die Verlängerungsspule gehört ja mit zur Antenne und trägt zu deren Abstrahlung bei. Trotzdem gibt es zahlreiche Bauanleitungen, die auf diese Gesichtspunkte keine Rücksicht nehmen (auch wir haben das bisher nicht getan), was natürlich eine Einbuße bei der Leistungsabstrahlung zur Folge hat. Wer anspruchsvoller ist, verwendet sog. zentralgeladene Antennen (CLC-Antennen), bei denen die Verlän-

gerungsspule in der Mitte einer Teleskopeinrichtung sitzt. Es handelt sich bei 27 MHz um Spulen mit zehn Windungen; die dabei abgestrahlte Leistungsausbeute ist recht gut, allerdings sind CLC-Antennen ziemlich teuer.

Verwendet man selbstgebaute Verlängerungsspulen, so ist es unbedingt nötig, sie richtig abzustimmen. Man kann das dadurch tun, daß man ihre Induktivität mit Hilfe eines Ferritkernes variiert; der Kern muß dann vorsichtig hin- und hergedreht werden, bis die Leistungsabgabe der Antenne optimal ist. Zur Kontrolle sind kleine Glühbirnen nützlich, die man zwischen Antenne und Masse einfügt, also dort, wo der Strombauch am größten ist. Ihre Helligkeit ist ein ungefähres Maß der Leistungsabstrahlung. Die Glühlämpchen müssen jedoch einen Widerstand haben, der nicht größer ist als der Widerstand, den die Antennenanlage an ihrem Fußpunkt hat. Dieser Widerstand liegt in der Gegend von  $50 \Omega$ ; günstig sind Lämpchen von 2,5 V und 0,1 oder 0,2 A. Besser kontrolliert man natürlich die Einstellung des Ferritkernes mit einem Feldstärkemesser in der Nähe des Senders. Auf jeden Fall sollte man die Antennenanpassung so sorgfältig wie möglich vornehmen, damit nicht ein Teil der Dipolleistung von der Antenne aus in den Sender zurückläuft und dort den Endstufen-transistor zerstören kann. Aus demselben Grund dürfen Fernsteuersender im allgemeinen nur mit ausgezogener Antenne betrieben werden. Höchstens bei überdimensionierten Endstufentransistoren kann ein Betrieb mit eingesteckter Antenne gefahrlos sein.

Bei Empfängerantennen gibt es all diese Probleme nicht. Ihre Länge ist unkritisch, d. h. sie muß nicht besonders auf die Frequenz der einzufangenden HF-Strahlung abgestimmt werden. Natürlich darf man eine Empfangsantenne auch nicht zu kurz wählen: 70 bis 100 cm sei die Regel. Wird die Antenne nicht fest mit dem Empfänger verlötet, so ist für eine gute Steckverbindung zu sorgen; wenn sie nicht sauber „sitzt“, geht viel aufgefangene Energie unnütz verloren.

# 11

## Superhet-Empfänger

Die Anlage eines Fernsteuersenders haben wir jetzt so weit besprochen, daß sich nach den bisherigen Erläuterungen schon recht leistungsfähige Geräte bauen lassen. Allerdings kann man aus den Angaben über den Sender noch nicht entnehmen, wie weit er in seiner Signalausstrahlung kommt; die Reichweite ist immer von dem Zusammenspiel mit dem zugehörigen Empfänger abhängig. Empfänger lassen sich jedoch in sehr verschiedener Weise und mit recht unterschiedlichen Empfindlichkeiten bauen; das von uns zuletzt geschilderte Pendelaudion ist schon eine ganz gute Sache, aber noch längst nicht die optimale Lösung des Empfangsproblems.

Was man von einem Empfänger für gehobene Ansprüche erwarten muß, ist, daß er erstens eine gute Selektionsfähigkeit besitzt, d. h. nur auf die ihm zu gedachten Nutzsignale reagiert und andere Frequenzen bzw. irgendwelche Störungen unterdrückt; daß er ferner genügend empfindlich ist, um auch auf sehr schwach einfallende Signale noch sicher zu reagieren, und daß er – was damit zusammenhängt – diese Signale so verzerrungsfrei wie möglich verstärkt bzw. aufbereitet. Da im praktischen Fernsteuerbetrieb – je nach Entfernung zwischen Sender und Empfänger – Feldstärkenänderungen bis zum Verhältnis 1 : 100 000 vorkommen, werden die Anforderungen an die Leistungsfähigkeit eines Empfängers begreiflicherweise sehr hoch, und da kann ein einfaches Pendelaudion eventuell nicht mehr Schritt halten.

Nun gibt es in der Rundfunktechnik schon seit langem den sog. Superhet – er hat die vor etlichen Jahrzehnten verbreiteten Ein- und Mehrkreiser (bezeichnet nach der Anzahl zusammenwirkender Empfangsschwingkreise) längst abgelöst. Genaugenommen müßte er „Superheterodynamischer Empfänger“ heißen, aber meistens sagt man schlicht: „Super“. Was es damit auf sich hat, soll in diesem Kapitel geschildert werden.

## 11.1 Überlagerung von Schwingungen

Bei den noch nicht nach dem Superhetverfahren arbeitenden Empfängern ging es darum, eine bestimmte HF-Einstrahlung über die Antenne aufzunehmen, eventuell zu verstärken, zu demodulieren und dann die so gewonnenen NF-Signale über Schaltstufen zu verarbeiten. Man kann das alles in einem Blockschaltbild darstellen, das die verschiedenen Arbeitsschritte in der Empfangsanlage einfach aneinanderhängt; es entsteht so das Grundschaema eines Geradeusempfängers. Dieser Name hat nichts mit irgendwelchen Strahlungsrichtungen bzw. Antenneneinstellungen zu tun; er bezieht sich einfach auf die geradlinig fortschreitende Darstellung im Blockschaltbild (Abb. 106).

Beim „Super“ wird das anders. Sein Blockschaltbild wird aus zwei zusammenlaufenden Ästen gebildet, und erst nach deren Vereinigung geht es geradlinig weiter (Abb. 107).

Was es damit auf sich hat, läßt sich ziemlich einfach sagen, obwohl die Sache gar nicht so einfach ist. Von der Empfangsantenne werden hochfrequente Eingangsschwingungen geliefert, die eventuell vorverstärkt wurden. Außerdem sitzt im Empfänger selbst noch ein besonderer *Oszillator*, der seinerseits Schwingungen im HF-Bereich produziert, und sie werden nun mit den Eingangsschwingungen zusammengeführt. Das geschieht im sog. *Mischer* – den

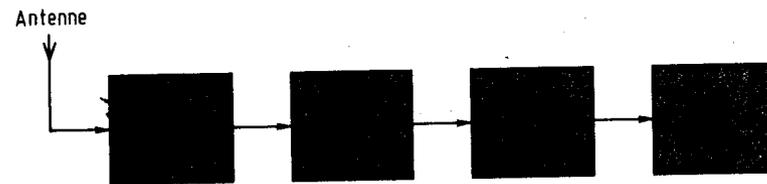


Abb. 106 Blockschaltbild zum Geradeaus-Empfänger

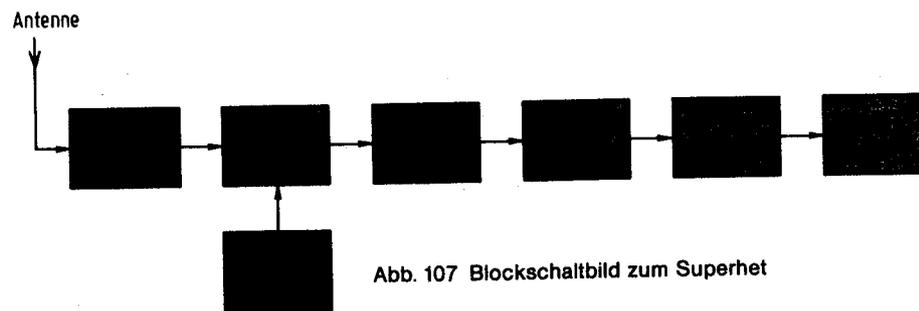
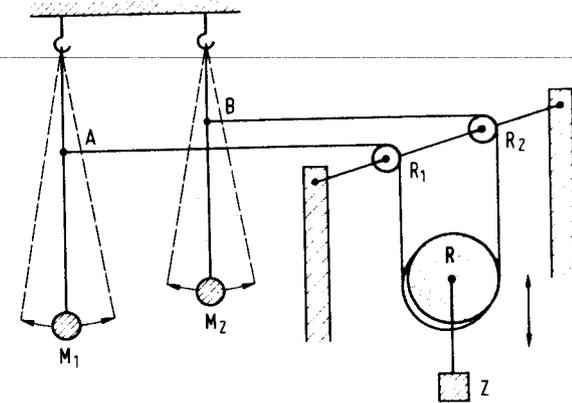


Abb. 107 Blockschaltbild zum Superhet

Abb. 108 Überlagerung zweier Pendelschwingungen



ein Geradeusempfänger nicht kennt – und dabei bedeutet „mischen“ natürlich nichts Mechanisches. Gemeint ist die Überlagerung zweier Frequenzen, aus denen sich dann eine *Zwischenfrequenz* ergibt.

Wie solch eine Überlagerung vor sich geht, kann man sich an einem einfachen Beispiel klarmachen. Wir denken uns zwei Fadenpendel M 1 und M 2 an ungleich langen Aufhängungen, so daß sie mit verschiedenen Frequenzen schwingen können. Von beiden Fäden (Punkte A und B in Abb. 108) läuft ein weiterer Verbindungsfaden über zwei Rollen R 1 und R 2 zu einem an der Rolle R hängenden Gewicht Z; dadurch werden beide Schwingungen, die von M 1 und die von M 2, bei Z zur Überlagerung gebracht, und Z schwingt gemäß einer resultierenden „Zwischenfrequenz“, wobei die Mischung der annähernd harmonischen Einzelschwingungen eine Überlagerungsschwingung ergibt. Sind die beiden Fadenpendel ungefähr – aber nicht genau! – gleich lang, so treten bei Z Schwebungen auf, d. h. Z führt verhältnismäßig langsame, gleichmäßige Schwingungen aus, deren Frequenz sich aus der Differenz der Pendelfrequenzen ergibt:

$$f = | f_1 - f_2 | ;$$

nur der Absolutwert der Differenz gilt, unabhängig davon, welcher Einzelwert größer ist.

Nach diesem Prinzip arbeitet nun auch der Mischer in einem Rundfunkempfänger, natürlich nicht mechanisch, sondern elektronisch. Und weil die Mischung als Überlagerung von Frequenzen bzw. als *Superposition* erfolgt, heißt dann die Anlage kurz: „Super“. Sagt man „Superhet“, so drückt man aus, daß die überlagerten Frequenzen verschieden, d. h. „heterogen“, sind.

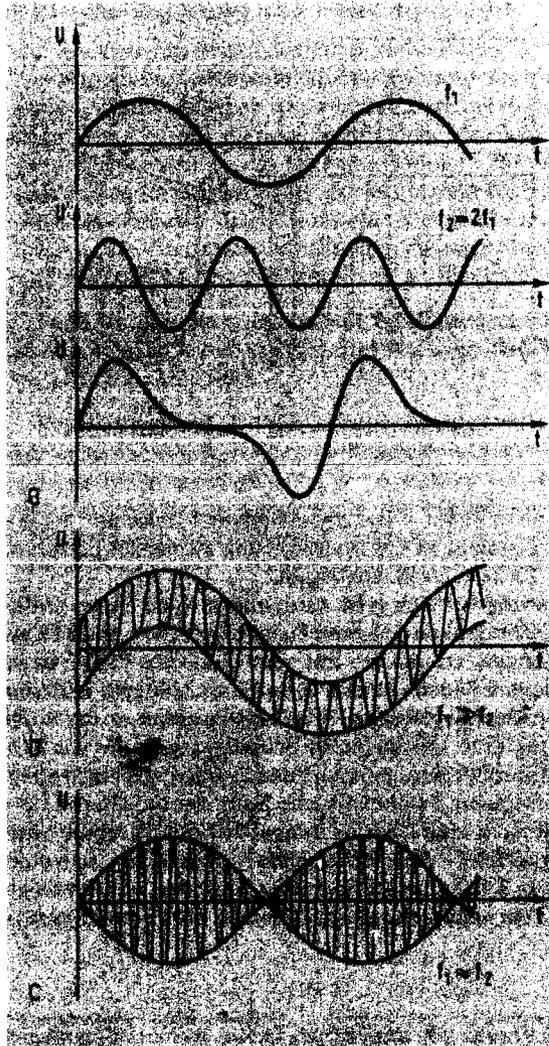


Abb. 109 Superposition von Schwingungen  
 a) erste Zeile:  $f_1$ , zweite Zeile:  $f_2 = 2 \cdot f_1$ , dritte Zeile: Überlagerung  $f_1 + f_2$ .  
 b) einer niedrigen Frequenz  $f_2$  wird eine hohe Frequenz  $f_1$  überlagert.  
 c) Entstehung von Schwebungen: Die sich überlagernden Schwingungen haben annähernd gleiche Frequenzen. Es entsteht eine neue Schwingung, deren Amplitude periodisch schwankt.

Die eine Frequenz kommt, wie wir schon sagten, von der Antenne bzw. den durch sie aufgefangenen hochfrequenten Schwingungen des Senders; nennen wir sie  $f_1$ . Die zweite Frequenz  $f_2$  wird in einem Oszillator erzeugt, der im Empfänger selbst sitzt und ähnlich gebaut ist wie der Oszillator eines Senders;  $f_2$  möge kleiner sein als  $f_1$ . Im allgemeinen ist dabei die Wechselspannung des

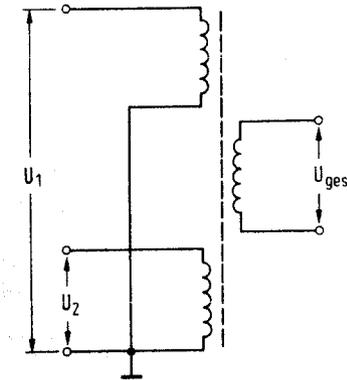


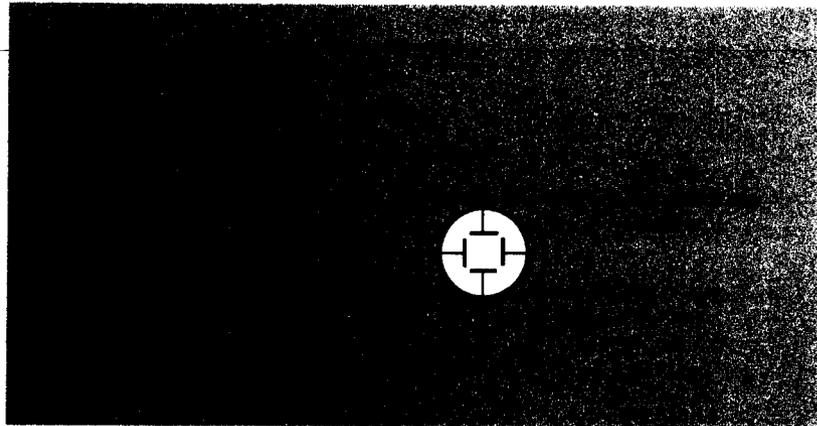
Abb. 110 Induktive Überlagerung von Wechselspannungen

Empfängeroszillators wesentlich größer als die der Antennenschwingungen ( $U_{ss\ 2} > U_{ss\ 1}$ ).

Führt man beide Frequenzen irgendwie zusammen, so ergibt sich eine Superpositionerscheinung. Wie das zugehörige Schwingungsbild aussieht, läßt sich nicht allgemein sagen; es hängt ganz von den Frequenz- und Amplitudenverhältnissen ab (Abb. 109). Nur im Fall von Schwebungen wird das Diagramm besonders einfach und liefert eine neue Schwingung mit fester Differenzfrequenz (Abb. 109 c). Übrigens darf man solche Superpositionen nicht mit der früher besprochenen Amplitudenmodulation verwechseln. Zwar handelt es sich beidemale um Überlagerung von Schwingungen, aber bei der Modulation wurde einer hohen Frequenz eine niedrige aufgeprägt, während im Fall des Superhets die beiden Ausgangsfrequenzen dicht beieinanderliegen.

Das Hauptproblem ist nun, einen geeigneten Mischer zu finden. Man kann die beiden Spannungen  $U_1$  und  $U_2$  an zwei Spulen geben, die mit einer dritten auf einem gemeinsamen durchgehenden Eisenkern sitzen; jeweils ein Anschluß für die Spannungen liegt an Masse. Die dritte Spule (in der Mittellage) ist auf diese Weise induktiv mit den beiden anderen gekoppelt, und an ihren Enden erscheint die elektrische Überlagerungsschwingung (Abb. 110).

Für den Mischer eines Empfängers kommt diese Schaltung weniger in Betracht. Man arbeitet dort lieber elektronisch, nämlich mit Transistoren, aber dann entsteht das Problem, einen Transistor so zu steuern, daß er zwei verschiedene Schwingungen zur Überlagerung bringt. Eine übliche Lösung zeigt Abb. 111. Der Transistor hat dabei gewissermaßen zwei Eingänge; den einen an der Basis, den anderen am Emitter, so daß die Kollektorspannung  $U_C$  von den Verhältnissen an beiden Eingängen abhängt. Da die Schwingungen am Emitter mit geringerer Frequenz erfolgen als die an der Basis, kann der Transistor die



Basisschwingungen nur verstärken, wenn der Emitter gerade negativ gegenüber der Basis ist; auf diese Weise schwingt die Kollektorspannung in Abhängigkeit von den Schwingungen an Emitter und Basis. Man kann den zeitlichen Verlauf von  $U_C$  an einem Oszilloskop zeigen und erhält je nach den Ausgangsverhältnissen Bilder, die den Diagrammen aus Abb. 109 entsprechen.

Im besonderen Fall ziemlich dicht beieinanderliegender Frequenzen an Basis und Emitter ergeben sich auch bei dieser Schaltung Schwebungen, und wenn man nun den ohmschen Widerstand am Kollektor durch einen Schwingkreis von der Eigenfrequenz  $f = f_1 - f_2$  ersetzt, so wird dieser Schwingkreis durch die Schwebungen zu elektrischen Schwingungen mit der Zwischenfrequenz  $f$  angeregt. Genau das soll aber ein „Mischer“ leisten: aus zwei hochfrequenten Schwingungen eine solche mit der (niedrigeren) Differenzfrequenz bilden.

Eigentlich erinnert das ein wenig an das Pendelaudion, das auch nur immer für gewisse Augenblicke (abhängig von der RC-Kombination am Emitter) empfangsfähig war und somit die eintreffenden HF-Schwingungen gewissermaßen „zerhackte“. Aber beim Superhet liegen die Dinge doch anders. Man kann nämlich den Oszillator im Empfänger so einstellen, daß er gegenüber dem Sender einen festen Frequenzunterschied aufweist, was bedeutet, daß die entstehende Zwischenfrequenz (ZF) einen konstanten Wert bekommt. In der Rundfunktechnik hat man es im UKW-Bereich mit Zwischenfrequenzen von 10,7 MHz, im Bereich der Kurz- bis Langwellen mit Zwischenfrequenzen von 440 bis 490 kHz zu tun. Natürlich muß, wenn man sein Rundfunkgerät von einem Sender auf einen anderen umstellt, die Oszillatorfrequenz im Empfänger entsprechend mit geändert werden; das geschieht durch kombinierte Drehkondensatoren, die so aufeinander abgestimmt sind, daß sie beim Drehen am Knopf für

die Senderwahl Empfangs- und Oszillatorkreis in deren Resonanzfrequenzen gleichzeitig so verändern, daß dann doch immer die gleiche Zwischenfrequenz herauskommt.

Daß man solchen Wert auf deren Konstanterhaltung legt, hat seinen Grund darin, daß dann die späteren Stufen eines Empfängers, also die Verstärkung der Zwischenfrequenz und ihre Demodulation, immer mit festen ZF-Werten arbeiten können. Man kann dazu fest abgestimmte Bauteile (Filter, vgl. Stichwort) verwenden, was die Empfangsqualität wesentlich erhöht, vor allem hinsichtlich der Trennschärfe und einer verzerrungsfreien Verstärkung.

Für einen Fernsteuerempfänger sieht die Sache noch einfacher aus als für einen gewöhnlichen Rundfunksuper. Man muß ja nicht allzu oft die Senderquarze wechseln; wenn im Sender ein bestimmter Quarz steckt, bleibt seine HF konstant, und so kann man auch den Oszillator im Empfänger auf eine feste Frequenz stabilisieren. Man braucht dazu einen Empfängerquarz, und weil die Zwischenfrequenz im allgemeinen 455 kHz beträgt (das liegt am günstigen Preis für die entsprechenden Filter, wie sie auch in Serienprodukten der Rundfunktechnik verwendet werden), muß der Empfängerquarz immer um diesen Wert unter dem Wert des Senderquarzes liegen. Hat also ein Senderquarz 27,125 MHz, so braucht man als zugehörigen Empfängerquarz einen solchen von 26,67 MHz. Allgemein gilt also:

$$\text{Empfängerquarz} = \text{Senderquarz} - \text{ZF (455 kHz)}.$$

## 11.2 HF-Vorstufe und Mischer S042

Wer nun darangehen und sich einen Superhet-Fernsteuerempfänger selber bauen will, braucht nicht zu befürchten, daß wegen der Überlagerungsschaltung eine Unmenge an Bauteilen zu verlöten sei. Was wir bisher über diese Dinge sagten, sollte nur der grundsätzlichen Orientierung dienen, aber für die Praxis könnte man das meiste wieder vergessen, wenigstens soweit es den inneren Aufbau eines Mixers betrifft. Denn glücklicherweise hat die Industrie inzwischen integrierte Mixerschaltungen entwickelt, die alles fertig enthalten, was sich überhaupt vorweg festlegen läßt, und die nur noch wenige Anschlüsse für die äußere Beschaltung übriglassen, d. h. also für die Schaltungssteile, die je nach Bedarf variiert werden müssen.

Der wohl wichtigste Mischer-IC ist der S042 von Siemens, der sowohl für UKW- als auch für Fernsteuerempfänger geeignet ist und daher in großen Serien produziert wird; das macht sich dann im Preis angenehm bemerkbar. Es gibt diesen IC in zwei Bauformen, einmal als Dual-line-IC und zweitens als rundes Metallgehäuse (Abb. 112). Der Innenaufbau ist in beiden Fällen derselbe, und wir wollen hier nicht weiter auf ihn eingehen. Ob man die längliche oder die runde Ausführung wählt, ist Geschmackssache; im runden Gehäuse (E) be-

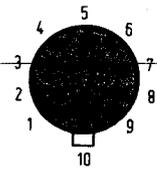
### 11 Superhet-Empfänger



S042P

Ansicht von oben

a



S042E

Ansicht von unten

b

Abb. 112 Sockelbild des S042 P/E

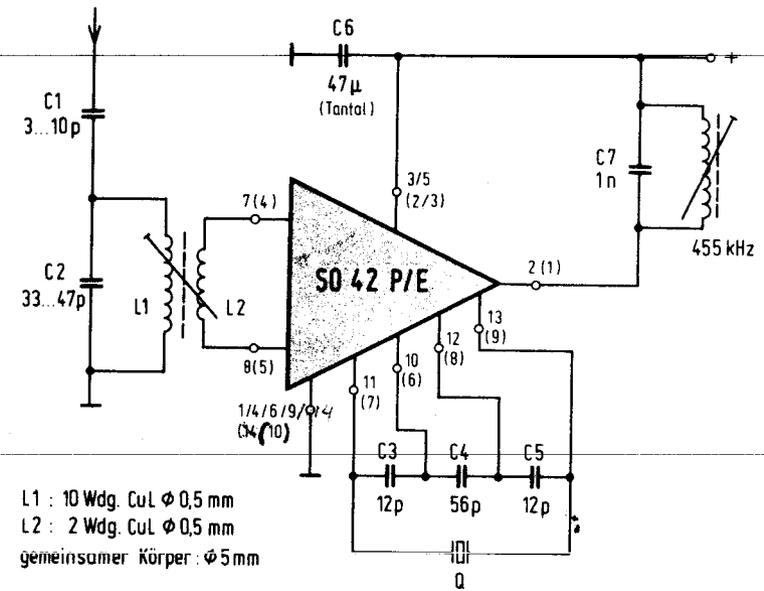
nötigt der IC zwar weniger Platz, ist aber andererseits auch schwerer zu verlöten, während die Ausführung P sogar auf eine Veroboard-Platte paßt.

Wir geben in Abb. 113 ein Beispiel, wie sich der S042 für Fernsteuerempfänger von ca. 27 MHz schalten läßt. Natürlich muß zunächst einmal für einen Antennenanschluß gesorgt sein: Die Empfangsantenne wird dazu über einen Koppelkondensator C 1 an den Antennenschwingkreis C 2/L 1 angeschlossen, der auf Resonanz zur HF des Senders abgestimmt ist. Induktiv wird die HF angekoppelt (L 2) und dem IC zugeführt (Anschlüsse 7 und 8 bei Ausführung P, Anschlüsse 4 und 5 bei Ausführung E; in Abb. 113 sind die PIN's für das Rundgehäuse E immer in Klammern gesetzt).

Natürlich muß der IC an eine Versorgungsspannung angeschlossen sein; sie kann zwischen 4 und 15 V liegen, was einen vielseitigen Gebrauch des IC's ermöglicht. Bei Fernsteuerempfängern dürfte man im allgemeinen mit 4,8 V, 6 V oder höchstens mit 9 V auskommen. Bei 12 V nimmt der IC einen Gesamtstrom von 2,15 mA auf und gibt davon 0,52 mA an die nachfolgenden Bauteile ab; insofern benötigt er sehr wenig Energie. Was an Kondensatoren für den Aufbau des inneren Oszillators erforderlich ist, geht aus Abb. 113 hervor; außerdem muß man natürlich auch den Empfängerquarz Q anschließen. Der Ausgang des IC liegt bei PIN 2 bzw. (1); dort wird ein neuer Schwingkreis für die Zwischenfrequenz von 455 kHz angefügt, und von diesem Resonanzkreis kann man die ZF-Signale induktiv für die nachfolgenden Baustufen des Empfängers abnehmen.

Auf eine Besonderheit von Mischern muß allerdings noch hingewiesen werden. Zwischen der Empfangsfrequenz und der Oszillatorfrequenz besteht, wie wir wissen, ein Abstand von 455 kHz. Aus Gründen, auf die wir hier nicht eingehen wollen, liefert der Mischer aber noch eine sog. Spiegelfrequenz, die – von der Oszillatorfrequenz aus gesehen – symmetrisch zu der von der Antenne aufgefängenen HF liegt (Abb. 114). Diese Nebenwirkung könnte zu Störungen beim Fernsteuerempfang führen, obwohl das im allgemeinen gar nicht geschieht, aber sicher ist sicher: Man kann die Entstehung der Spiegelfrequenz noch dämpfen bzw. unterdrücken, indem man bei der Antennenkopplung mit

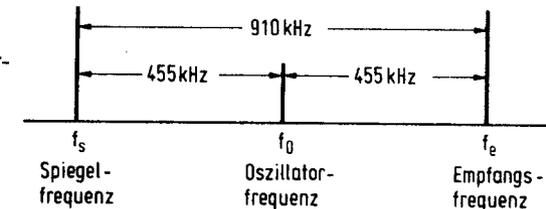
### 11.3 Bandfilter



L1 : 10 Wdg. CuL  $\phi$  0,5 mm  
L2 : 2 Wdg. CuL  $\phi$  0,5 mm  
gemeinsamer Körper :  $\phi$  5 mm

Abb. 113 Anschlussschema für S042 P/E; a) Dual-in-line-Form (P: PIN-Nummern in Klammern); b) Tonnenform (E: PIN-Nummern ohne Klammern)

Abb. 114 Mischer-Frequenzen



einem Bandfilter arbeitet. Was es damit auf sich hat, wollen wir im folgenden Abschnitt näher besprechen, da Bandfilter in einem guten Empfänger eine große Rolle spielen.

### 11.3 Bandfilter

Wir haben schon häufig von der Eigenschaft eines Schwingkreises Gebrauch gemacht, sich durch eine von außen angelegte Wechselspannung zum Schwin-

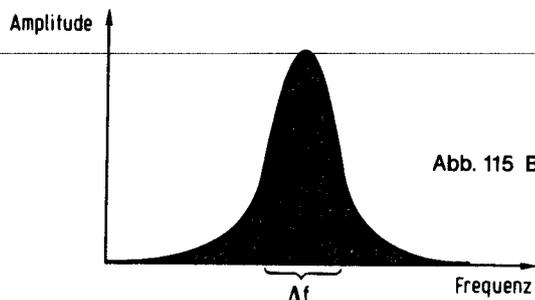


Abb. 115 Bandbreite

gen bringen zu lassen. Es muß nur die anregende Schwingung in ihrer Frequenz mit der Eigenfrequenz des Schwingkreises übereinstimmen; die letztere ergibt sich aus der Formel

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$$

worin  $L$  die Induktivität der Spule und  $C$  die Kapazität des Kondensators sind (vgl. 2.1). Stimmen Fremdfrequenz und Eigenfrequenz überein, so kommt es zur Resonanz, und dann pendeln die Ladungen innerhalb des Schwingkreises hin und her.

Nun ist aber der Resonanzfall nicht auf eine ganz bestimmte Frequenz beschränkt, d. h. er tritt nicht punktuell auf, sondern ein Schwingkreis kann auch schon zum Mitschwingen gelangen, wenn die Fremdfrequenz ein wenig von seiner Eigenfrequenz abweicht. Für die Resonanz ergibt sich ein gewisser Spielraum, und man bezeichnet ihn als die *Bandbreite* eines Schwingkreises (Abb. 115). Sie läßt sich errechnen und wird um so größer, je kleiner Kapazität und ohmscher Widerstand des Schwingkreises sind:

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi R C}$$

Das Symbol  $\Delta$  bedeutet eine Differenz, nämlich den Unterschied zwischen den beiden *Grenzfrequenzen*, innerhalb derer der Schwingkreis zu einer erheblichen Resonanz kommt. Wie der Begriff „erheblich“ zu definieren ist, wollen wir hier übergehen.

Man kann nun zwei Schwingkreise miteinander *koppeln*, etwa dadurch, daß man ihre beiden Spulen auf einen gemeinsamen Kern setzt; diese *induktive Kopplung* haben wir schon öfters benutzt. Eine Kopplung kann verschieden stark ausfallen, z. B. dadurch, daß die Spulen verschieden weit voneinander entfernt sind. Abb. 116 zeigt eine solche Anordnung, wobei man sich vorstellen

Abb. 116 Induktive Kopplung zweier Schwingkreise

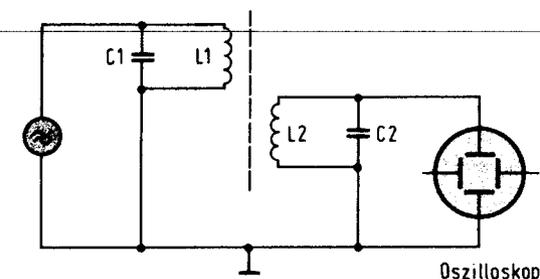
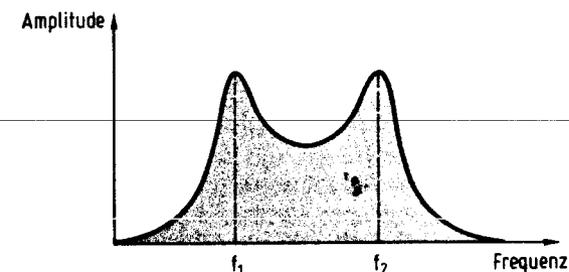


Abb. 117 Resonanzfrequenzen eines Bandfilters



muß, daß die Spulen  $L_1$  und  $L_2$  auf ihrem gemeinsamen Eisenkern beweglich angebracht sind.

Der Schwingkreis I und der Schwingkreis II sollen der Einfachheit halber aus gleichartigen Bauteilen zusammengesetzt sein, d. h. Induktivitäten und Kapazitäten stimmen überein. Legt man nun an I einen Oszillator, dessen Frequenz sich verändern läßt, und an II ein Oszilloskop, so kann man prüfen, wie sich das Oszilloskopbild bei variiertem Eingangsfrequenz ändert; im Resonanzfall werden die Amplituden besonders hoch. Dabei ergibt sich, daß sogar zwei Resonanzstellen auftreten, und wenn man die Amplitudenhöhe gegenüber der Frequenz in einem Diagramm aufträgt, erhält man eine Kurve mit zwei Maxima (Abb. 117).

Macht man dasselbe mit anderen Abständen zwischen den beiden Spulen, so ändern sich auch die Abstände zwischen den Maxima: Je enger die Spulen beieinanderliegen, desto weiter sind die Resonanzmaxima voneinander entfernt. Diese Entfernung kann man demnach geradezu als ein Maß für den Kopplungsgrad der Schwingkreise ansehen; man spricht von „fester“ bzw. „loser“ Kopplung, und je dichter zwei Schwingkreise zusammensitzen (immer bezogen auf die Lage ihrer Spulen), desto fester wird ihre Kopplung.

Übrigens lassen sich Schwingkreise auch *kapazitiv* miteinander koppeln; dann treten die Spulen auseinander, erhalten verschiedene Kerne, aber dafür

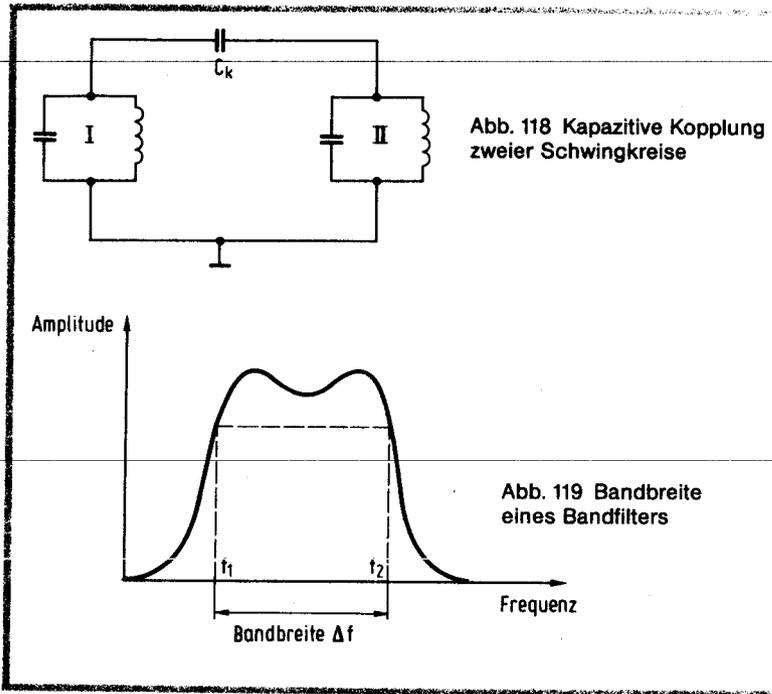


Abb. 118 Kapazitive Kopplung zweier Schwingkreise

Abb. 119 Bandbreite eines Bandfilters

wird zwischen die Kreise ein Koppelkondensator  $C_k$  gelegt (Abb. 118). Jetzt überträgt er die Schwingungen von einem Kreis auf den anderen, und auch dabei gibt es verschieden starke Kopplungen. Der Kopplungsgrad hängt dann von dem Verhältnis der Kapazitäten bei Schwingkreis- und Koppelkondensator ab: Je größer die Koppelkapazität gegenüber der Schwingkreiskapazität ist, desto fester wird die Kopplung.

Zwei induktiv oder kapazitiv gekoppelte Schwingkreise bezeichnet man als ein **Bandfilter**. Es handelt sich um eine Vierpolschaltung, die dazu dient, von allen möglichen Frequenzen nur die erwünschten durchzulassen und den Rest zu unterdrücken bzw. wegzusieben. Der Durchlaßbereich entspricht der schon erwähnten **Bandbreite**; idealerweise müßte dieser Bereich im Diagramm rechteckig sein (Abb. 119). Das läßt sich in der Praxis allerdings kaum erreichen, aber bei geeignetem Kopplungsgrad der Schwingkreise kommt man der Rechteckform des Durchlaßbereiches ziemlich nahe. Mit wachsender Kopplung wird der Durchlaßbereich breiter, und in der Mitte bildet sich eine Einwölbung zwischen zwei Maxima heraus.

Ein solches Bandfilter ist sehr gut geeignet, die von der Antenne eingefangene Strahlung auszusieben, so daß nur die für den Empfänger nötige Nutzfre-

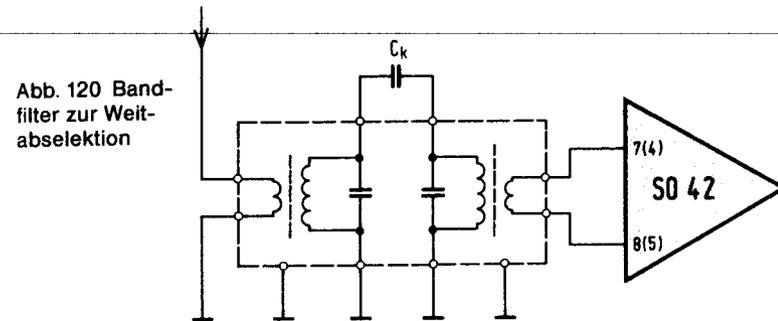


Abb. 120 Bandfilter zur Weitabselektion

quenz übrigbleibt; man nennt das **Weitabselektion**. Das Filter kommt dabei zwischen die Antenne und den Mischer, wobei die Antenne nur lose angekoppelt wird (über eine Windung; vgl. Abb. 120). Erfreulicherweise braucht man sich Bandfilter nicht selbst aus Einzelteilen zusammensetzen; es gibt sie in verschiedenen Ausführungen zu kaufen. Das in Abb. 120 verwendete Filter stammt von der Firma Fema (Best. Nr. 1600/20); vgl. Bezugsquellenangaben im Anhang. Im allgemeinen sind Filter in kleine Metallgehäuse eingeschlossen; das ist sehr praktisch, weil sie dann gegen äußere Störstrahlungen geschützt sind. Man muß nur aufpassen, daß man sie richtig in eine Platine einsetzt.

## 11.4 Zwischenfrequenz-Verstärker

Am Ausgang des Mixers steht nun eine modulierte Zwischenfrequenz von 455 kHz zur Verfügung. Um mit ihr etwas anfangen zu können, müssen zwei Aufgaben gelöst werden: Erstens ist jede andere Frequenz, die den Mischer verlassen könnte, zu unterdrücken, und zweitens muß die ZF-Schwingung verstärkt werden. Im Empfänger ist also ein Zwischenfrequenzverstärker vorzusehen.

Solche Verstärker gibt es nicht nur im Fernsteuerbetrieb, sondern auch bei Rundfunkgeräten, und daher sind die benötigten Bauteile verhältnismäßig leicht erhältlich. Es handelt sich um Filter zur Begrenzung der ZF-Bandbreite; außerdem braucht man für die Verstärkung Transistoren. Die Schaltung dieser Bauteile kommt bei den verschiedensten Empfängern immer wieder vor, so daß man geradezu von einer Standardschaltung sprechen kann. Wir geben zu nächst eine Übersichtsskizze (Abb. 121), in der alles, was zur ZF-Verstärkung und Demodulation gehört, aufgeführt ist.

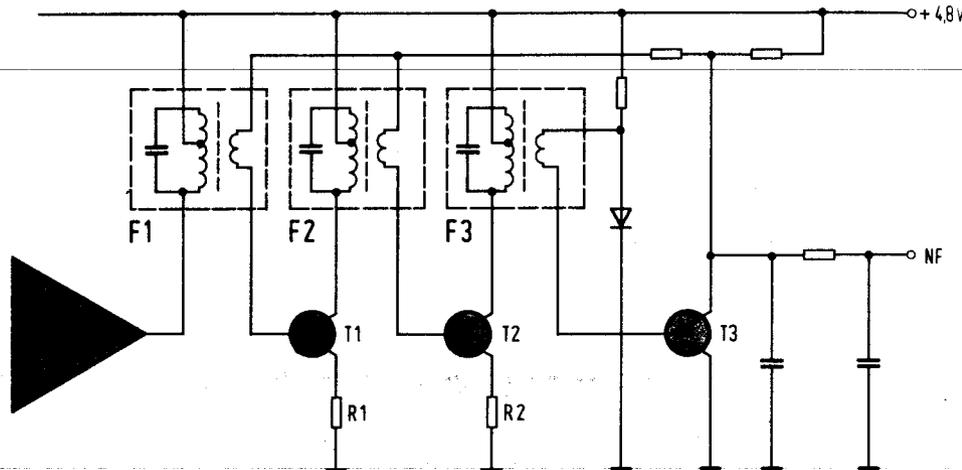


Abb. 121 ZF-Verstärkerstufen und Demodulator

Auf den Mischer folgt zunächst ein zweistufiger Verstärker mit den Transistoren T 1 und T 2; außerdem gehören dazu die Filter F 1, F 2 und F 3. Diese Filter gibt es wieder fertig zu kaufen; es handelt sich um kleine Metallblöcke, in die alles Notwendige eingebaut ist, nämlich je ein Schwingkreis und eine zusätzliche Spule zum Auskoppeln der Schwingungen; man spricht deshalb von LC-Filtern. Allerdings unterscheiden sich die drei Filter voneinander und sind deshalb durch Farben markiert (vgl. Stichwort „Filter“).

Im ersten Filter (gelb) wird durch den Mischer eine Resonanzschwingung mit der ZF erzwungen; diese Schwingungen gelangen an die Basis von T 1, an der außerdem über einen Widerstand eine geeignete Vorspannung liegt. Der Strom durch T 1 wird durch R 1 begrenzt, wobei R 1 Werte um 1 k $\Omega$  hat. T 1 verstärkt die ZF-Schwingungen und führt sie dem nächsten Filter (weiß) zu; das Spiel wiederholt sich mit T 2, dessen Emitterwiderstand bei ca. 100  $\Omega$  liegt und der eine weitere Verstärkung bewirkt. In dem dritten Filter (schwarz) treten also schon relativ starke Schwingungen auf, wobei das Zusammenspiel der drei Filter eine geringe Bandbreite der durchgelassenen Zwischenfrequenz bewirkt.

Der Transistor T 3 hat überhaupt keinen Emitterwiderstand mehr und erzielt folglich eine weitere Verstärkung; außerdem aber sorgt er für eine Gleichrichtung der ZF-Schwingungen, denn an seinem Kollektor hängt kein weiterer Schwingkreis mehr. Dieser Transistor ist also gleichzeitig mit seiner Verstär-

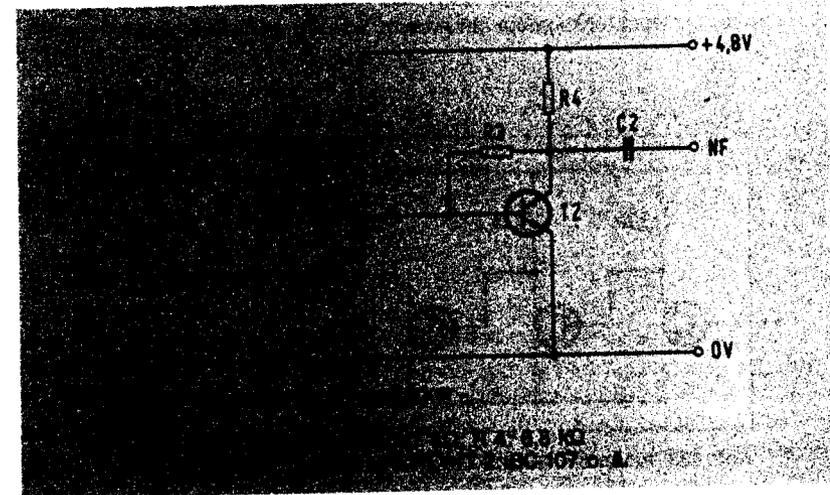
kerfunktion der Demodulator des Empfängers. Von seinem Kollektor kann man die demodulierten NF-Signale des Senders in der Form entnehmen, wie sie vom Informationsteil des Senders erzeugt wurden; ein Tiefpaß sorgt dafür, daß Oberwellen der NF unterdrückt werden.

Der ZF-Teil unseres Empfängers wäre damit im Prinzip fertig. Es gibt allerdings zahlreiche Schaltungsvarianten zu dem geschilderten Standardtyp, die hier nicht mehr vorgestellt werden können. Nur auf eine etwas erweiterte Fassung sei hingewiesen.

K. Kapfer hat in dem von ihm konzipierten Fernsteuerempfänger – auf den wir noch eingehen werden – an die Stelle des ersten Filters (gelb) ein sog. Hybridfilter gesetzt, das eine starke Verringerung der Bandbreite ermöglicht. Dieses Filter enthält zwei kapazitiv gekoppelte Schwingkreise und entspricht daher ziemlich dem Bandfilter, das für die Antennenankopplung benutzt wurde. Auf Einzelheiten können wir allerdings nicht weiter eingehen; das erübrigt sich auch, da das Hybridfilter in einer Metallkapsel sitzt und nicht zugänglich ist. Im Stichwortabschnitt über Filter wird es näher charakterisiert.

### 11.5 NF-Verstärker

Schon bei der Besprechung des Pendelaudions hatten wir die nach dem Demodulationsteil auftretenden niederfrequenten Schwingungen bzw. Impulse verstärkt, ehe sie zu den diversen Schaltstufen geführt wurden. Das ist auch bei einem Superhet erforderlich. Einen NF-Verstärker kann man konventionell aus



einzelnen Transistoren, Widerständen und Kondensatoren zusammenbauen, wobei im allgemeinen zwei Stufen kombiniert werden; wie eine solche Schaltung funktioniert, wurde bereits in 5.3 besprochen; eine Variante gibt Abb. 122 an. Der Kondensator C 1 überträgt die NF-Schwingungen vom Demodulator zum Verstärker und sorgt gleichzeitig dafür, daß keine unerwünschten Gleichstromanteile durchkommen. Die Basis des ersten Transistors erhält eine leichte Vorspannung zur Festlegung des Arbeitspunktes. Bei positiven Impulsen schaltet T 1 durch; sein Kollektor wird negativ. Daraufhin sperrt der zweite Transistor; sein Kollektor läßt einen positiven Impuls erscheinen. Bei Eingangsspannungen um 5 bis 20 mV kann man Ausgangsspannungen um 0,5 bis 1 V erhalten; die Verstärkung der Spannung erfolgt also mit einem Faktor von ca. 100.

Höhere Verstärkungen erreicht man natürlich, wenn man mehr als zwei Stufen hintereinanderschaltet. Allerdings wird dann der Aufbau aus Einzelteilen doch allmählich etwas umständlich, und so ist wieder einmal der Einsatz eines IC am Platze. Es gibt für unsere Zwecke einen ausgezeichneten integrierten dreistufigen NF-Verstärker von Valvo mit der Typenbezeichnung TAA 263; er ist sehr einfach zu beschalten und arbeitet bei 6 V mit einem Ausgangsstrom von 12 mA; auch als ZF-Verstärker läßt er sich einsetzen (bis zu 600 kHz). Das Schaltbild für seinen Innenaufbau ist verhältnismäßig einfach und zeigt die drei Verstärkerstufen mit jeweils einem Transistor (Abb. 123). Für den gesamten IC ist ein abkürzendes Schaltsymbol üblich, das immer verwendet wird, wo man Verstärker – gleich welcher Bauart – darstellen will: ein Dreieck, dessen Ausgang an der vorderen Spitze liegt. Vor den Eingang setzt man im allgemeinen einen Spannungsteiler aus zwei Widerständen, die den Arbeitspunkt des ersten Transistors festlegen (Abb. 124). Am Ausgang kann man dann die NF in Form sauberer Rechtecksignale abnehmen; wie sie weiterverarbeitet werden,

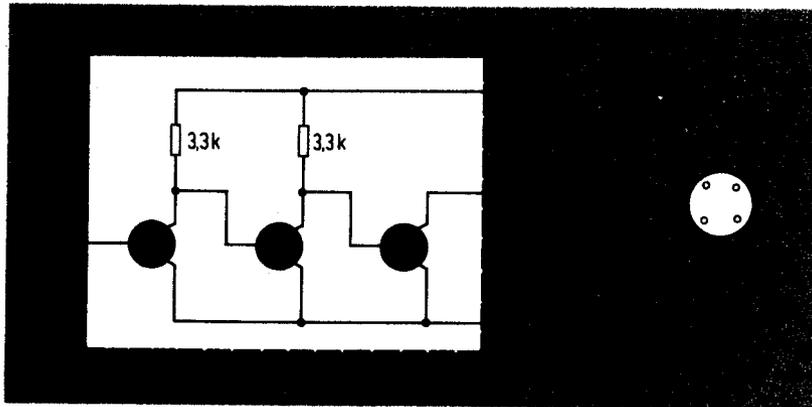
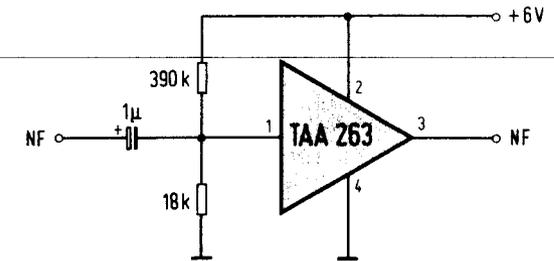


Abb. 124 Beschaltung des TAA 263



hängt davon ab, was man für eine Fernsteueranlage benutzen will, ob es sich also um eine Tipp- oder um eine Proportionalanlage handelt.

Wir haben damit den Empfängerteil so weit besprochen, wie das auf allgemeine Weise möglich ist, d. h. ohne Bezug auf irgendwelche besonderen Fernsteuerungen. Es wären grundsätzlich auch andere Lösungen denkbar, aber die hier geschilderte hat sich in der Praxis gut bewährt, so daß wir uns auf sie beschränken wollen.

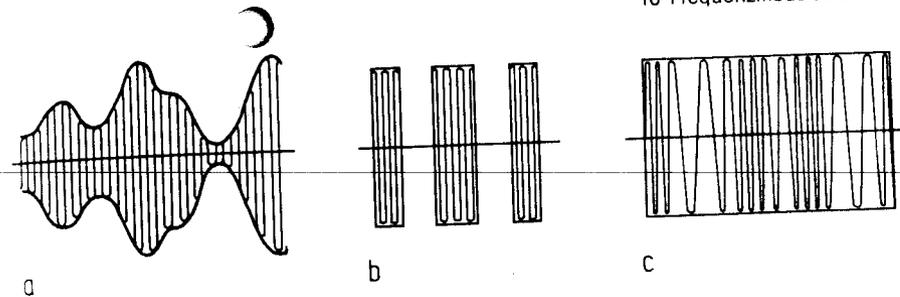


Abb. 184 Modulationsarten: a) Amplitudenmodulation (AM); b) Impulsmodulation (IM); c) Frequenzmodulation (FM)

Mit den bisher geschilderten Formen für Sender und Empfänger haben wir eine beachtliche Vielzahl von Fernlenkmöglichkeiten kennengelernt und genügend Spielraum für den praktischen Einsatz gewonnen. Dennoch ist damit noch längst nicht alles abgeschlossen; die technische Entwicklung bleibt auch auf dem Feld der Fernsteuerungen nicht stehen, genausowenig wie in anderen Bereichen, z. B. beim Einsatz integrierter Elektronikbausteine, so daß man eigentlich von Jahr zu Jahr Neues hinzulernen muß. Aber gerade das macht ein Hobby interessant, und wenn es auch nicht um absolute Perfektion geht, so wird sich doch jeder Fernlenk-Amateur darum bemühen, seine Anlage immer noch vielseitiger und funktionssicherer zu machen.

Gerade bei dem letzten Punkt kann es jedoch Probleme geben. In den letzten Jahren sind durch den Amateurfunk so viele Sender in der Landschaft aufgetaucht, daß es zu einem wahren Wellensalat im Äther gekommen ist, und das kann die Zuverlässigkeit der Signalübertragung bei Fernsteueranlagen recht unliebsam beeinträchtigen. Störimpulse gleich welcher Herkunft lassen gelegentlich die Servos in einem ferngesteuerten Modell verrückt spielen, und so muß man nach Wegen suchen, solche Störungen zu unterdrücken oder gar ganz auszuschalten.

Am meisten ist die Signalübertragung auf dem Weg vom Sender zum Empfänger störenden Fremdeinwirkungen ausgesetzt (sog. Rauschen). Wir erinnern uns: Die hochfrequenten Schwingungen wurden bisher so moduliert, daß ihre Abstrahlung nicht stetig, sondern in variablen Intervallen erfolgte, nämlich durch die Einwirkung des Informationsteils auf den HF-Teil des Senders. Fängt dann der Empfänger außerdem fremde Störimpulse ein, so wird dadurch die vom Sender kommende Information verfälscht. Die Technik der Impulsmodulation ist also mit einem gewissen Risiko behaftet.

Impulsmodulation ist eine Variante der Amplitudenmodulation (AM). Die Schwingungswerten (Amplituden) der hochfrequenten Trägerstrahlung wer-

den durch niederfrequente Signale beeinflusst, am einfachsten und im von uns bisher benutzten Fall so, daß entweder die volle oder gar keine Amplitude erscheint. Aber es gibt auch eine ganz andere Modulationsart: die Frequenzmodulation (FM). Bei ihr bleiben die Amplituden der Trägerstrahlung völlig unverändert, aber stattdessen läßt man die hochfrequenten Oszillatorschwingungen des Senders schwanken, nämlich um kleine Differenzbeträge gegenüber der eigentlichen Kanalfrequenz (z. B. 35 MHz). Diese Schwankungen übernehmen die Funktion, die bisher von den Amplitudenschwankungen erfüllt wurde, d. h. die vom Sender kommenden Signalinformationen liegen in der Art, wie sein Impulsteil die Hochfrequenz variiert (Abb. 184).

Es leuchtet ein, daß eine frequenzmodulierte Strahlung für Fremdsignale wenig störanfällig ist, denn andere Sender werden kaum in der Lage sein, sich in die Frequenzänderungen einer bestimmten HF-Quelle einzumischen; Störimpulse treten also kaum in Erscheinung. Auf die besondere Schmalbandigkeit der FM werden wir noch zu sprechen kommen; sie gestattet es, wesentlich mehr Sendegeräte gleichzeitig nebeneinander zu betreiben, ohne daß sie sich gegenseitig stören, als das bei AM möglich wäre. Außerdem strahlt ein frequenzmodulierter Sender dauernd mit derselben Leistung (eine volle Batterie vorausgesetzt!); seine Oszillatorschwingungen werden nicht intermittierend – d. h. mit Unterbrechungen – an die Endstufe gegeben. Die Frequenzmodulation hat also beachtliche Vorteile, und es gibt bereits eine Reihe industrieller Fernsteueranlagen, die mit ihr arbeiten (z. B. die „Varioprop FM“ von Graupner/Grundig). Für den Eigenbau frequenzmodulierter Fernsteuerungen sind bisher allerdings relativ wenig Vorschläge veröffentlicht worden; trotzdem gibt es dabei keine grundsätzlichen Schwierigkeiten. Man muß nämlich für eine FM-Anlage nicht alles neu entwerfen; es genügt, beim Sender einen veränderten Übergang vom Impulsteil (NF-Teil) zum HF-Teil zu schaffen, und außerdem braucht man beim Empfänger eine neue Art der Demodulation. Sind aber die Signale nach der Demodulation erst einmal so vorhanden, wie sie im Impulsteil des Senders erzeugt wurden, so läuft der Rest wie gehabt: Dekoder- und Servo-

bausteine bleiben unverändert, so daß man beim Umrüsten einer Fernsteueranlage von AM auf FM nur wenige Eingriffe vornehmen muß.

Was wir demnach zunächst untersuchen wollen, ist, wie sich eine hochfrequente Oszillatorschwingung variieren läßt (Modulation); in einem zweiten Abschnitt kommen wir dann auf die Demodulation im Empfänger zu sprechen.

### 16.1 Oszillator und Frequenzhub

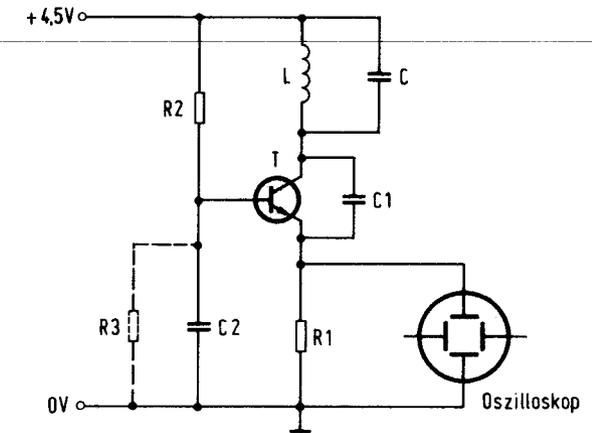
Der Impulsteil des Senders bleibt genauso, wie wir ihn bereits behandelten, d. h. er liefert nach der jeweils gewählten Art der Signalgebung (proportional oder Tipp) Spannungssprünge: Sie müssen auf den HF-Teil des Senders übertragen werden. Am Anfang des HF-Teils steht wieder ein Oszillatorschwingkreis, der durch einen Quarz stabilisiert ist. Und damit beginnen nun unsere eigentlichen Überlegungen. Denn ein Quarz soll doch gerade die Hochfrequenz auf einen bestimmten Wert exakt festlegen, und nun heißt es, im Falle der Frequenzmodulation müsse die HF schwanken können. Das sieht nach einem Widerspruch aus, aber so schlimm ist die Sache doch nicht. Denn wenn wir bei der HF von 27 MHz ausgehen, so beträgt die Frequenzverschiebung zur Modulation der Trägerschwingungen nur etwa 3 kHz; wir kommen also auf ein Verhältnis von 1 : 10 000 hinsichtlich der Beziehung zwischen Frequenzänderung und Oszillatorfrequenz. Das zeigt, wie „schmalbandig“ die FM erfolgt, und man braucht demnach nicht zu befürchten, aus seinem eigentlichen HF-Kanal herauszukommen und andere Sender zu stören.

Der Betrag, um den die Trägerfrequenz bei der FM verschoben wird, heißt Frequenzhub. Ist  $f_H$  die eigentliche Trägerfrequenz, so soll  $\Delta f_H$  (gelesen: Delta  $f_H$ ) den Frequenzhub bezeichnen, wobei der griechische Buchstabe  $\Delta$  dazu dient, eine Differenz bzw. einen Unterschied anzugeben. Der gesamte Betrag der Frequenzänderung ergibt sich demnach zu  $2 \cdot \Delta f_H$  (die Verschiebungen nach oben und unten werden addiert (Abb. 185).



Abb. 185  
Frequenzhub bei FM

Abb. 186 Oszillator mit kapazitiver Rückkopplung



Wie kann man nun einen Frequenzhub praktisch bewerkstelligen? Die Sache ist im Prinzip recht einfach, doch wollen wir des besseren Verständnisses wegen ein wenig weiter ausholen und zunächst noch einmal auf den Oszillator zurückkommen, der ja gewissermaßen das Kernstück eines Senders ist und die hochfrequenten Schwingungen liefern soll. Wie man solch einen Oszillator bauen kann, wurde schon früher besprochen (Kap. 2.3). Er muß einen Schwingkreis besitzen und diesen Schwingkreis ständig mit Energie versorgen; dazu gehört die Rückkopplung über einen Transistor. Am einfachsten setzen wir den Schwingkreis aus Spule  $L$  und Kondensator  $C$  in den Kollektorkreis eines npn-Transistors; der Emitter liegt über einen Widerstand  $R_1$  an Masse, und über  $R_2$  bekommt die Basis positives Potential, so daß der Transistor durchschalten kann. Für die Rückkopplung gibt es verschiedene Möglichkeiten, z. B. mit Hilfe einer zweiten Spule, die die Schwingungen des Schwingkreises induktiv auskoppelt und auf die Basis des Transistors überträgt; dann läßt dieser nur im Rhythmus der Schwingungen durch und stößt den Schwingkreis entsprechend zu ungedämpften Schwingungen an (Meißner-Schaltung). Es geht aber auch anders. In Abb. 186 erfolgt die Rückkopplung nicht induktiv, sondern über einen Kondensator zwischen Kollektor und Emitter, also kapazitiv. Dieser Koppelkondensator  $C_1$  sorgt für ständig wechselndes Potential am Emitter, so daß auch wieder intermittierender Stromdurchgang erfolgt. Nur wenn der Emitter negativ gegenüber der Basis ist, läßt der Transistor durch; sonst sperrt er. Da schließlich die Basis durch einen Kondensator  $C_2$  mit der Masse verbunden ist und dieser Kondensator für die hochfrequenten Schwingungen einen Kurzschluß darstellt, sagt man, der Transistor werde in Basis-

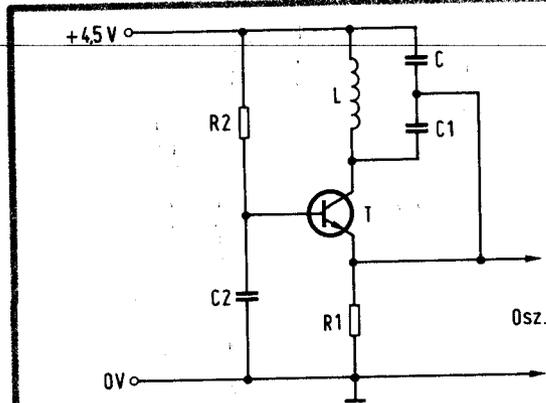


Abb. 187 Kapazitive  
Dreipunktschaltung  
C = C 1: 30 pF  
C 2: 100 pF

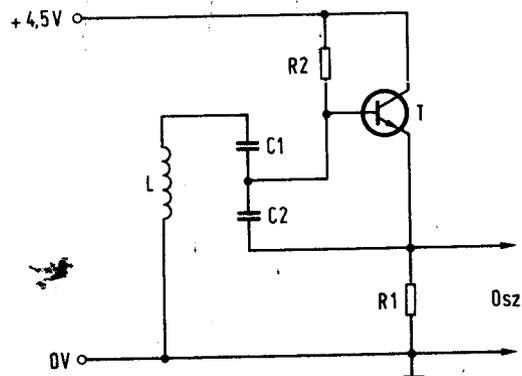


Abb. 188 Kapazitive  
Dreipunktschaltung  
mit Rückkopplung  
an die Basis  
C 1 = C 2: 100 pF

schaltung betrieben. Die entstehenden Schwingungen kann man vom Widerstand R 1 abgreifen und einem Oszilloskop zuführen.

Wer ein solches Oszilloskop besitzt oder sich besorgen kann, sollte es nicht versäumen, die Schaltung (und ebenso die folgenden) einmal versuchsweise aufzubauen; man lernt dadurch mehr als durch bloße Theorie. Für einen Aufbau auf dem Experimentierbrett sei empfohlen: Batterie 4,5 V, Spule L mit ca. 30 Windungen CuL-Draht 0,5 mm  $\phi$  auf Trolitul-Spulenkörpern mit Ferritkern; C = 30 pF, C 1 = C 2 = 100 pF, R 1 = k $\Omega$ , R 2 = 10 k $\Omega$ , Transistor BC 107; andere npn-Typen gehen auch. Man erhält hochfrequente Schwingungen von ca. 10 MHz. Empfehlenswert ist noch ein dritter Widerstand R 3 (z. B. 3,3 k $\Omega$ ), der den Arbeitspunkt des Transistors festlegt; unbedingt nötig ist das aber nicht.

Die Rückkopplung läßt sich aber noch ein wenig anders bewerkstelligen. Der Kondensator C 1 wird mit C in Reihe geschaltet und diese Reihe parallel zur Spule L gelegt; der Rückkopplungsweg führt nun vom Zwischenabgriff zwischen den Kondensatoren zum Emitter (Abb. 187). Auf diese Weise erhält man im Schwingkreis einen kapazitiven Spannungsteiler, und diese Anordnung ist charakteristisch für die sog. Colpitts-Schaltung. Es handelt sich um eine kapazitive Dreipunktschaltung wegen der drei Anschlüsse des Schwingkreises, und sie wird in der HF-Technik oft verwendet.

Nun bauen wir abermals etwas um. Der LC-Kreis kommt aus dem Kollektorweg heraus und wird mit der Anzapfung zwischen den beiden Kondensatoren an die Basis angeschlossen (Abb. 188). Die Schwingungen steuern dann den Kollektor-Emitter-Strom, und man kann sie vom Widerstand R 1 für das Oszilloskop abgreifen. Übrigens könnte man grundsätzlich auf den Kondensator C 2 verzichten und erhält trotzdem HF-Schwingungen.

Will man nun ihre Frequenz verändern, so genügt es, einen zusätzlichen Kondensator variabler Kapazität der Spule parallel zu schalten, und zwar muß man einen Drehkondensator (C 3; z. B. 0 - 60 pF) nehmen; natürlich läßt sich auch die Induktivität der Spule durch Verstellen ihres Kerns verändern. Dieses soll für das Folgende die Grundform eines frequenzvariablen Oszillators sein (Abb. 189). Die frequenzbestimmenden Teile sind dabei L und C 3; sie bilden also einen eigenen LC-Kreis. Es gibt noch zahlreiche andere Schaltungsmöglichkeiten, auf die wir hier nicht eingehen wollen; häufig wird z. B. noch ein weiterer Kondensator zwischen Emitter und Masse eingefügt.

Der nächste Schritt soll nun sein, diesen Oszillator induktionsfrei zu machen, d. h. seine Spule zu entfernen; dazu ersetzt man den LC-Kreis durch einen Schwingquarz. Ein Quarzkristall kann, wie wir bereits wissen, dasselbe tun, was auch ein elektrischer Schwingkreis leistet: Er kann Spannungsänderungen, die als periodische Schwingungen erfolgen, aufnehmen und weiterge-

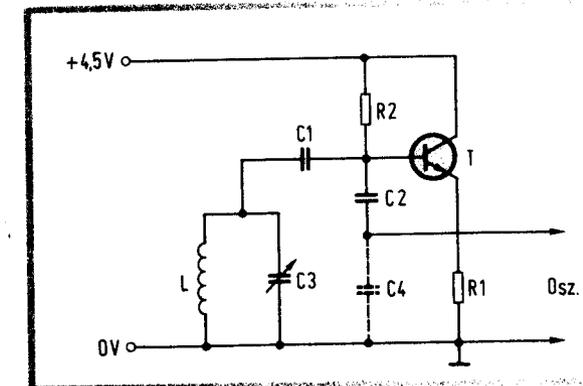


Abb. 189:  
Frequenzvariabler  
Oszillator  
C 1: 30 pF  
C 2: 100 pF  
C 3: bis 60 pF  
C 4: 30 pF

ben, sofern die Schwingungen auf seine Resonanzfrequenz abgestimmt sind. Wir haben dementsprechend Quarzkristalle zur Frequenzstabilisierung im Rückkopplungsweg von Oszillatoren eingesetzt. Grundsätzlich kann man für einen Schwingquarz ein „Ersatzschaltbild“ zeichnen, bei dem es um eine Kombination von Spule, Kondensatoren und ohmschem Widerstand geht; hinzu kommt noch ein Kondensator, der die Halterungskapazität der Quarzfassung vertritt. Wie sich diese Ersatzschaltung verhält, wird unter dem Stichwort „Resonanz“ dargestellt: Es gibt gleich zwei Resonanzfälle, nämlich für Serien- und Parallelresonanz. Im ersten Fall wird der Wechselstromwiderstand (die sog. Impedanz) der Schaltung minimal, im zweiten Fall wird sie maximal. Auch ein Schwingquarz läßt sich demnach in Serien- oder Parallelresonanz betreiben; es kommt dabei auf die Frequenz der HF-Schwingungen an, die ihm aufgeprägt werden.

Nach dieser Zwischenbemerkung kehren wir zurück zu unserem Oszillator. Der LC-Kreis fällt jetzt weg, und an seine Stelle tritt ein in Parallelresonanz

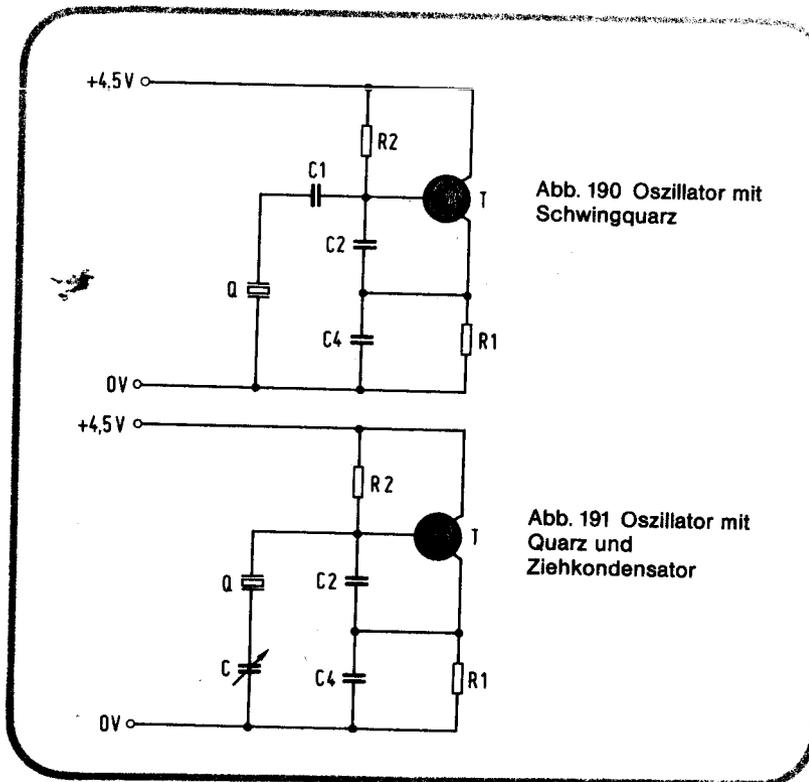


Abb. 190 Oszillator mit Schwingquarz

Abb. 191 Oszillator mit Quarz und Ziehkondensator

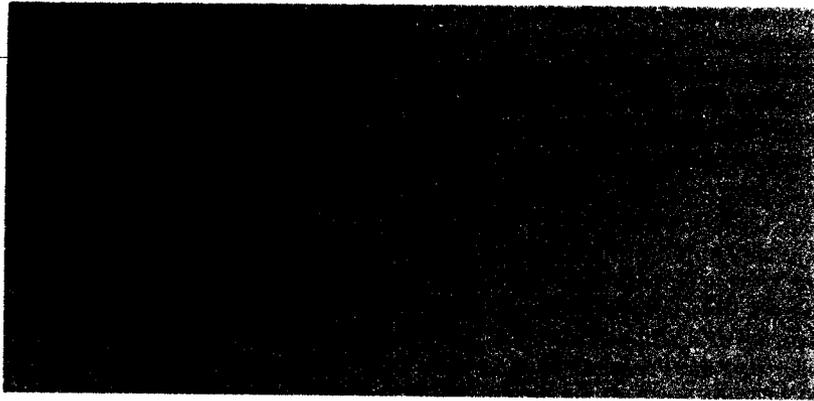
schwingender Quarz, der in seiner Funktion dem Schwingkreis durchaus entspricht (Abb. 190). Man erhält dann wieder hochfrequente Schwingungen, die sich am Widerstand R 1 abgreifen und einem Oszilloskop zuführen lassen. Dabei kann man sogar auf den Trennkondensator C 1 verzichten, der nur bei einem LC-Kreis notwendig war.

Doch nun kommt eine entscheidende Erweiterung der Schaltung. In Reihe zum Schwingquarz wird ein Drehkondensator gelegt, also ein Kondensator mit veränderlicher Kapazität; er liegt zwischen Quarz und Masse (Abb. 191). In gewissem Sinne kann man ihn als einen Bestandteil des Quarzschwingers betrachten; er verändert die Resonanzeigenschaften des Quarzes und verschiebt dessen Resonanzfrequenz um einen kleinen Betrag. Im allgemeinen nimmt man dazu Kapazitäten im Gebiet zwischen 30 und 100 pF. Auf diese Weise wird nun aber die Frequenz der gesamten Oszillatorschaltung beeinflusst. Sie ist nicht mehr konstant, sondern läßt sich „ziehen“, und damit erfüllt der neue Ziehkondensator die Aufgabe, einen Frequenzhub herzustellen. Je nach seiner Einstellung verändert er die Oszillatorfrequenz in einem kleinen Spielraum, und genau das brauchen wir, um eine Frequenzmodulation zu bewirken. Unser Problem ist also zunächst einmal gelöst.

## 16.2 Kapazitätsdiode

Nun wird man natürlich eine Frequenzmodulation nicht dadurch bewirken wollen, daß man den Drehkondensator hin- und herdreht. Die FM muß von einem Impulsteil aus erfolgen, also automatisch. Aber andererseits soll es bei dem Frequenzhub durch eine veränderliche Kapazität bleiben. Wir müssen uns nur nach einem anderen Bauteil statt des Drehkondensators umsehen.

Die Lösung heißt: **Kapazitätsdiode!** Was eine Diode ist, wird im Stichwörterverzeichnis erklärt. Betreibt man sie in Sperrichtung, so läßt sie keine Ladungen durch ihre Halbleiterschichten hindurchfließen; es entsteht in ihr so etwas wie eine isolierende Zone (die sog. Sperrschicht), und das bedeutet, daß sie sich eigentlich wie ein Kondensator verhält. Ihre Anschlußschichten entsprechen den Kondensatorplatten, die Sperrschicht dem Dielektrikum, d. h. der Isolierung zwischen den Platten, und so hat eine derart geschaltete Diode auch eine gewisse Kapazität. Bei den speziellen Kapazitätsdioden ist dafür gesorgt, daß diese Kapazität eine praktisch verwendbare Größe hat, und außerdem ist bei ihnen die Dicke der Sperrschicht davon abhängig, wie groß die von außen angelegte Spannung zwischen den Diodenanschlüssen ist. Vergrößert man diese Spannung, so verbreitert sich auch die Sperrschicht, und das bewirkt, daß die Kapazität der Diode ändert: sie wird kleiner. Das entspricht ganz dem Verhalten eines Kondensators: Auch da sind Plattenabstand und Spannung proportional, denn zieht man seine aufgeladenen Platten auseinander, so wird die



Spannung zwischen ihnen größer – ein Versuch, den man natürlich nur mit einem geeigneten Plattenkondensator unternehmen kann.

Eine Kapazitätsdiode ist also so etwas wie ein spannungsabhängiger Kondensator, und das macht sie genau zu dem Zweck geeignet, um den es uns geht. In der Oszillatorschaltung von Abb. 191 ersetzen wir den Drehkondensator durch eine Kapazitätsdiode und erhalten somit die Möglichkeit, durch Spannungsänderungen an der Diode die Frequenz des Oszillators zu beeinflussen. Passende Spannungsänderungen bewirken dann den gewünschten Frequenzhub. Diese Spannungsänderungen sind nun nichts anderes als die Impulse vom Modulationsteil des Senders; sie werden dem Oszillator zwischen Quarz und Kapazitätsdiode zugeführt. Eventuell kann man der Kapazitätsdiode einen Drehkondensator (auch als Trimmkondensator bezeichnet) parallel schalten (ca. 3 – 10 pF), um den Quarz auf seine Sollfrequenz, d. h. die Frequenz ohne Modulationssignal, abzustimmen (Abb. 192). Den gleichen Zweck würde auch eine Spule mit veränderlicher Induktivität (verstellbarer Kern) erfüllen, die man zwischen Quarz und Modulationseingang legt.

Kapazitätsdioden gibt es in verschiedenen Ausführungen. Für Fernsteuerungen ist z. B. der Typ BA 111 oder BA 163 geeignet. Das Schaltsymbol vereinigt die Zeichen für eine Diode und einen Kondensator; die Diode muß immer in Sperrichtung liegen (Katode auf den positiven Pol des Schaltungsaufbaus gerichtet).

### 16.3 Frequenzverdoppelung

Mit einer Oszillatorschaltung wie der soeben besprochenen kann man zwar eine Frequenzmodulation erreichen, aber für die Praxis ist der Frequenzhub im allgemeinen zu gering. Mit der Kapazitätsdiode BA 111 erhält man z. B. eine Fre-

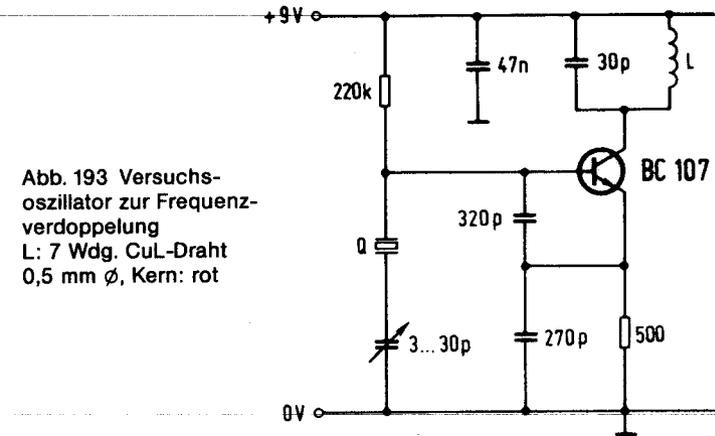


Abb. 193 Versuchs-  
oszillator zur Frequenz-  
verdoppelung  
L: 7 Wdg. CuL-Draht  
0,5 mm  $\phi$ , Kern: rot

quenzverschiebung von ca. 2 kHz; dabei beträgt die Spannung der Modulationssignale 8 V, die Sollfrequenz 40,68 MHz. Will man einen größeren Frequenzhub erzielen, so kann man das nicht mehr über die Kapazitätsdiode allein, sondern muß sich eines zusätzlichen Tricks bedienen: der Frequenzverdoppelung.

Der Quarz in unserer bisherigen Schaltung wurde zu Schwingungen mit seiner Parallelresonanzfrequenz erregt; sie hängt ganz vom Quarztyp ab und läßt sich – abgesehen vom „Ziehen“ – nicht verändern. Der Quarz schwingt also in seiner Grundfrequenz, z. B. mit 13,56 MHz (Grundwellenquarz). Aber man kann nun folgendes machen: In die Kollektorleitung des Transistors wird ein Schwingkreis gelegt, bei dem Spule und Kondensator so bemessen sind, daß die Eigenfrequenz dieses Kreises gerade das Doppelte der Quarz- bzw. Oszillatorfrequenz ausmacht (Abb. 193). Damit dieser Schwingkreis schwingen kann, muß man ihm Energie zuführen; er erhält sie durch den Transistor, und zwar immer bei dessen Durchschalten. Dann läßt sich der Schwingkreiskondensator neu auf, so daß die Schwingungen nicht abreißen.

Denken wir nun an eine Schaukel. Wenn man sie nicht bei jeder einzelnen, sondern nur bei jeder zweiten Schwingung anstößt, wird sie zwischen den Stößen nicht allzusehr Energie verlieren, sondern immer noch einigermaßen ungedämpft schwingen; höchstens fallen die Amplituden ungleich aus, beim Anstoß etwas größer als bei der dazwischenliegenden Schwingung (Abb. 194). In derselben Weise wirken sich die Oszillatorschwingungen auf den zusätzlichen Schwingkreis aus. Er schwingt in der „zweiten Harmonischen“ gegenüber der

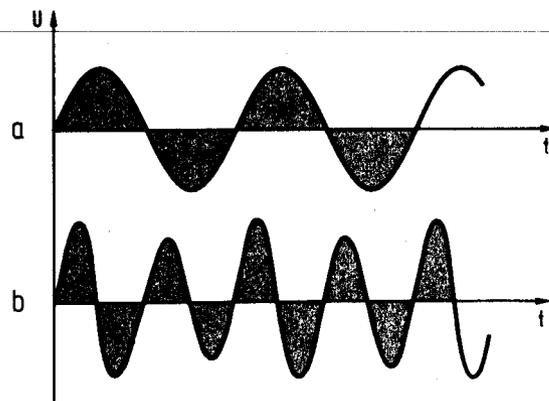


Abb. 194 Grundschwingung (a) und zweite Harmonische (b) bei Frequenzverdoppelung

Grundschwingung des Quarzes, d. h. mit doppelter Frequenz und periodisch wechselnden Amplituden. Diese Amplitudenschwankungen sind natürlich unerwünscht; man kann sie gering halten, wenn man besonders gute Schwingkreispulen verwendet, z. B. aus 0,5 mm dickem Cu-Draht mit Silberüberzug. Alle Zuleitungen sollten möglichst kurz sein, um Energieverluste durch Stromwärme einzudämmen. Der Schwingkreis wirkt nun wie die Schaukel und wird bei jeder zweiten Schwingung des Oszillators neu angestoßen, so daß durch ihn die Oszillatorfrequenz verdoppelt ist, und wenn nun durch die Modulationsimpulse ein Frequenzhub erfolgt, wird auch er im Schwingkreis mit verdoppelter, entsprechend Weise läßt sich die Grundfrequenz auch mehr als nur verdoppeln; man kann sie auf das Dreifache, Vierfache usw. anheben. Daraus erklären sich auch die Werte, die für Fernsteuerungsfrequenzen auftreten, z. B. 13,56 MHz, 27,12 MHz, 40,68 MHz. Sie entsprechen den Vielfachen der Grundfrequenz.

Der weitere Aufbau eines frequenzmodulierten Senders erfolgt im wesentlichen wie bei den früher besprochenen AM-Anlagen. Die im Schwingkreis des Oszillators erzeugten Schwingungen werden induktiv ausgekoppelt, indem man um die Schwingkreispule eine Sekundärspule mit wenigen Windungen wickelt; von ihr aus geht es an die Basis eines Treibertransistors mit einem auf die Senderfrequenz abgestimmten Tankkreis in der Kollektorzuleitung. Mit Hilfe eines Trimmkondensators (Drehkondensator) wird die Endstufe abgeschlossen (Leistungstransistor), die außerdem Siebglieder zur Unterdrückung unerwünschter Oberschwingungen enthält. Auf Einzelheiten soll hier nicht eingegangen werden, da sie mit dem Prinzip der Frequenzmodulation nichts zu tun haben.

Die Funktionsweise des Senders läßt sich am besten mit einem Oszilloskop überprüfen, wobei erkennbar wird, daß die Treiberstufe die Amplitudenunter-

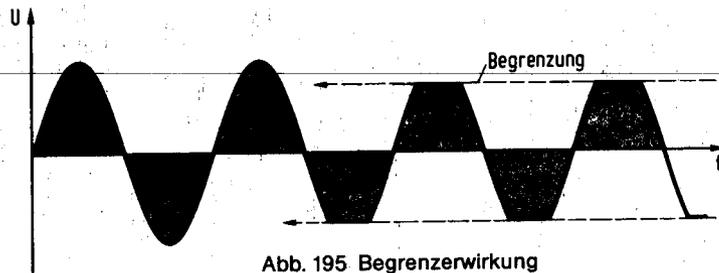
schiede, von denen wir soeben sprachen, völlig ausgleicht. Am Schwingkreis des Oszillators sind sie noch deutlich erkennbar, auch noch nach dem induktiven Auskoppeln, aber an der Basis des Endstufentransistors sind sie verschwunden, so daß die HF-Schwingungen mit konstanten Amplituden ausgestrahlt werden. Was das Oszilloskop allerdings nicht zeigen kann, ist der Frequenzhub bei Modulationsimpulsen. Er ist so gering, daß er sich auf dem Bildschirm nicht ausmachen läßt. Man muß eben schon einen Empfänger zu Hilfe nehmen, um sehen zu können, wie die FM sich weiterhin auswirkt.

## 16.4 Demodulation von FM-Signalen

Wir können uns nun dem Empfänger zuwenden. Grundsätzlich läßt sich jeder Typ einsetzen, solange es nur um den Empfang der HF-Sendungen geht, aber wer mit dem FM-System arbeiten will, legt Wert auf Qualität und wird es unter einem Superhet nicht tun. In dieser Hinsicht können wir also von dem ausgehen, was zum Aufbau eines „Supers“ gesagt wurde (Kap. 14); in ihm werden die aufgefundenen hochfrequenten Schwingungen durch Überlagerung mit den Schwingungen eines internen Oszillators in eine Zwischenfrequenz (ZF mit 455 kHz) umgewandelt. Für den Oszillator braucht man einen Quarz, der auf die Senderfrequenz abgestimmt sein muß. Die ZF-Schwingungen werden am Ausgang des Mischers verstärkt, und erst hinter dem ZF-Verstärker beginnt unser Problem: die Demodulation der FM-Signale. Dabei muß man sich klarmachen, daß der Frequenzhub jetzt auf die Zwischenfrequenz bezogen und daher sehr klein geworden ist (ca. 2,7 kHz bezogen auf die ZF von 455 kHz). Der Demodulator muß also besonders empfindlich sein.

Es gibt nun eine ganze Reihe verschiedener Möglichkeiten zur FM-Demodulation. Wir wollen nur eine einzige herausgreifen, weil sie uns auf den Einsatz eines integrierten Bausteins führt: Er trägt die Bezeichnung S041 und enthält erstens den schon erwähnten ZF-Verstärker für frequenzmodulierte Signale und zweitens den eigentlichen Demodulator, nämlich einen sog. Koinzidenz-Demodulator. Was das ist, soll nun ausführlicher erklärt werden.

Die ZF-Schwingungen, die dem Demodulator zugeleitet werden, haben die Form von Sinuskurven, also Wellenlinien. Damit kann der Demodulator nicht viel anfangen; er verarbeitet nur Rechtecksignale, aber wenn man den Sinuswellen die Kämme und Talböden abschneidet, bekommt man schon ganz brauchbar angenäherte Rechtecke (Abb. 195). Man muß also mit einem Begrenzer arbeiten, und dazu genügen schon zwei antiparallel geschaltete Dioden. Wir haben von einer entsprechenden Schaltung schon in Kap. 5.3 Gebrauch gemacht, als es darum ging, Signale mit wechselnden Amplituden auf eine konstante Amplitudenhöhe zu bringen. Das Verfahren wird also nicht nur beim da-



mals behandelten Pendelaudio benutzt, sondern taucht in der Funktechnik häufiger auf.

Bei dem Baustein S041 ist der Begrenzer bereits mit dem ZF-Verstärker kombiniert, so daß man sich um die Einzelheiten gar nicht zu kümmern braucht. Für den nächsten Schritt ist jedoch eine externe Beschaltung erforderlich, und zwar geht es dabei um einen Phasenschieber. Auch was damit gemeint ist, soll kurz erklärt werden.

Wenn zwei Schwingungen im gleichen Augenblick beginnen und mit gleicher Frequenz ablaufen, sagt man, sie seien „in Phase“ bzw. hätten gleiche Phasenlage. Handelt es sich um Sinusschwingungen, so stimmen die Kurvenverläufe in der Weise überein, daß immer Wellenberg und Wellenberg gleichzeitig erscheinen, desgleichen Wellental und Wellental oder Nulldurchgänge (Abb. 196 a). Die Amplituden können durchaus verschieden sein. Liegt dagegen – bei gleicher Frequenz – die eine Schwingung gegen die andere zeitlich versetzt, so spricht man von einer Phasenverschiebung. Solche Phasenverschiebungen lassen sich bei elektrischen Schwingungen bzw. Wechselströmen durch Kondensatoren und Spulen erreichen.

Wir denken uns dazu zwei parallel geschaltete Wechselstromkreise (Abb. 197). In Kreis I soll nur ein ohmscher Widerstand liegen, in Kreis II befindet sich ein Kondensator. Am ohmschen Widerstand sind Strom und Spannung in Phase, d. h. sie haben gleichzeitig ihre Maxima, Minima und Nulldurchgänge. Am Kondensator dagegen muß erst der Aufladestrom geflossen sein, ehe die volle Ladenspannung da ist: Die Spannung hinkt hinter dem Strom her, und zwar um eine Viertelperiode. Ersetzt man den Kondensator durch eine Spule, so ist es genau umgekehrt: Erst liegt die Spannung an, und danach setzt sich der Strom gegen die Selbstinduktion durch. Spulen und Kondensatoren lassen sich also als Phasenschieber verwenden (vgl. auch die Stichwortangaben zu „Induktion“ und „Kondensator“).

Entsprechendes gilt aber auch für einen Schwingkreis aus parallel geschalteter Spule und Kondensator, bei dem zusätzlich ein Kondensator  $C_0$  in die Zu-

Abb. 196 Phasenlage von Sinusschwingungen  
a) Zwei Schwingungen in Phase  
b) Phasenverschiebung um eine Viertelperiode

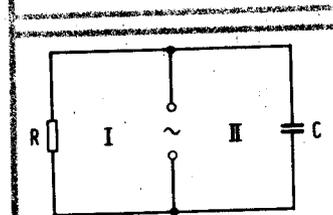
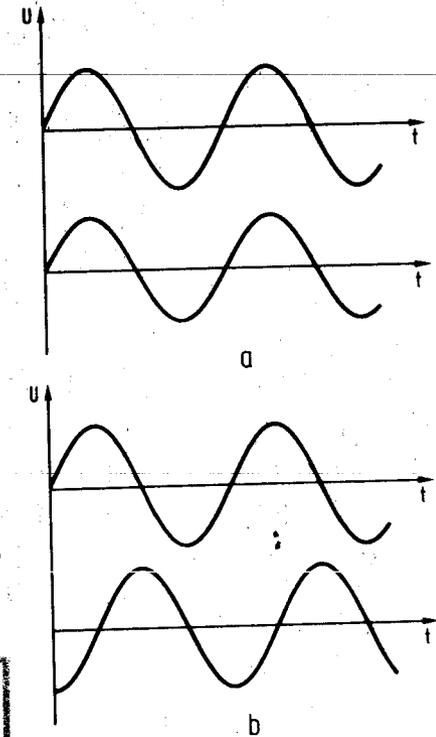


Abb. 197 Parallelschaltung zweier Wechselstromkreise (Kreis I mit ohmschem Widerstand; Kreis II mit Kondensator)

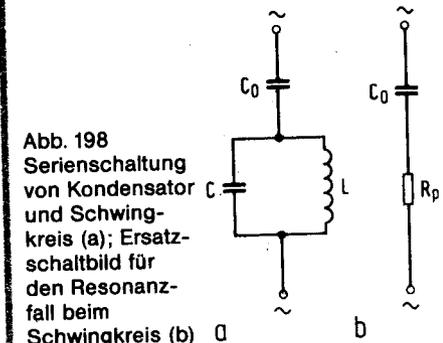


Abb. 198 Serienschaltung von Kondensator und Schwingkreis (a); Ersatzschaltbild für den Resonanzfall beim Schwingkreis (b)

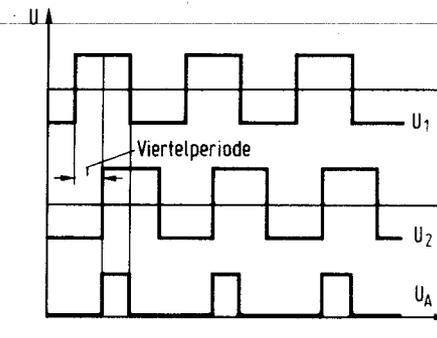
leitung eingefügt ist (Abb. 198). Für eine ganz bestimmte Frequenz tritt am Schwingkreis der Resonanzfall ein (vgl. Stichwort „Resonanz“), d. h. dann heben sich die Phasenverschiebungen an Spule und Kondensator gerade gegenseitig auf, und der ganze Schwingkreis reagiert nur noch als ohmscher Widerstand (im Ersatzschaltbild:  $R_p$ ). An ihm tritt allerdings für die Spannung eine Phasenverschiebung gegenüber der Kondensatorspannung bei  $C_0$  auf, und zwar um eine Viertelperiode.

Das gilt, wie gesagt, nur für den Resonanzfall, und seine Lage wird durch die Eigenfrequenz des Schwingkreises festgelegt. Besteht aber zwischen der von außen angelegten Wechselfrequenz  $f$  und der Resonanzfrequenz  $f_0$  ein Unterschied, so ändern sich die Verhältnisse. Der Schwingkreis wirkt dann nicht mehr wie ein ohmscher Widerstand, die Phasenverschiebungen an Spule und Kondensator heben sich nicht mehr gegenseitig auf, und es entstehen zwischen der Spannung an  $C_0$  und der Spannung am Schwingkreis Phasenverschiebungen, die von einer Viertelperiode nach oben oder unten abweichen, je nachdem, ob  $f$  kleiner oder größer als  $f_0$  ist.

Diese Vorüberlegungen wirken zwar etwas kompliziert, waren aber nötig, um das Prinzip der FM-Demodulation verstehen zu können. Die vom Mischer kommenden ZF-Schwingungen gelangen in eine Schaltung aus zwei parallel verlaufenden Zweigen (Abb. 199). Im rechten Zweig befindet sich nur ein ohmscher Spannungsteiler, von dem am Zwischenabgriff die ZF-Schwingungen abgenommen werden. Im linken Zweig liegt die soeben besprochene Serie aus Kondensator und Schwingkreis. Die Schwingkreisspule hat eine veränderliche Induktivität, so daß die Eigenfrequenz des Schwingkreises genau auf die ZF abgeglichen werden kann. Wegen dieses Abgleichs ist der Schwingkreis übrigens nicht in den Demodulator S041 integriert, sondern muß zusätzlich von außen angeschlossen werden. Ist der Abgleich auf den Resonanzfall erfolgt, so erhält



Abb. 200 Koinzidenzverhalten am UND-Gatter für den Resonanzfall



man am Zwischenabgriff zwischen  $C_0$  und Schwingkreis (der sich nun wie ein ohmscher Widerstand benimmt) eine ZF-Schwingung, die gegenüber der am rechten Abgriff um eine Viertelperiode verschoben ist.

Diese beiden Schwingungen sollen über Begrenzerstufen laufen, so daß aus den Sinuswellen Rechteckzüge werden (Abb. 200). Auch sie sind natürlich um eine Viertelperiode gegeneinander verschoben. Und jetzt kommt ein entscheidender Schritt: Wir denken uns die beiden Rechteckschwingungen an die Eingänge eines UND-Gatters gelegt, so wie wir es bereits aus früheren Schaltungen kennen. Es gibt an seinem Ausgang nur dann ein (positives) Signal, wenn auch an beiden Eingängen positive Signale liegen, und das ist nach unserer Schaltung immer während einer Viertelperiode der Fall. Auch am Ausgang des Gatters erscheinen Rechtecke mit fester Frequenz und Breite.

Damit erklärt sich nun der Begriff „Koinzidenz-Demodulator“. Die Vorsilbe „Ko-“ bedeutet soviel wie „zusammen“, und lat. „incedere“ heißt „hineinfallen“; mit „Koinzidenz“ wird demnach ein Zusammenfallen bezeichnet. Das bezieht sich hier auf die Zeitspannen, in denen beide Eingänge des UND-Gatters auf positivem Signalpegel liegen und daher auch ein positives Ausgangssignal erscheint. Daß tatsächlich in dem Baustein S041 nicht mit einem UND-Gatter gearbeitet wird, sondern mit einer sog. Differenzverstärkerschaltung, braucht uns hier nicht zu interessieren, denn das Prinzip ist in beiden Fällen das gleiche und liefert übereinstimmende Ergebnisse.

Aber bisher haben wir nur den Fall betrachtet, für den die Phasenverschiebung der beiden ZF-Signale an den Gattereingängen gerade eine Viertelperiode beträgt, also den Resonanzfall beim Schwingkreis. Ist die Spule auf ihn abgeglichen, so wird an ihr nichts mehr geändert. Änderungen können nun noch durch den Frequenzhub der FM-Modulation erfolgen, und das bedeutet, daß die Zwischenfrequenz um den Wert  $f_0$  schwanken kann. Sobald sie das

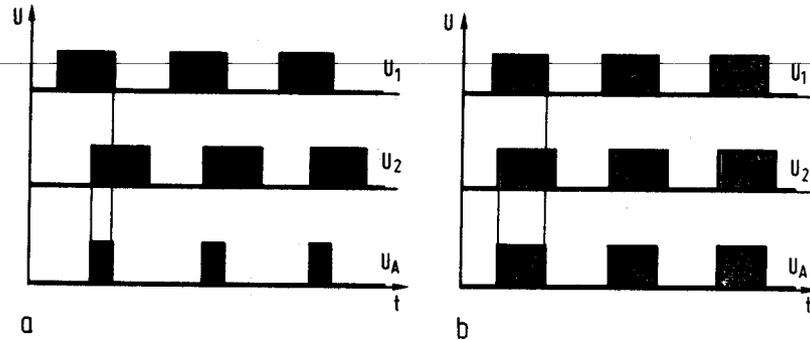


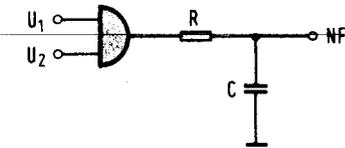
Abb. 201 Koinzidenzverhalten am UND-Gatter beim Auftreten eines Frequenzhubs ( $f + f_0$ )

tut, wirkt sich das auf den Schwingkreis aus. Er befindet sich dann nicht mehr im Zustand der Parallelresonanz, und das heißt, daß er für eine von  $f_0$  abweichende Zwischenfrequenz eine Phasenverschiebung erzeugt, die mit der bisherigen nicht mehr übereinstimmt. Der Schwingkreis läßt sich dann nicht mehr als ohmscher Widerstand betrachten, die Phasenverschiebung gegenüber  $C$  wird – je nach der Richtung des Frequenzhubs – größer oder kleiner als eine Viertelperiode, und damit werden auch die Koinzidenzen für die Gattereingänge kürzer oder länger: Die Breite der Ausgangsrechtecke variiert (Abb. 201).

Mit dem Koinzidenz-Demodulator haben wir also erreicht, daß aus den Frequenzänderungen der FM Änderungen von Impulsbreiten werden: Der Demodulator hat eine Art Übersetzertätigkeit geleistet. Die neugewonnenen Impulsbreiten schwanken in derselben Weise, wie beim Sender über die Kapazitätsdiode niederfrequente Signale an den Oszillator gegeben wurden; insofern ist also auch die Änderung der Impulsbreiten niederfrequent. Aber damit sind wir noch nicht am Ende. Wir müssen noch weiter „übersetzen“, um aus den Änderungen der Impulsbreiten wieder dieselben Signale zu gewinnen, die im Modulationsteil des Senders verwendet wurden, und dazu brauchen wir noch einen Impulsformer bzw. eine Impulsformerstufe. Große Probleme wirft dieser letzte Schritt jedoch nicht mehr auf.

Mit den vom Ausgang des UND-Gatters kommenden Impulsen gehen wir an einen sog. Tiefpaß. Diese Kombination aus ohmschem Widerstand und Kondensator wirkt als RC-Glied (Abb. 202) und läßt Spannungsschwankungen geringer Frequenz ungehindert durch, sperrt aber solche mit hohen Frequenzen. Hier geht es darum, daß sich der Kondensator  $C$  über den Widerstand  $R$  bei jedem Impuls, der vom Gatterausgang kommt, auflädt, und diese Aufladungen werden um so stärker, je länger die Impulse dauern, d. h. Kondensatorspannung und Impulsbreite hängen voneinander ab. Es bildet sich dabei ein Span-

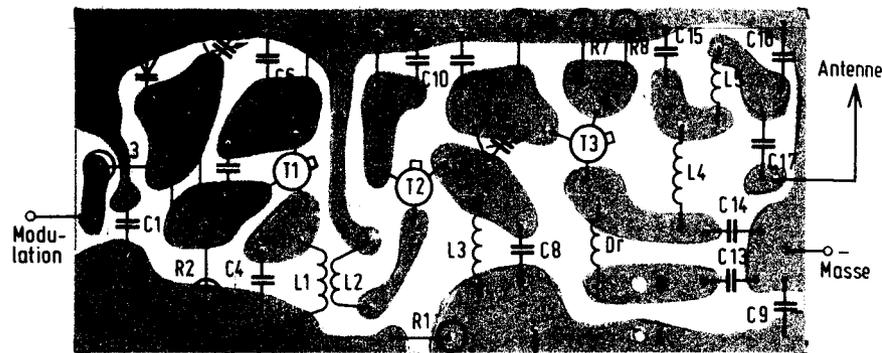
Abb. 202 Ausgangsschaltung des Demodulators



nungsmittelwert bei  $C$ , der gering bei kurzen und entsprechend höher bei langen Impulsen ist, z. B. kann er bei einer Phasenverschiebung von einer Viertelperiode 50 mV betragen, bei kürzeren Koinzidenzimpulsen auf 25 mV absinken und bei längeren auf 70 mV steigen. Das heißt dann aber, daß solche Spannungsschwankungen genau in Abhängigkeit vom jeweiligen Frequenzhub erfolgen und demnach die Frequenzmodulation exakt mitmachen. Zwischen  $R$  und  $C$  kann man niederfrequente Spannungssprünge abgreifen (NF-Ausgang), deren Folge den Signalimpulsen vom Informationsteil des Senders entspricht.

Jetzt braucht man nur noch einen Verstärker an den NF-Ausgang anzuschließen, der aus den Spannungssprüngen exakte Rechtecksignale mit genügend hohen Amplituden macht, und hat damit eine Impulsformerstufe. Sie liefert solche Impulse, wie wir sie schon von dem Verstärker TAA 263 aus dem Superhet-Empfänger von K. Kapfer kennen. Folglich geht es dann mit der Auswertung der NF-Signale nach dem Verstärker genauso weiter, wie damals beschrieben. Auf besondere Dekodereinrichtungen bei FM-Empfängern brauchen wir daher nicht mehr einzugehen, obwohl es bei industriellen Anlagen dafür recht interessante Wege gibt, z. B. beim FM 40 S von Grundig/Graupner. Wer darüber Genaueres wissen will, sei auf das Bändchen „Schaltungen für Modellfernsteuerungen“ von H. Bruß (Franzis-Verlag, RPB 93) verwiesen. In diesem Bändchen ist die gesamte Schaltung für Sender und Empfänger der FM 40 S beschrieben, außerdem auch im Novemberheft 1976 der Zeitschrift „Modell“. Allerdings ist ein Nachbau so gut wie ausgeschlossen, da bei der Beschaffung von Bauteilen große Schwierigkeiten entstehen dürften. Außerdem kann es Probleme beim Entwurf von Platinen geben. Beim Arbeiten mit HF läßt sich nicht jede beliebige Leitungsführung wählen; es gibt schwer kontrollierbare induktive und kapazitive Beeinflussungen zwischen den Stromwegen, die eventuell den Erfolg eines Schaltungsentwurfs völlig in Frage stellen.





Ansicht von oben, vergrößert  
8,5 × 5,0 cm<sup>2</sup>

Abb. 204 Platine für FM-Sender, HF-Teil

müssen, für den hier vorgestellten Sender wurde ein Quarz im 27 MHz-Bereich verwendet.

Auf den Oszillator folgt eine Treiberstufe mit dem Transistor 2 N 2219 A; eventuell kommen auch ähnliche Typen in Frage. Die Spule für den zugehörigen Tankkreis (L 3) sitzt wieder auf einem Körper von 5 mm  $\phi$ ; sie hat sieben Windungen CuL-Draht (1 mm  $\phi$ ). Die HF-Schwingungen werden dann kapazitiv durch einen Trimmkondensator von 10 – 60 pF auf die Endstufe übertragen. Die Einstellung dieses Trimmers muß auch sehr sorgfältig erfolgen, da sie für die Leistung des Senders entscheidend ist.

Der Endstufen-Transistor ist ein Leistungstyp (2 N 3553) und kann im Betrieb heiß werden; man sollte ihn also auf jeden Fall mit einem passenden Kühlstern versehen, der gut aufsitzt. Die HF-Drossel trennt die Endstufe wechsellängungsmäßig von der Batterie; geeignet ist ein Ferroxcube-Typ mit sechsmal durchbohrtem Kern. Durch die Bohrlöcher wird ein CuL-Draht (0,5 mm  $\phi$ ) gefädelt. Außerdem ist es zweckmäßig, an den Punkten A und B kleine Stecker einzulöten, die normalerweise durch Schaltdraht überbrückt werden. Aber man hat so die Möglichkeit, ein Amperemeter zwischenschalten, um die Stromaufnahme der Endstufe zu messen. Sie soll zwischen 30 und 80 mA liegen, auf keinen Fall darüber, da sonst die Senderleistung das von der Post vorgeschriebene Maß überschreitet. Auf die Endstufe folgt ein Filter aus den Spulen L 4 und L 5, mit dem unerwünschte Oberschwingungen unterdrückt werden; auch das ist Vorschrift. Die beiden Spulen erhalten Trolitul-Körper von 7 mm  $\phi$  und jeweils 10 Windungen CuL-Draht von 0,5 mm  $\phi$ . Alle Spulen des HF-Teils haben Kerne mit roter Markierung und können daher in ihrer Induktivität verändert werden. Die Antenne ist durch einen Koppelkondensator angeschlossen

sen; man sollte eine CCL-Antenne nehmen, und nur bei geringen Ansprüchen geht es mit billigeren Antennentypen.

Der Aufbau des Senders erfolgt auf einer Epoxyd-Platine, wobei die einzelnen Bauteile möglichst eng stehen sollen, damit keine Energie durch überflüssig lange Leitungen abgestrahlt wird (Abb. 204). Wenn alles fertig ist, kann der Abgleich der Spulen und Trimmkondensatoren erfolgen. Natürlich braucht man dazu auch einen Impulsteil, der an den Modulationseingang angeschlossen wird. Für Experimentierzwecke genügt zunächst ein astabiler Multivibrator mit einer Festfrequenz von ca. 1 kHz, der von der Senderbatterie betrieben wird. Außerdem braucht man einen Feldstärkenmesser, wie er früher beschrieben wurde (3.2), und natürlich die Senderantenne. Dann wird zuerst der Kern von L 1 so eingedreht, daß der Oszillator sicher anschwingt; bei den anderen Spulen und dem Trimmkondensator vor der Endstufe muß man immer wieder nachstellen, bis der Feldstärkenmesser optimal ausschlägt; dieser Abgleich ist entscheidend für eine gute Leistungsausbeute. Er muß wiederholt werden, wenn man den Sender in sein endgültiges Gehäuse einsetzt; bei L 4 und L 5 ist viel Fingerspitzengefühl notwendig! Mit einem Oszilloskop am Antennenfußpunkt (und an Masse) lassen sich die HF-Schwingungen sichtbar machen, aber von der Frequenzmodulation ist dabei nichts zu sehen, da sie im Vergleich zur Hochfrequenz viel zu gering ausfällt. Erst mit Hilfe des Empfängers kann man prüfen, ob die Modulation in der gewünschten Weise erfolgt.



HF-Teil für einen frequenzmodulierten Sender; vorne rechts ist die Kapazitätsdiode mit einem parallel liegenden Drehkondensator zu erkennen

# 18

## FM-Empfänger

Für den Empfänger, der zu dem soeben dargestellten Sender paßt, geht es zunächst einmal genau so los wie bei dem schon früher vorgestellten Superhet. Man kann die Antenne über einen Eingangs-Schwingkreis induktiv an den Mischer-IC (S042) koppeln, und das reicht im allgemeinen völlig aus. Man kann aber auch den etwas anspruchsvolleren Weg gehen und vor den Mischer-IC ein Bandfilter zur Weitabselektion setzen (zwei kapazitiv gekoppelte Filter-LC-Kreise, Fema Best.-Nr. 1600/20); dabei läßt sich der Koppelkondensator C 1 direkt in die Platine einarbeiten, indem man an den entsprechenden Anschlußstiften der beiden Filterblöcke zwei kleine eng gegenüberliegende Leiterstücke vorsieht, die man am besten dünn mit Lot überzieht.

Auf die Funktion des Mischer-IC's brauchen wir nicht noch einmal einzugehen. In dem Schaltbild (Abb. 206) und dem Platinenentwurf (Abb. 207) ist der Typ P vorgesehen; bei Verwendung des tonnenförmigen Typs E muß man natürlich die Anschlußbezeichnungen und die Leitungsführungen verändern. Um die Schwingeneigenschaften des Mixers zu verbessern, kann man parallel zu C 4 noch eine Spule setzen (Drosselspule von Componex, Fema-Best.-Nr. 1602/20). Unbedingt notwendig ist das aber nicht.

Am Ausgang des Mixers liegt das Hybridfilter CFT-455 C, das in sich zwei LC-Filter und ein keramisches Filter vereinigt. Es gewährleistet eine hohe Selektivität für die Zwischenfrequenz und läßt sich problemlos mit dem folgenden Schwingkreis verbinden (Fema-Best.-Nr. 1601/20). Über die Bedeutung solcher Filter vgl. den entsprechenden Stichwortartikel. Bei geringeren Ansprü-

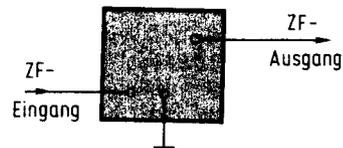


Abb. 205 CFU-Filter

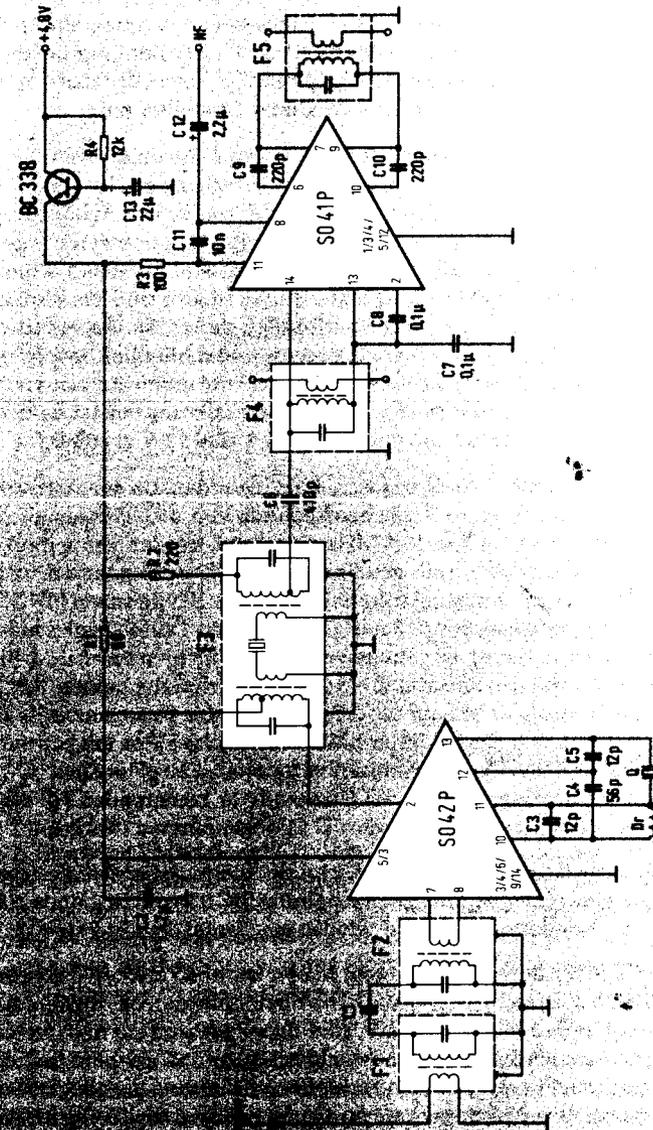


Abb. 206 FM-Empfänger, 27 MHz-Bereich

## 18 FM-Empfänger

chen an die Selektivität kann man aber auch mit dem Filter CFU 455 auskommen; in ihm stecken vier keramische Resonatoren. Sein Anschlußschema ist sehr einfach; es besitzt nur je einen Stift für Eingang und Ausgang sowie einen Stift für den Masseanschluß (Abb. 205). Ein Abgleich ist allerdings bei diesem Filtertyp nicht möglich, während das Hybridfilter CFT zwei drehbare Spulenkern (rot und blau) besitzt, die man sehr genau einstellen muß.

Der Übergang zum Demodulator wird durch einen Resonanzkreis gebildet (Abb. 206). Dazu dient in der hier vorgestellten Schaltung das ZF-Filter LMC-4101 (Toko-Filter mit weißem Kern); die Anschlüsse seiner Sekundärspule werden nicht benutzt. Für den eigentlichen Demodulator benutzen wir den integrierten Baustein S041 P. Er erfüllt eigentlich gleich drei Aufgaben: Zunächst verstärkt er die Zwischenfrequenz in sechs Stufen (daher sind Verstärkerstufen aus einzelnen Transistoren jetzt überflüssig); außerdem begrenzt er die Amplituden der entsprechenden Schwingungen, und schließlich besorgt er die Demodulation der FM-Signale. Es handelt sich also um einen äußerst vielseitigen IC, und da er auch eine interne Spannungsstabilisierung besitzt, kann er im Bereich von Versorgungsspannungen zwischen 4 und 15 V arbeiten.

Extern braucht nur sehr wenig zugeschaltet zu werden. Da der S041 sowohl für FM-Steuerungen mit einer Zwischenfrequenz von 455 kHz als auch für UKW-Zwischenfrequenzen von 10,7 MHz eingesetzt werden kann, muß man einen Demodulator auf den jeweils gewünschten ZF-Wert abstimmen, und das geschieht erstens an den Eingangsstiften (PIN 13 bzw. PIN 14 sowie PIN 2). Für die zugehörigen Kondensatoren C 7 und C 8 kann man Tantal-Typen nehmen (auf richtige Polung achten!); es genügen aber auch die Siemens-MKM-Blockkondensatoren, die auf das Rastermaß einer Veroboardplatte passen. Am Ausgang des Demodulators ist ein auf die ZF abgestimmter Resonanzkreis erforderlich; dazu eignet sich das ZF-Filter LMC-4102 (Toko-Filter mit schwarzem Kern); es wird durch zwei Kondensatoren von jeweils 220 pF ergänzt (C 9 und C 10, Keramikausführungen). Die vom Demodulator kommenden NF-Signale werden hinter einem Trennkondensator C 12 abgenommen (Tantal, 2,2 µF).

Für die gesamte Empfängerschaltung ist eine Spannungsstabilisierung ratsam, die durch eine einfache Transistorschaltung (BC 338 o. ä., R 4 und C 13) erreicht wird. Als Kondensator kommt wieder ein Tantal-Typ in Frage (22 µF).

Auf der Platine für den FM-Empfänger haben wir noch etwas Platz gelassen (Abb. 207). Das hat seinen guten Grund. Die demodulierten NF-Signale haben Spannungsamplituden von ca. 100 mV, und daher müssen sie noch verstärkt werden. Außerdem sind sie nicht rechteckförmig, so daß wir eine Impulsformerstufe brauchen. Für sie gibt es verschiedene Schaltungsmöglichkeiten. So kann man wie bei dem AM-Superhet von Kapfer mit dem dreistufigen Verstärker TAA 263 arbeiten; es läßt sich auch mit anderen integrierten Verstärkertypen auskommen, z. B. dem TAA 856 A, für den wir eine Schaltung angeben, die

## 18 FM-Empfänger

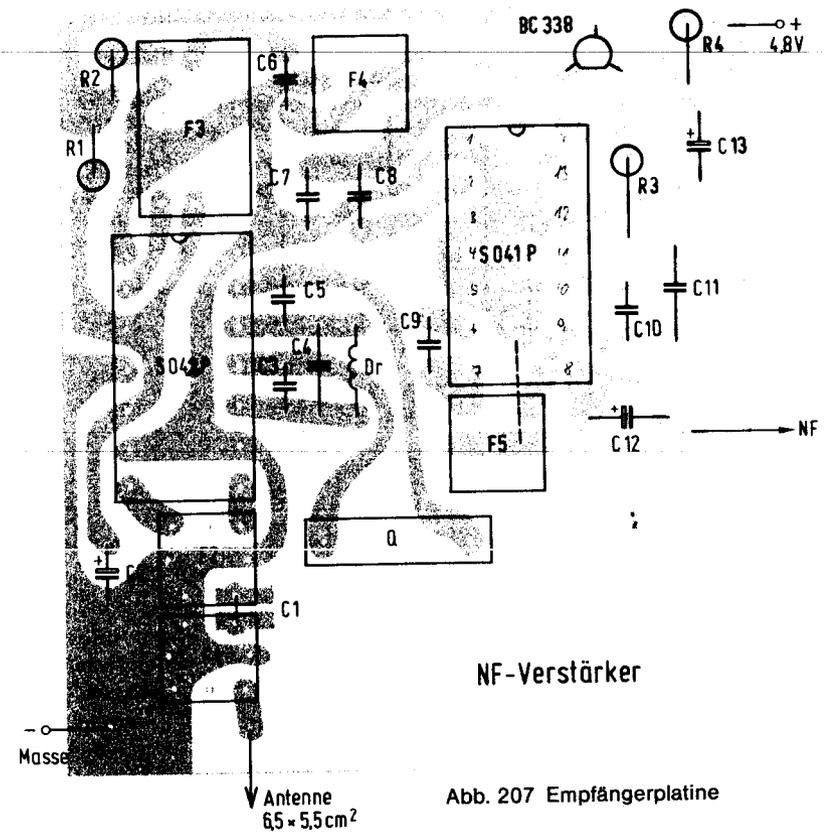


Abb. 207 Empfängerplatine

im mini-Superhet FM 40 S von Grundig-Varioprop benutzt wird (Abb. 208). Da man bei der NF-Verstärkung von dem IC ausgehen muß, den man gerade im Handel bekommen kann, lassen wir auf der Platine einen entsprechenden Platz frei. Eventuell kann man die Platine noch etwas enger bestücken, vor allem, wenn man für den S042 und den S041 die tonnenförmigen Ausführungen (Kennbuchstaben „E“) einsetzt, aber dabei erschwert sich die Leitungsführung. Die Sockelanschlüsse für den Demodulator S041 zeigt Abb. 209.

Wenn man einen Mehrkanal-Proportionalempfänger haben will, läßt sich auf der Platine sogar noch ein weiterer IC unterbringen, der die Signalerkennung besorgt. Wie er aussieht und geschaltet wird, wissen wir bereits; es handelt sich um den Zähler 4022 der C MOS-Serie, den wir beim Empfänger für amplitudenmodulierte Signale besprochen haben. Vom NF-Verstärker an läuft



gen; sie wird im Innern des IC's so geregelt, daß sich Schwankungen im angegebenen Bereich nicht auswirken.

Die äußere Beschaltung ist verhältnismäßig einfach. Vor allem braucht man Spulen bzw. Filter, die sich aus Bausätzen der Firma Vogt herstellen lassen; außerdem kommen die üblichen Toko-ZF-Filter in Frage und das keramische Filter SFD 455. Natürlich braucht man auch einen Quarz für den Oszillator, der in den IC eingebaut ist; es genügt ein einfacher Quarz für den 27 MHz-Bereich. Was sonst an Bauteilen nötig ist, läßt sich Abb. 210 entnehmen.

Die Antenne wird lose über einen Kondensator von 10 pF an das Eingangsfiler angekoppelt; dadurch machen sich unterschiedliche Antennenlängen wenig bemerkbar. Das Eingangsfiler aus den Spulen L 1 und L 2 wird aus dem Vogt-Bausatz D 71-2499.1 ohne Wannenkern gebildet; man könnte auch von einem Zweikreis-Filter ausgehen, wie wir es schon bei dem Kapfer-Empfänger benutzt haben. Für den Oszillatorschwingkreis ist die Spule L 7 vorgesehen, die sechs Windungen CuL-Draht von 0,2 mm  $\varnothing$  auf einem Rohrkern besitzt (B 62 110 K 12). Der Rohrkern verhindert die Bildung eines Streufeldes und erübrigt dadurch ein Abschirmgehäuse. Es wäre aber auch eine andere (abgeschirmte) Spule denkbar. Für den ZF-Teil braucht man zunächst ein Selektionsfilter (F); es kommt der Typ SFD 455 von Murata in Frage, dessen Selektion zwar nicht übermäßig gut ist; dafür ist es billig (ca. 2.- DM). Die Spulen L 3/L 4/L 5 braucht man nicht einzeln einzusetzen; für sie und den zugehörigen Kondensator (1 nF) kann man auf das ZF-Filter von Toko (gelb) zurückgreifen, und dasselbe gilt auch für L 6 (weiß). Interessant bei dem TCA 440 ist, daß es eine Rückführung von dem Verstärker der ZF-Spannung (PIN 10) zu der HF-Vorstufe (PIN 3) gibt; dadurch wird die Empfindlichkeit der Anlage wesentlich erhöht. Trotz der vielen Vorzüge, die ein Empfänger mit dem TCA 440 besitzt, ist er gar nicht einmal teuer; der IC kostet ca. 6.- DM.

Übrigens kann man den Empfänger auch für FM-Anlagen benutzen. Selbstverständlich wird dann die Demodulation nicht von den Transistoren besorgt, sondern durch einen weiteren integrierten Baustein, den wir schon kennen: den S041. Sein Anschluß erfolgt über einen Koppelkondensator von ca. 220 pF am Zwischenabgriff der Filterspule L 6; ansonsten wird der FM-Demodulator genauso beschaltet, wie es im vorigen Kapitel beschrieben wurde (Abb. 211; vgl. auch Abb. 206).

## 19.2 Codierte Signale

Auch bei Frequenzmodulation kann es immer noch zu gelegentlichen Störungen im Empfang kommen; für die AM gilt das in verstärktem Maße. Die Störeffekte gehen dabei einmal auf andere Sender zurück, die einem „dazwischenfunken“; zweitens aber erzeugen die Motoren im eigenen Modell eine gewisse

Die Fernsteuertechnik ist mit der Entwicklung von FM-Systemen sicherlich nicht am Ende angelangt. Es gibt schon jetzt weitere Entwicklungsstufen, die allerdings zum Teil über das hinausgehen, was ein Fernsteueramateur sich zum Eigenbau aussuchen wird. In groben Zügen lassen sich dabei zwei Tendenzen des „Fortschritts“ herausstellen.

Erstens liefert die Industrie immer neue integrierte Bauteile, die entweder den Schaltungsaufwand reduzieren oder zu größerer Funktionssicherheit bzw. -empfindlichkeit beitragen. Es ist unmöglich, an dieser Stelle alle sich dabei bietenden Möglichkeiten aufzuzählen; im Vordergrund stehen die Empfängeranlagen und die Servo-Schaltungen. Bei den HF-Teilen der Sender ist allerdings durch Integration kaum noch etwas zu gewinnen. Zweitens versucht man, die Störanfälligkeit der Signalübertragung zu vermindern. Dabei geht es in erster Linie um die Impulsteile, denn man kann die zu sendenden Signale so „verpacken“, daß sie auf dem Wege zum Empfänger kaum noch zu entstellen sind. Das Stichwort für entsprechende Techniken lautet *Codierung*.

## 19.1 Empfänger mit dem TCA 440

Für batteriegespeiste Rundfunkempfänger wurde von Siemens und Valvo ein IC entwickelt, der sich auch in Fernsteueranlagen gut verwenden läßt, und zwar bei AM-Empfängern mit Empfangsfrequenzen bis zu 30 MHz; man kann ihn also gerade im 27 MHz-Band einsetzen. Es handelt sich um den Baustein TCA 440, mit dem man sich einen wahren „Super-Super“ herstellen kann. Auf sein Innenleben wollen wir hier gar nicht eingehen; immerhin stecken in dem kleinen Gehäuse etwa 35 Transistoren, 20 Dioden und 60 Widerstände! Der IC wird in der 16-poligen Dual-in-Line-Form geliefert und paßt daher auf die entsprechenden Fassungen. Die Batteriespannung kann zwischen 4,5 und 15 V lie-

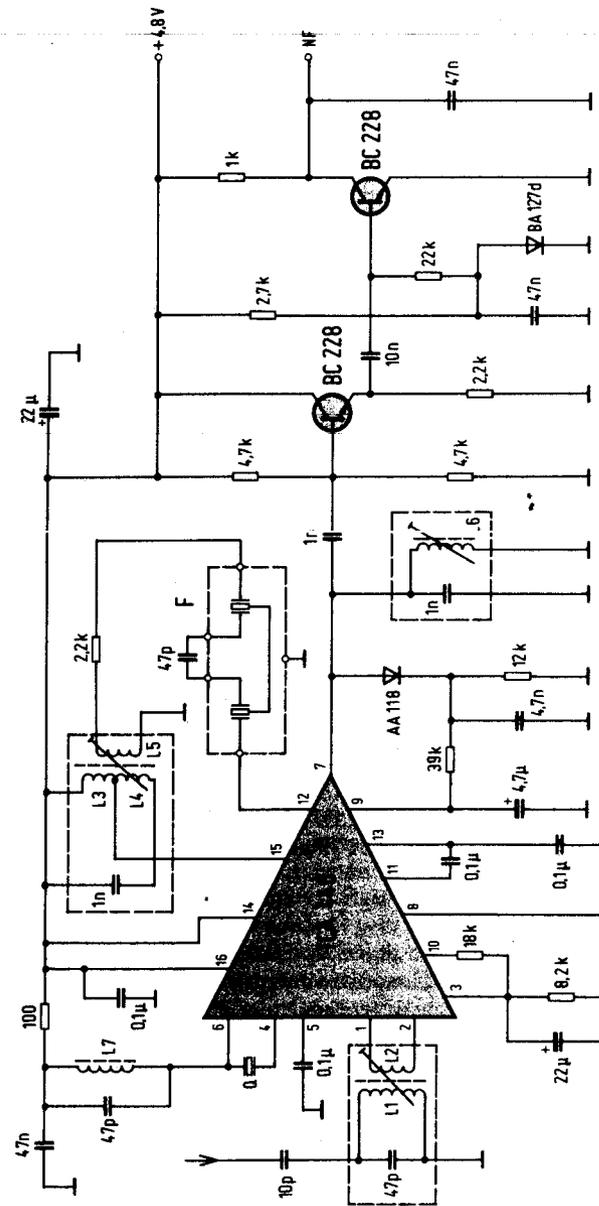
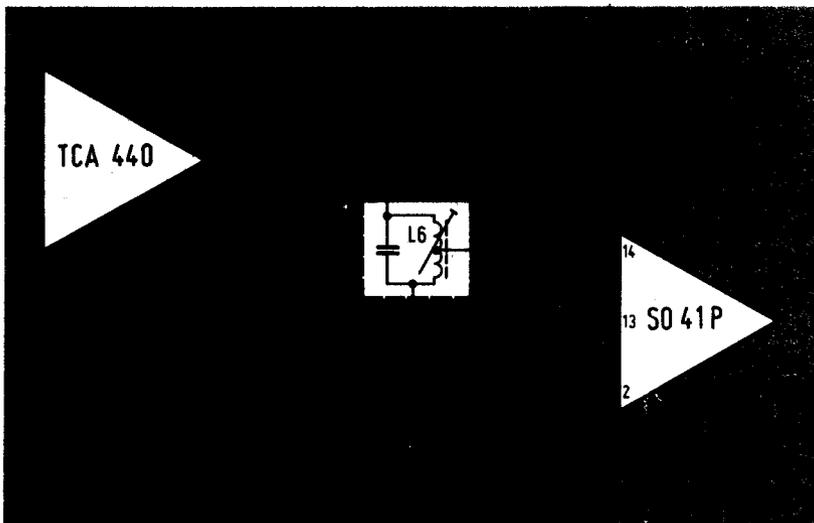
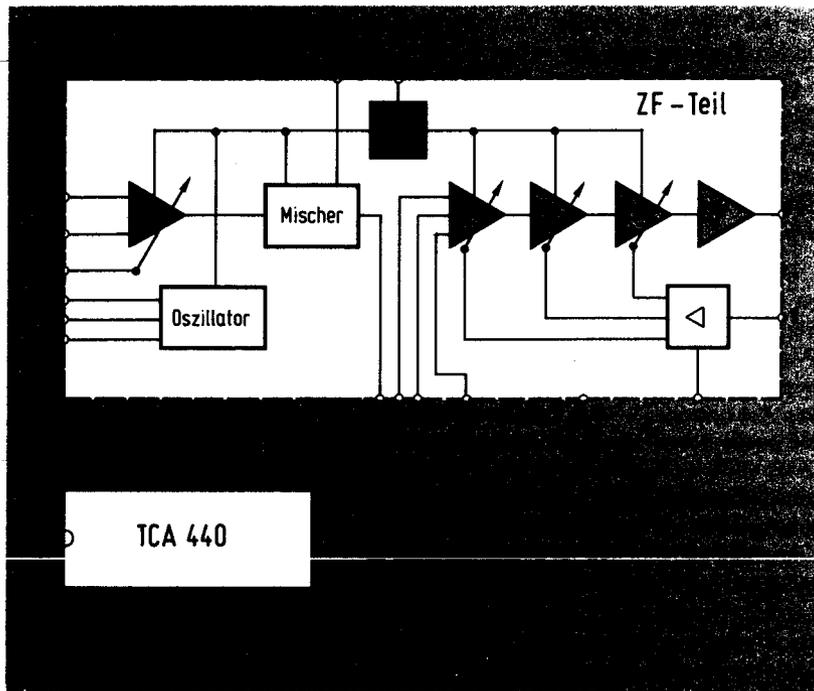


Abb. 210 c) Empfängerschaltung bis zum NF-Ausgang

## 19 Wie geht es weiter?

Störstrahlung, die sich auch bei der Verwendung von Entstörkondensatoren und -drosseln nie ganz unterdrücken läßt. Alle Störeffekte bezeichnet man insgesamt als das Rauschen, und es ist ein Hauptproblem der Funktechnik, gegen dieses Rauschen erfolgreich anzukämpfen.

Wie das geschehen kann, wollen wir uns an einem einfachen Beispiel klarmachen. Nehmen wir an, zwischen zwei Stationen sollen irgendwelche Informationen dadurch übermittelt werden, daß man beim Sender gewisse bunte Fahnen schwenkt, die dem Empfänger mitteilen, ob z. B. der Sender nur einen Gruß schickt, ob er vielleicht Lebensmittel anfordert oder Medikamente usw.; zwischen Schiffen ist solch eine Wimpelsprache auch heute noch üblich. Jeder Wimpel hat seine feste Bedeutung, die durch Farben und Formen definiert ist, aber eine fehlerfreie Informationsübertragung setzt dabei gute Sicht voraus. Hat sich Nebel eingestellt, so werden die Fahnen immer schlechter zu erkennen sein, je dichter er wird, und es kann zu Fehlinformationen kommen. Der Nebel spielt in diesem Beispiel demnach die Rolle eines optischen Rauschens.

Nun könnte man eine eventuell auftretende Fehlerquote dadurch senken, daß man nicht mit sehr vielen verschiedenen Wimpeln arbeitet, die unter Umständen schlecht voneinander zu unterscheiden sind, sondern sich auf zwei Wimpel beschränkt, einen weißen und einen schwarzen. In solch einem Fall dürften Verwechslungen weniger leicht passieren. Allerdings trägt dann jeder Wimpel nur eine Information, und man müßte alle Mitteilungen, die man senden will, auf „schwarz“ oder „weiß“ zurückführen. Das ist gar nicht einmal so schwierig, denn beim Morsen geht es ganz ähnlich zu: Da werden die vielen Buchstaben des Alphabets ja auch durch nur zwei Zeichen dargestellt, durch „kurz“ und „lang“. Natürlich muß man dann in Kauf nehmen, daß manche Buchstaben durch zwei, drei oder noch mehr Kombinationen von „kurz“ und „lang“ ersetzt und übermittelt werden, aber funktionieren tut das System. Wir erhalten eine binäre Zeichensprache, und grundsätzlich lassen sich alle Informationen binär darstellen bzw. codieren. Auch wir haben schon von solchen binären Codierungen Gebrauch gemacht, z. B. bei der Unterscheidung der einzelnen Kanäle bei einer Tipp-Anlage.

Dort war allerdings nicht von „kurz“ und „lang“ die Rede gewesen, sondern von zwei Symbolen „0“ und „L“, und das entspricht den in der sog. Digitalelektronik üblichen Darstellungen zweier Zustände. „Digital“ bedeutet dabei soviel wie „schrittweise“; die einzelnen Schritte sind die diversen Unterscheidungen zwischen 0 und L, aber man kann unter gewissen Umständen auch dort schrittweise arbeiten, wo eigentlich fließende (kontinuierliche) Vorgänge vorliegen. Denken wir z. B. an eine Fernsteueranlage, bei der im Proportionalverfahren Bedienungselemente am Sender bewegt werden, etwa Steuerknüppel oder Drehknöpfe. Solche Bewegungen erfolgen stufenlos, und dabei geht es grundsätzlich um das Einstellen von Drehpotentiometern, also veränderlichen Wi-

derständen. Nehmen wir an, ein solches Drehpotentiometer kann Widerstandswerte zwischen 0 und 10 k $\Omega$  annehmen; die Übergänge zwischen diesen Werten sind zwar fließend, aber man kann sie auch in Einzelschritte einteilen, z. B. von 0 auf 1 k $\Omega$ , von 1 auf 2 k $\Omega$  usw. Dann hat man bereits digital unterschieden, und diese Unterscheidung läuft darauf hinaus, klar voneinander getrennte Stufen zu erzeugen. Jede Stufe ist nun – um an das vorige Beispiel des Alphabets anzuknüpfen – mit einem Buchstaben vergleichbar, und wir sagten schon, daß sich Buchstaben binär codieren lassen. Also könnten wir auch die verschiedenen Stufenwerte beim Potentiometer durch Folgen der Symbole 0 und L darstellen und hätten dadurch die Lagen eines Steuerknüppels binär codiert.

Nun läßt sich natürlich einwenden, daß wir damit gerade den Vorteil einer stetigen Veränderung von Steuerungen aufgeben und auf feine Regulierungen verzichten, denn jedes Stufenraster ist zwangsläufig gröber als kontinuierliche Übergänge. Aber man muß sich klarmachen, daß so wunderbar kontinuierlich auch der beste Steuerknüppel gar nicht arbeitet. Bei seiner Bedienung gibt es immer kleine Ungenauigkeiten, die durch die Bewegungsmöglichkeiten der mechanischen Bauteile bedingt sind, und dasselbe gilt auch für die Servos im Modell. Sie haben immer „Spiel“, sie stellen sich nur innerhalb einer gewissen Toleranz dem Kommando entsprechend ein, und wenn man binär codieren will, muß man den Steuerbereich in so viele Schritte einteilen, wie das den Spielräumen bei Ruderbewegungen usw. entspricht. In der Praxis läuft das darauf hinaus, daß man den ganzen Bedienungsweg eines Steuerknüppels in 32 Schritte aufteilen kann, ohne dadurch zu grob bzw. ungenau zu verfahren, und wenn man demnach 32 Stufen unterscheidet, benötigt man zu ihrer eindeutigen Codierung „Wörter“ aus jeweils fünfstelligen Binärfolgen. Die erste Stufe wäre durch die Folge von fünf Nullen darstellbar. (also 0-0-0-0-0); die zweite Stufe durch 0-0-0-0-L, die dritte durch 0-0-0-L-0, die vierte durch 0-0-0-L-L usw. Wir wollen nicht alle Stufen durchspielen; wer Lust dazu hat, möge das selber probieren. Er wird insgesamt 32 klar unterschiedene Folgen erhalten, und das reicht für die Praxis völlig aus.

Damit ist das Prinzip einer binären Signalcodierung bereits entwickelt. Im Sender bzw. in seinem Informationsteil geht es nun darum, die einzelnen Kanalpotentiometer auf ihre jeweilige Stellung hin abzutasten, die gewonnenen Werte binär zu codieren und dann die entsprechenden Codewörter zu senden. Beim Empfänger läuft die Sache in umgekehrter Richtung ab. Nun werden natürlich nicht die Zeichen „0“ und „L“ gesendet, sondern Potentialzustände (LOW bzw. HIGH), und damit stoßen wir wieder auf die uns schon bekannte Impulsmodulation. Sie erscheint jetzt allerdings in einem anderen Zusammenhang: Die zu übermittelte Information wird nicht in Impulsabstände, sondern in binäre Signalfolgen übersetzt. Man nennt ein solches Verfahren *Pulsocodemodulation* (PCM), und es ist wesentlich sicherer als die von uns bisher verwendeten Techniken der Informationsübertragung.

#### 4 Wir senden Signale

ke Seite des Kondensators C 1 und laden sie negativ auf. Dadurch werden auf der rechten Seite negative Ladungen abgestoßen, und weil ihnen der Widerstand R 1 zunächst das Abfließen erschwert, sammeln sie sich kurzzeitig an der Basis von T 2. Dieser Transistor ist daraufhin gesperrt, die zu ihm gehörige Glühbirne L 2 kann nicht leuchten, und das dauert so lange, bis die negativen Ladungen an der Basis von T 2 dann doch über R 1 zum positiven Batteriepol abgeflossen sind. Dann wird auch die Basis von T 2 allmählich positiv, und so kann nun T 2 durchschalten; L 2 leuchtet auf. Aber zugleich laden vom Kollektor von T 2 her negative Ladungen den Kondensator C 2 auf, stoßen von dessen linker Seite negative Ladungen zur Basis von T 1 ab und sperren so T 1: die Glühbirne L 1 erlischt. Danach wiederholt sich das Spiel, und so leuchten L 1 und L 2 im Gegentakt. Wir haben einen Multivibrator (Vielfachschwinger) erhalten, der keine feste Ruhelage hat und deshalb *astabil* genannt wird.

Will man nur eine Lampe blinken lassen, so kann man die andere durch einen entsprechenden Widerstand ersetzen (z. B. 220  $\Omega$ , 1/4 Watt); in dieser Form wird der astabile Multivibrator meist als Blinklichtgeber verwendet. Seine Frequenz hängt davon ab, wie lange es dauert, bis sich ein gerade aufgeladener Kondensator C über „seinen“ Widerstand R wieder entladen hat; die Größe der Kondensatorkapazität und der Widerstandswert bestimmen die sog. *Zeitkonstante* einer RC-Kombination und damit auch die Frequenz des astabilen Multivibrators. Macht man R oder C oder auch alle beide kleiner als im eben genannten Beispiel, so verringert sich die Entladezeit; die Frequenz wird größer. Man kann das beobachten, wenn man z. B. die Festwiderstände durch Potentiometer (Drehwiderstände 10 k $\Omega$ ) ersetzt; außerdem kann man dabei auch die zu den beiden Transistoren gehörigen RC-Glieder (Zeitglieder) jeweils verschieden wählen, so daß dadurch die Blinkzeiten der beiden Glühbirnen verschieden ausfallen. Bei nur einer Lampe erhält man dann wechselnde Impuls-Pausenverhältnisse; von dieser Möglichkeit werden wir später noch Gebrauch machen. Natürlich wird auf diese Weise die Schaltung unsymmetrisch.

Wollen wir nun den astabilen Multivibrator als Impulsgeber im Informationsteil eines Fernsteuersenders verwenden, so müssen R und C so geändert werden, daß Frequenzen im NF-Bereich von 600 – 4000 Hz entstehen. Dazu kann man z. B. den Kondensatoren Werte von  $C 1 = C 2 = 22 \text{ nF}$  und den zugehörigen Widerständen Werte von  $R 1 = R 2 = 22 \text{ k}\Omega$  geben. Außerdem werden



Abb. 31 Impulsfolge im Oszilloskopbild

#### 4.2 Versuchssender mit Informationsteil

die Glühbirnen jetzt durch Widerstände (z. B. 4,7 k $\Omega$ ) ersetzt. Damit fehlt zwar eine direkte optische Anzeige der Impulse, aber man kann zwischen den Kollektor eines Transistors und den negativen Batteriepol einen Lautsprecher (Ohrhörer) setzen; dann ist ein Ton hörbar, sobald der Multivibrator schwingt. Noch besser ist es, wenn sich ein Oszilloskop zur Anzeige verwenden läßt. Es wird zwischen einem Kollektor und der Masse angeschlossen und liefert ein Bild der entstehenden Impulsfolge (Abb. 31).

#### 4.2 Versuchssender mit Informationsteil

Wir können jetzt darangehen, unseren Versuchssender aus 3.1 mit einer Impulsmodulation zu versehen. Dazu brauchen wir ihn nur mit einem astabilen Multivibrator zu kombinieren; am Sender selbst sind keine Änderungen erforderlich. Nur wird er jetzt nicht mehr direkt an den positiven Batteriepol angeschlossen; er soll im Takt des Multivibrators senden, und so verbinden wir ihn über eine „Treiberstufe“ mit dem Ausgang A des Impulsgebers (Abb. 32). Immer, wenn ein Impuls kommt, wird der Sender für die Impulsdauer eingeschaltet; zwischen den Impulsen hat er Pause. Auf diese Weise wird eine im günstigsten Fall fast 100%ige Modulation erreicht, und weil der Sender ohne Signal praktisch abgeschaltet bleibt, schont man auch noch die Senderbatterie.

Am Ausgang A des Multivibrators überträgt ein Widerstand von 10 k $\Omega$  die Impulse auf die Basis eines npn-Transistors (Treiberstufe). Bei jedem positiven

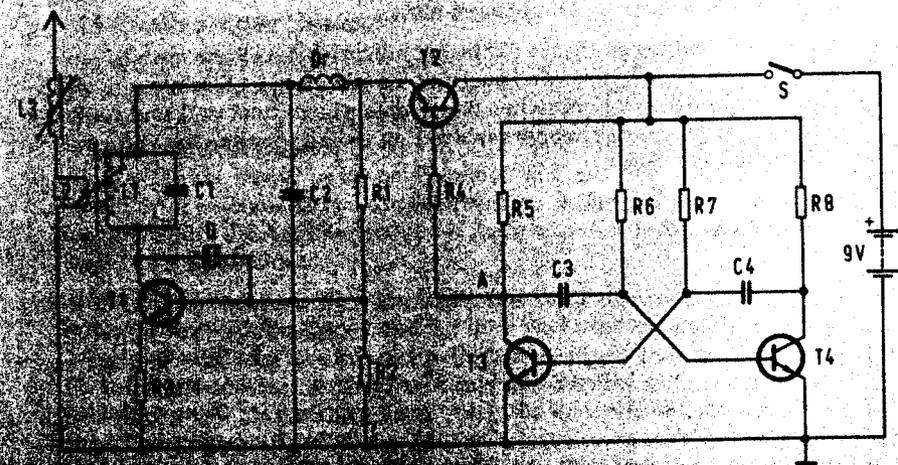


Abb. 32 Versuchssender mit Informationsteil  
 In der Informationsteil: R 1 = 10 k $\Omega$ ; R 2 = R 3 = 2,2 k $\Omega$  oder ähnlich; R 4 = R 5 = 2,2 k $\Omega$ ; C 1 = C 2 = 22 nF (Keramikausführung); T 3 = T 4 = T 2 = BC 108 o. ä.

#### 4 Wir senden Signale

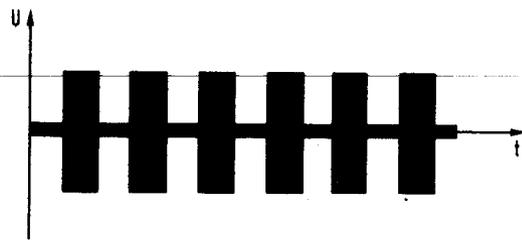


Abb. 33 Oszilloskopbild, aufgenommen zwischen Antennenfuß und Masse

Impuls leitet er, aber bei den Pausen (die wir auch als negative Impulse verstehen können) sperrt er und schaltet dadurch den Sender ab.

Wenn man ein Oszilloskop besitzt, das zwischen Antennenfuß und Masse geschaltet wird, kann man die abgestrahlten Impulse beobachten. Sie erscheinen dabei als annähernd rechteckige leuchtende Blöcke, weil während ihrer Dauer die HF-Schwingungen so eng nebeneinander auftreten, daß sie nicht mehr einzeln zu unterscheiden sind (Abb. 33). Immerhin haben sie eine Frequenz, die um vier Zehnerpotenzen über der der Impulsfolge liegt!

An unserem Kleinempfänger brauchen wir nichts zu ändern. Allerdings benutzen wir ihn am besten ohne Mikroamperemeter und ersetzen es durch einen Kopfhörer, der gleich hinter der Diode angeschlossen werden kann. Wenn alles in Ordnung ist, muß man beim Einschalten des Senders im Lautsprecher einen Ton hören, der in seiner Höhe der Signalfrequenz des Senders entspricht. Eventuell ist noch eine gewisse Abstimmung durch Verdrehen der Spulenkern in Sender und Empfänger nötig.

Die ganze Schaltung ist aber in der bisher beschriebenen Form noch keineswegs für den praktischen Betrieb geeignet. Es gibt zu viele Störfaktoren, die z. T. im Verhalten der elektronischen Bauelemente begründet sind, und außerdem ist die Reichweite des Senders sehr gering, so daß wir uns nach Verbesserungen umsehen müssen.

# 5

## Die erste einsatzfähige Fernsteueranlage

Wir wollen nun eine Fernsteueranlage bauen, mit der man schon etwas anfangen kann. Zwar muß jeder selbst entscheiden, wozu er sie einsetzen will, aber grundsätzlich soll sie geeignet sein, ein Modellfahrzeug richtig zu lenken. Dazu gehört, daß man den Antriebsmotor ein- und ausschalten kann und daß außerdem ein Fahrtrichtungswechsel möglich ist, z. B. bei einem Schiff Ruderaus-schlag nach steuerbord oder backbord. Für Flugmodelle ist die Anlage allerdings weniger empfehlenswert.

### 5.1 Zweistufiger Sender

Am Prinzip des HF-Oszillators soll nichts geändert werden (Abb. 34). Wieder besteht der Schwingkreis aus Spule und Kondensator in Parallelschaltung; die Frequenz wird durch den Schwingquarz in der Rückkopplung an die Basis des Transistors T 1 stabilisiert. Für die richtige Vorspannung sorgt der Widerstand R 1; er liefert soviel positives Potential, daß der Schwingkreis sicher anschwingt. Zwischen Basis und negativem Pol (Masse) ist ein Kondensator C 2 eingefügt, der die Amplituden an der Basis begrenzt, indem er überschüssige Ladungen wegschluckt.

Die hochfrequenten Schwingungen des Oszillators werden nun in einer zweiten Stufe des Senders verstärkt. Dort, wo bisher die Verbindung zur Antenne saß, wird jetzt eine besondere Endstufe eingefügt; sie ist durch die Spule L 2 induktiv an den Oszillatorschwingkreis angekoppelt, so daß sie dessen Schwingungen übernehmen kann. Auch die Endstufe besteht wieder aus einem Schwingkreis (L 3/C 5), der häufig als Tankkreis bezeichnet wird, und aus einem Transistor T 2. Der Tankkreis ist auf die Oszillatorfrequenz abgestimmt, aber seine Leistungsausbeute ist wesentlich größer als die des Oszillators, weil T 2 eine entsprechende Leistungsverstärkung erbringt. Sein Arbeitspunkt

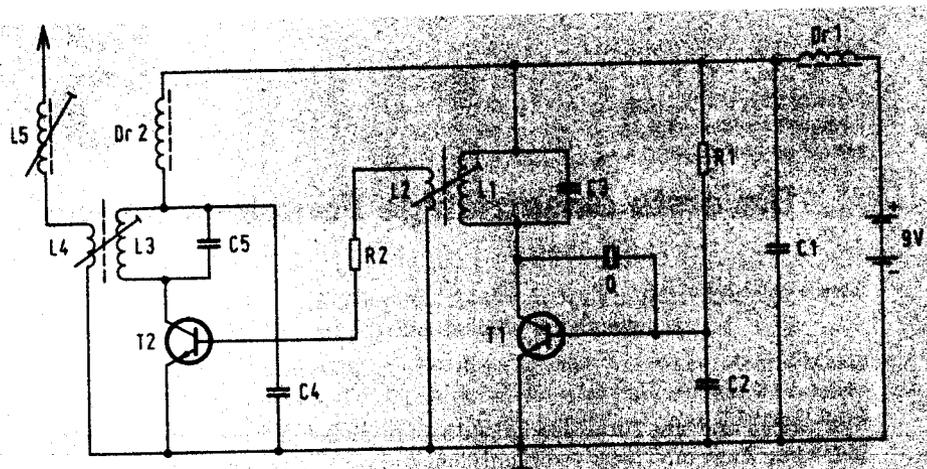


Abb. 34 Schaltbild für zweistufigen Sender

wird durch den Widerstand R 2 festgelegt. Eine zweite Drossel Dr 2 sorgt dafür, daß keine unerwünschten Hochfrequenzverkopplungen zwischen Endstufe und Oszillator entstehen. Schließlich wird die verstärkte HF-Leistung über die Spule L 4 ausgekoppelt und der Antenne mit ihrer Verlängerungsspule L 5 zugeführt.

Der Aufbau des Senders ist problemlos und kann auf einer Veroboardplatte erfolgen (Abb. 35). Zuerst werden die Spulen gewickelt: L 1 (11 Wdg. Cu-Draht 0,6 mm  $\phi$ , versilbert) und L 2 (2,5 Wdg. CuL-Draht 1 mm  $\phi$ ) kommen auf einen gemeinsamen Trolitulkörper (5 mm  $\phi$ ) mit grünem Kern; desgleichen L 3 (7 Wdg. Cu 0,6 mm  $\phi$ , versilbert) und L 4 (2,5 Wdg. CuL-Draht 1 mm  $\phi$ ). Die Antennenspule L 5 erhält 22 Windungen CuL-Draht 0,4 mm  $\phi$  auf einem eigenen Trolitulkörper, ebenfalls mit grünem Kern. Kleinere Abweichungen von diesen Angaben sind durchaus möglich, da ohnehin eine Abstimmung des Senders vorgenommen werden muß. Die Spulenkörper werden wie bei dem Versuchssender in Extrabohrungen der Leiterplatte eingepaßt. Für die beiden Drosseln kommen Ferroxcube-Typen von Valvo in Frage; sie müssen für 27 MHz geeignet sein. Der Oszillatortransistor T 1 kann ein gewöhnlicher BC 108 sein; für die Endstufe sollte man den Treibertransistor 2 N 1613 oder den HF-Verstärker 2 N 708 nehmen; es ist ratsam, diesen Transistor mit einem Kühlstern zu versehen, da er im Betrieb heiß werden kann. An einigen Stellen der Veroboardplatte müssen Leiterbrücken zwischen den Bahnen geschaffen werden; dazu nimmt man am besten isolierten Schaltdraht.

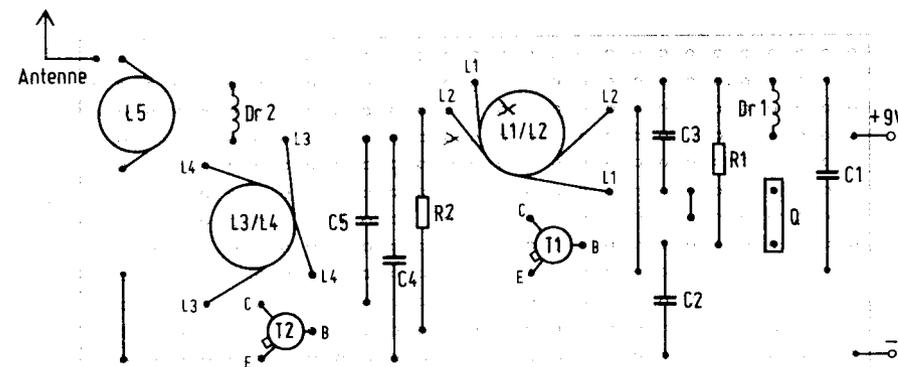


Abb. 35 Bestückungsplan für zweistufigen Sender (Veroboardplatte von oben gesehen, Leiterbahnen waagrecht)

Bauteile: R 1 = 33 k $\Omega$ ; R 2 = 22  $\Omega$

C 1 = 4,7 nF (Keramik); C 2 = 150 pF (Styroflex); C 3 = 56 pF (Styroflex);

C 4 = 4,7 nF (Keramik); C 5 = 150 pF (Styroflex)

T 1 = BC 108 B o. ä.; T 2 = 2 N 708 mit Kühlstern

Dr 1 = Dr 2 = Ferroxcube 30  $\mu$ H; Q: Quarz, z. B. 27,175 MHz; Spulen s. Text

Ist der HF-Teil des Senders aufgebaut, kann schon ein erster Abgleich – noch ohne Antenne – vorgenommen werden. Dazu lötet man – ähnlich wie früher beim Übungssender – parallel zu der Spule L 4 eine Glühbirne (6 V; 0,1 A), die beim Anlegen der Betriebsspannung von 9 V schwach glimmen sollte. Dann werden die Spulenkern des Oszillators und der Endstufe vorsichtig verdreht, bis das Helligkeitsmaximum erreicht ist. Besonders aufpassen muß man, daß der Kern der Oszillatortspule nicht zu weit herausgedreht wird; wenn dabei die Oszillatorschwingungen abreißen, kann nämlich der Transistor T 1 heiß werden und kaputtgehen.

Zuletzt wird die Antenne (Teleskopantenne von ca. 1 m Länge) angeschlossen und voll ausgezogen. Der Spulenkern von L 5 wird verstellt, bis die Glühbirne merklich dunkler wird; dann stehen Antenne und Endstufenkreis in Resonanz, so daß die Energie des Senders maximal abgestrahlt wird.

Danach lötet man das Lämpchen wieder ab. Ein weiterer Abgleich – jetzt mit ausgezogener Antenne – ist mit Hilfe des Diodenempfängers (Feldstärkenmeßgerät) möglich. Dazu muß der Empfänger in eine Entfernung vom Sender gebracht werden, die noch einen deutlichen Ausschlag des Mikroamperemeters ergibt. Dann kann man zunächst die Spulenkern von L 1/L 2 bzw. L 3/L 4 nachstellen, sofern das eine bessere Leistung bringt. Vor allem wird aber der Kern von L 5 so weit gedreht, bis das Meßgerät ein Maximum anzeigt. Die richtige

Einstellung von L 5 hängt von der Antennenlänge ab und muß ausprobiert werden. Sind diese Prüfungen beendet, so ist es ratsam, den Kern von L 1/L 2 etwa eine halbe Drehung in die Spule hineinzubewegen; damit ist ein sicheres Anschwingen des Oszillators auch nach kurzen Unterbrechungen der Betriebsspannung gewährleistet.

## 5.2 Ein Pendelempfänger

Der Sender ist nun in seinem HF-Teil fertig; wir können an den Bau eines Empfängers gehen.

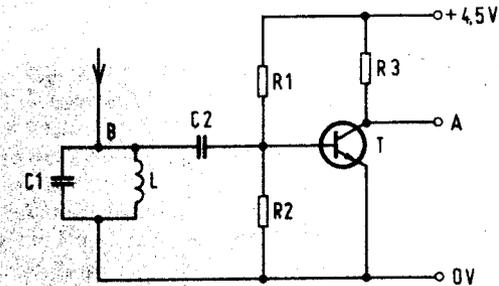
Der bisher verwendete Feldstärkenmesser ist nur als Prüfgerät brauchbar; als Empfangsanlage bei Modellfahrzeugen wäre er viel zu stör anfällig gegenüber Fremdsignalen, die er von denen des ihm eigentlich zugeordneten Senders nicht unterscheiden kann, und außerdem versagt er bei größeren Entfernungen vom Sender. Was man aber von einem guten Empfänger verlangen muß, sind ausreichende *Empfindlichkeit* und hohe *Selektion*, d. h. die Fähigkeit, nur auf die ihm zgedachten Steuerkommandos (sog. *Nutzsignale*) zu reagieren und fremde Einstrahlungen zu unterdrücken.

Allerdings hat der einfache Diodenempfänger einen Vorteil: Er braucht keine eigene Stromversorgung und kam mit der vom Sender übermittelten Energie aus. Das wird nun anders; die Empfangsanlagen der Fernsteuertechnik benötigen im allgemeinen eine Batterie, die sie mit Energie versorgt. Diese Energie wird gebraucht, um die meist sehr schwachen Signale, die von der Empfangsantenne her einfallen, aufzubereiten und zu verstärken. Allerdings verwendet man im Empfänger zumeist Batterien, deren Spannung etwas geringer (4,5 – 6 V) als die der Senderbatterie ist; außerdem sollen sie leicht und klein sein, um ein Modellfahrzeug nicht unnötig zu belasten. Sie versorgen aber nur den Empfänger, nicht die Antriebsmotoren des Modells; diese benötigen eigene Energiequellen.

Wenn es sich nun darum handelt, Schwingungen zu verstärken, so bietet sich der Einsatz eines Transistors an: Wir wissen, daß ein Transistor als Verstärker wirken kann. Es liegt also nahe, ihn mit unserem Übungsempfänger zu kombinieren. Dabei können wir sogar etwas einsparen, nämlich die Diode. Ein npn-Transistor enthält auf seiner Basis-Emitter-Strecke grundsätzlich nichts anderes; deshalb wird in seinem Schaltsymbol auch der Diodenpfeil gezeichnet. Der Transistor kann also als Demodulator verwendet werden. Eine solche Schaltung ist in der Rundfunktechnik längst bekannt und wurde früher viel verwendet; man bezeichnet sie als *Audion* (Abb. 36).

Aber der Transistor soll nicht nur gleichrichten, er soll auch verstärken, und dazu kann man ihn mit dem Resonanzschwingkreis vom Abb. 22 so verbinden,

Abb. 36 Audion-Schaltung  
C 1: 56 pF  
L: 11 Wdg. CuL 1 mm  $\phi$   
auf Trolltulkörper  
5 mm  $\phi$  mit Kern  
Weitere Bauteile im Text

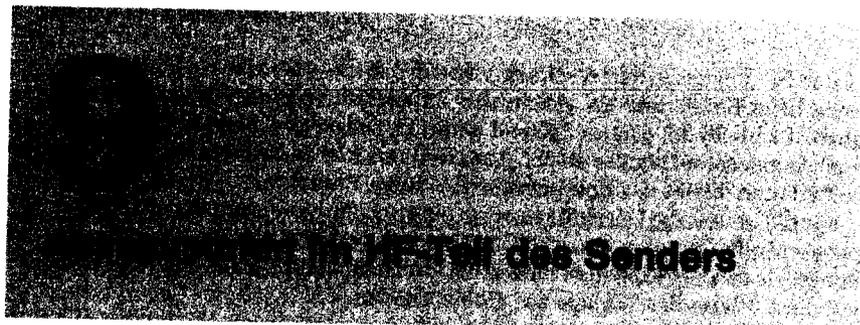


daß die Transistorbasis von den HF-Schwingungen angesteuert wird. Sie muß eine Vorspannung erhalten; dazu dient der Spannungsteiler R 1/R 2 mit je 10 k $\Omega$ . Allerdings setzt diese Festlegung des Arbeitspunktes voraus, daß die Schwingkreisspule keine Gleichstromverbindung zwischen dem negativen Batteriepol und der Basis herstellt; das würde den Widerstand R 2 praktisch wirkungslos machen. Um eine solche direkte (galvanische) Kopplung zu vermeiden, wird zwischen Schwingkreis und Transistorbasis ein Kondensator C 2 (10 nF) gesetzt, der nun den Schwingkreis kapazitiv an die Basis koppelt; er ist für die Hochfrequenz durchlässig, trennt aber die Basis vom negativen Potential am Emitter.

Der Transistor wird in Emitterschaltung betrieben; in den Kollektorkreis kann ein Ohrhörer (hochohmig) gesetzt werden, oder man greift über einen Widerstand R 3 (10 k $\Omega$ ) die Ausgangsspannung ab, um sie in ihrem zeitlichen Verlauf in einem Oszilloskop sichtbar zu machen. Sind Sender und Empfänger nicht zu weit voneinander entfernt (die Antennen sollten parallel stehen: ausprobieren!), dann ist im Hörer ein Ton mit der Modulationsfrequenz zu hören; das Oszilloskop zeigt die NF-Schwingungen als Impulse an. Ihre Amplituden liegen deutlich höher, als wenn man mit dem Oszilloskop die Spannung am Antennenfußpunkt B aufnimmt. Dort liegt sie im Millivoltbereich; am Kollektorausgang A kann man aber fast die volle Batteriespannung erhalten.

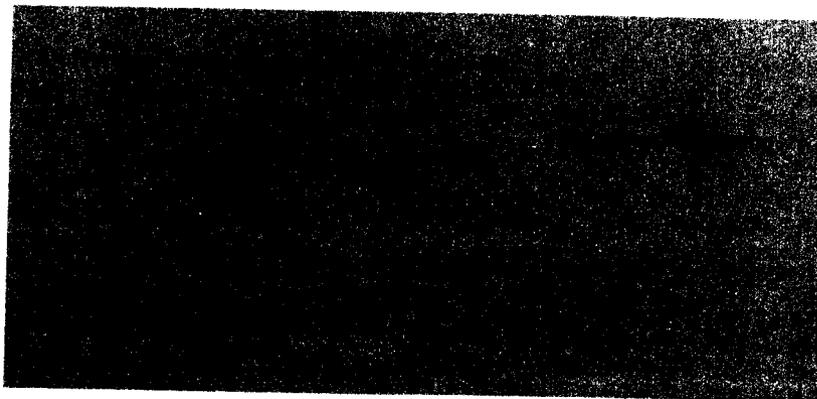
Das ist in der Tat eine beachtliche Verstärkung, die unser Audion erbringt, aber wenn man nun die Entfernung zum Sender vergrößert, schwindet die Pracht schnell dahin. Das Audion in dieser Form ist also noch keine brauchbare Lösung des Empfangsproblems.

Nun erinnert die beim Audion verwendete Kombination von Schwingkreis und Transistor sehr stark an den HF-Oszillator, den wir beim Sender kennengelernt haben. Allerdings waren dort Schwingkreis und Transistor anders zusammengeschaltet als jetzt. Aber man kann die Analogie aufgreifen und den Schwingkreis wieder an den Kollektor des Transistors setzen. Fehlt nur noch



## Ausbaustufen im HF-Teil des Senders

Der Sender, den wir bisher voraussetzten, besaß außer dem Oszillatorkreis eine Verstärkerstufe; das war dann aber auch alles. Für nicht zu hohe Ansprüche mag so etwas ausreichen, aber wenn man ein Fernsteuermodell sicher lenken will, ist es gut, einen Sender zu besitzen, der möglichst viel leistet und nicht etwa durch Nachbarsender überstrahlt wird. Zwar darf man nach den Bestimmungen der Bundespost nicht mehr als 1 Watt Leistung von seinem Sender ausgehen lassen, aber um mit einer der üblichen 12 V-Senderbatterien bis an diese Grenze zu kommen, muß man schon einiges tun. Wir wollen daher in diesem Abschnitt einen Sender beschreiben, der sich in der Praxis gut bewährt hat; der Schaltungsentwurf stammt von Karl Kapfer und wurde in dem Heft 11 aus MTB (Modell-Technik-Berater) des Verlages Handwerk und Technik in Baden-Baden veröffentlicht. Dort ist auch die vollständige Bauanleitung zu beziehen. Wir gehen bei der Schaltungsbeschreibung schrittweise vor, um auch



auf mögliche Varianten hinweisen zu können. Am Schluß des Abschnitts kommt dann noch einmal eine zusammenfassende Schaltskizze des HF-Teils nach K. Kapfer.

Betrachten wir zunächst den eigentlichen Oszillator für HF-Schwingungen. Er entspricht im wesentlichen den schon besprochenen Ausführungen (Abb. 93; vgl. auch Abb. 16). Die im Schwingkreis L 1/C 1 entstehenden hochfrequenten Schwingungen werden durch den Quarz Q stabilisiert, der wie ein schmalbandiges Filter wirkt und nur die gewünschte Frequenz (Sollfrequenz) an die Basis von T 1 kommen läßt. Bei diesem Transistor genügt z. B. der Typ BC 107 B, weil er nur gering belastet wird; natürlich kann man auch einen speziellen Hochfrequenztransistor nehmen (etwa den 2 N 708).

Die Widerstände R 1 und R 2 dienen zur Einstellung des Arbeitspunktes für T 1. Der Widerstand R 3 verringert die Stromstärke auf der Emitter-Kollektorstrecke und sorgt auf diese Weise dafür, daß sich Temperaturschwankungen auf das Gleichstromverhalten nicht nennenswert auswirken können. Er setzt damit zwar die Leistungsausbeute des Oszillators herab, aber da wir die HF-Schwingungen ohnehin verstärken, spielt das keine Rolle. Außerdem wird R 3 durch einen Kondensator C 2 überbrückt, für die hochfrequenten Wechselströme des LC-Kreises wirkt er wie ein Kurzschluß und läßt sie demnach zur Masse (entspricht 0 V) durch. Der Transistor wird also in Emitterschaltung betrieben. Ganz ähnlich wie C 3 wirkt der Kondensator C 2. Er soll die Mitkopplung über den Quarz bei hohen Frequenzen reduzieren, damit der Quarz nicht auf falsche Oberwellen (vgl. Stichwort) anspricht. Für sie wirkt C 2 nämlich auch als Kurzschluß von der Transistorbasis zur Masse.

Bei der Spule L 1 bzw. ihrem drehbaren Kern läßt sich die Induktivität und damit die Frequenz des Schwingkreises in engen Grenzen verändern. Der Kern muß so eingestellt werden, daß der Oszillator bei jedem Einschalten sicher anschwingt.

Zu dieser Oszillatorschaltung gibt es zahlreiche Varianten (vgl. Abb. 15), von denen wir hier nur eine erwähnen wollen, die besonders häufig auftritt (Abb. 94). Bei ihr wird der Quarz zwischen Kollektor und Emitter gelegt, so daß seine Mitkopplung vom Schwingkreis auf den Emitter wirkt. Dabei ist es zweckmäßig, den Abgriff für die Mitkopplung nicht direkt an den Kollektor zu legen, sondern die Kapazität des Schwingkreises auf zwei in Reihe liegende Kondensatoren zu verteilen und die Mitkopplungsspannung zwischen ihnen abzugreifen. Man könnte auch eine Zwischenanzapfung bei der Spule verwenden. Der Schwingkreis wird dadurch weniger entdämpft. Bei dieser Schaltung liegt die Basis des Transistors hochfrequenzmäßig an Masse; wir haben es also mit einer Basisschaltung zu tun.

Die Ausgangsleistung der hier beschriebenen Oszillatoren beträgt 10 bis bestenfalls 100 mW (Milliwatt). Im allgemeinen ist das zu wenig, um damit gleich an die Endstufe eines Senders zu gehen. Wir brauchen also eine Leistungsver-

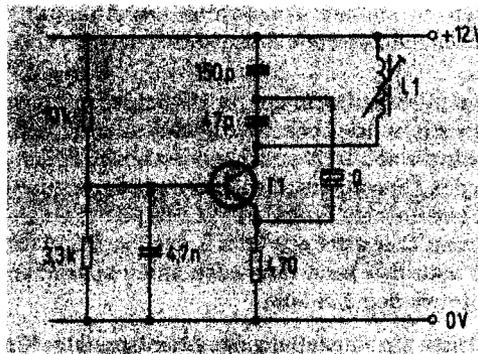


Abb. 94 Oszillatorschaltung mit Mittkopplungsabgriff am kapazitiven Spannungsteiler

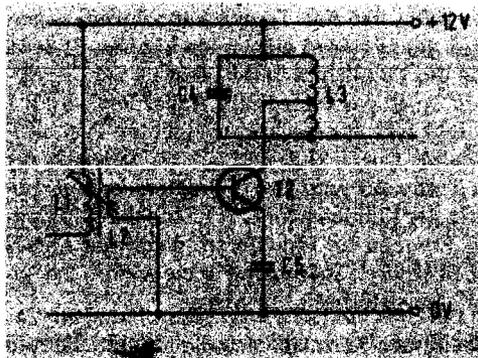


Abb. 95 Pufferstufe für HF-Sender

stärkung, und dazu wird an den Oszillatorkreis eine Pufferstufe induktiv angekoppelt. Wir haben sie unter der Bezeichnung *Tankkreis* schon in Kapitel 5.1 kennengelernt (vgl. Abb. 34) und können uns auf die dortigen Angaben beziehen, vor allem hinsichtlich der Spulenwicklungen. Der Tankkreis steht mit dem Oszillator in Resonanz; T 2 ist ein Transistor mit großer Leistung (z. B. 2 N 2219) und daher zur Verstärkung der HF-Schwingungen gut geeignet. Er arbeitet ohne Basisvorspannung (Abb. 95) im sog. C-Betrieb (vgl. Stichwort „Transistorschaltungen“), was bedeutet, daß die Basis positiv angesteuert werden muß, wenn der Transistor überhaupt durchschalten soll. Ohne eine solche Ansteuerung fließt kein Kollektorstrom, und daher wird eine Daueraufheizung des Transistors nebst den damit verbundenen thermischen Veränderung verhindert. Außerdem ist diese Schaltungsweise besonders gut für den Anschluß einer Modulationsstufe geeignet; wir werden davon noch Gebrauch machen. Der Kollektorstrom eines im C-Betrieb arbeitenden Transistors ist schon einer Folge von Rechteckimpulsen sehr ähnlich; das bewirkt, daß er reich an Oberschwingungen ist, die später unterbunden werden müssen.

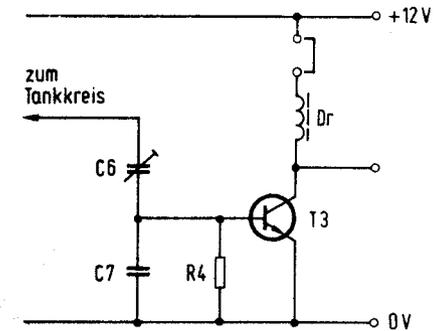


Abb. 96 Endstufe für HF-Sender

Die vom Tankkreis (Puffer- bzw. Treiberstufe) abgegebene Leistung von ca. 100 mW wird schließlich der *Endstufe* zugeführt, wo sie noch einmal verstärkt wird (Abb. 96). Die Ankopplung erfolgt durch einen Trimmkondensator von ca. 30 pF (C 6), der mit dem Kondensator C 7 einen sog. kapazitiven Teiler bildet. Auf diese Weise läßt sich die Stromaufnahme der Endstufe genau einstellen. Die Ausgangsleistung der Endstufe liegt meist zwischen 150 und 800 mW; um die obere Grenze dieses Bereichs zu erreichen, muß man den Endstufentransistor T 3 durch die Hochfrequenz voll aussteuern, darf aber nicht die für den verwendeten Transistortyp zulässige maximale Kollektor-Emitter-Spannung überschreiten. Für den Typ 2 N 3553 besteht keine Gefahr; er kann Kollektorströme bis zu 1 A verkraften bei einer Leistung von 7 Watt. Allerdings sollte man ihn mit einem Kühlstern versehen, da er im Betrieb manchmal recht heiß wird. Um die Leistung der Endstufe jederzeit messen zu können, sind zwei Buchsen in der Kollektorleitung vorgesehen, an die sich ein Amperemeter anschließen läßt. Die erlaubte maximale Stromstärke beträgt bei 12 V Betriebsspannung 80 mA. Wird der Sender in Betrieb genommen, so muß die Anschlußmöglichkeit für das Amperemeter natürlich überbrückt werden.

Zwischen dem Endtransistor und dem Anschluß an den positiven Pol der Spannungsquelle sitzt eine Drosselspule Dr, die als induktiver Widerstand die Batterie von der Hochfrequenz trennen soll; die hochfrequenten Wechselströme können dann nicht aus der Endstufe abfließen. Der Widerstand R 4 zwischen Basis und Emitter (bzw. Masse) sorgt dafür, daß auch der Endstufentransistor im C-Betrieb arbeitet, d. h. nur durchschaltet, wenn die negative Ladung der Basis durch die positiven Spannungsspitzen der HF überwunden wird. Man könnte die Endstufe übrigens auch induktiv an die Pufferstufe anschließen; dann müßte man statt des kapazitiven Spannungsteilers über die Spule des Tankkreises eine zweite Spule setzen, d. h. die Ankopplung sieht dann so

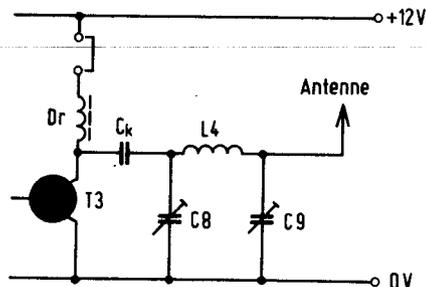


Abb. 97 HF-Ausgang mit Collins-Filter

aus, wie wir das für die Verbindung zwischen Oszillator und Pufferstufe beschrieben haben.

Unser Sender ist nun dreistufig geworden. Am Ausgang des Endstufentransistors erhält man die verstärkten Oszillatorschwingungen, die aber kaum noch Sinusform haben, dafür reich an Oberwellen sind. Diese Oberwellen (vgl. Stichwort) können sich störend auswirken und müssen daher unterdrückt werden, ehe man vom Endstufentransistor an die Antenne geht. Die Antenne soll ja nur die Hochfrequenz von ca. 27 MHz abstrahlen, wie sie durch den Quarz festgelegt wurde. Zur Oberwellenunterdrückung muß man also eine Art Filter dazwischen schalten, das nur die gewünschten Schwingungen durchläßt und für alle anderen wie ein hoher Widerstand (hohe Impedanz) wirkt.

In der Praxis benutzt man zur Oberwellenunterdrückung häufig ein sog. Collinsfilter (auch als Pi-Filter bekannt). Es besteht aus einer Spule und zwei mit Masse verbundenen Kondensatoren und wird zwischen den Endstufentransistor und die Antenne gesetzt (Abb. 97). Für die beiden Kondensatoren nimmt man am besten Trimmertypen mit veränderlicher Kapazität; man kann dann

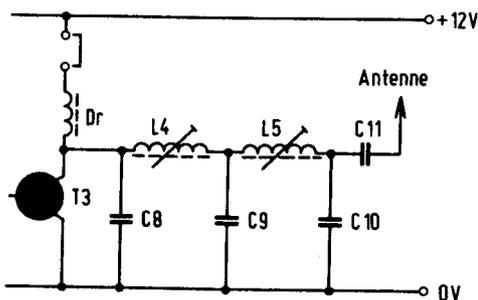


Abb. 98 HF-Ausgang mit doppeltem Tiefpaß

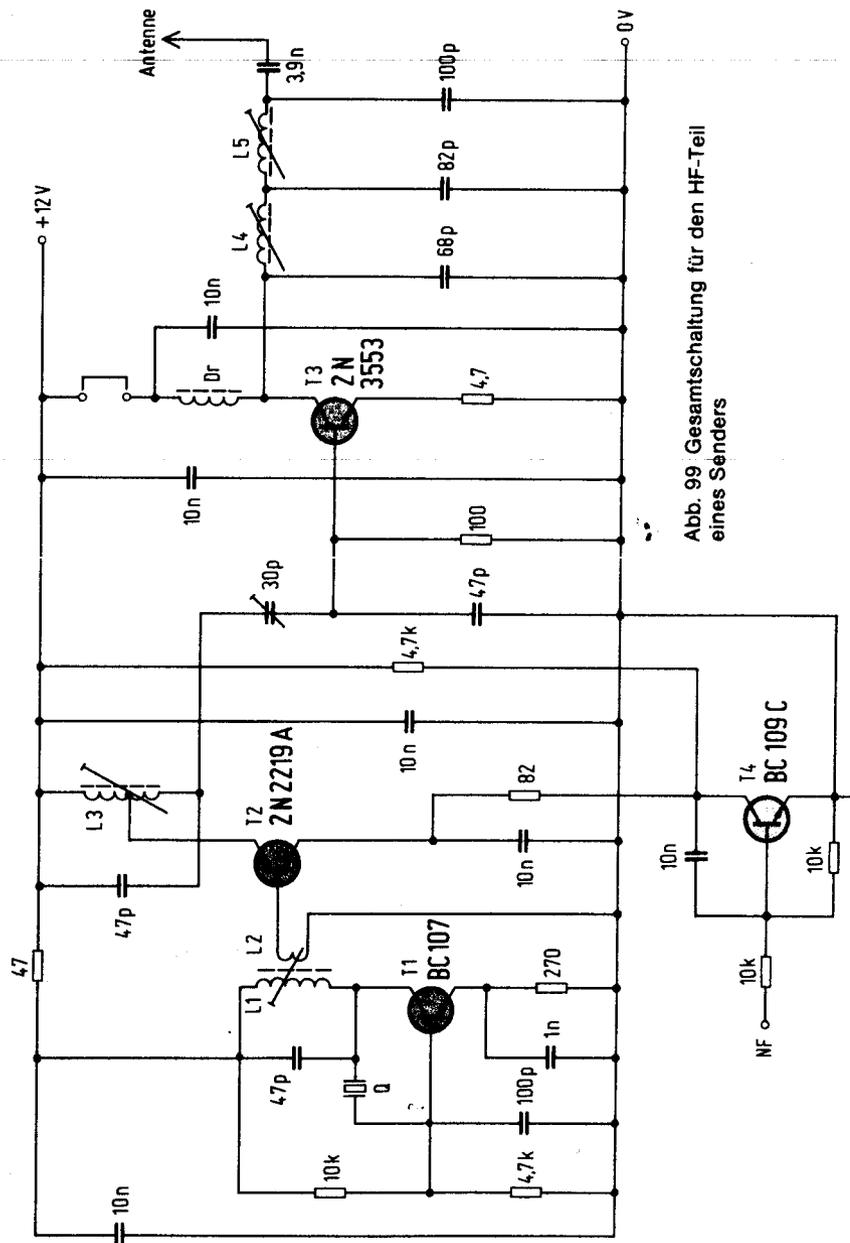


Abb. 99 Gesamtschaltung für den HF-Teil eines Senders

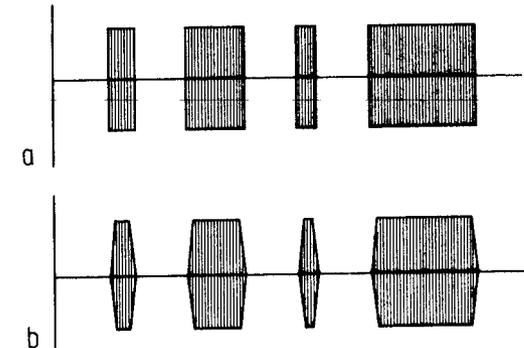
das Filter auf günstigste Wirkung einstellen. Auf den Koppelkondensator  $C_k$  läßt sich verzichten; dann wird das Collinsfilter zum Ausgangsschwingkreis des Senders und filtert bei richtiger Resonanzeinstellung der Kondensatoren die HF-Schwingung aus, die zur Antenne gelangen soll. Die Kapazität  $C_8$  dient zur Abstimmung des Filters, die Kapazität  $C_9$  ermöglicht die Antennenanpassung (über Filter und Anpassung vgl. die entsprechenden Stichwörter).

Eine andere Schaltungsmöglichkeit, die K. Kapfer benutzt, verzichtet auf das Collinsfilter und ersetzt es durch einen doppelten Tiefpaß mit veränderlichen Induktivitäten (Abb. 98). Bei einem Tiefpaß handelt es sich um ein Siebglied, das nur niedrige Frequenzen durchläßt und für höhere einen großen Widerstand darstellt. Es ist also bestens zur Oberwellenunterdrückung geeignet. Ein nachgeschalteter Kondensator  $C_{11}$  trennt die Antenne gleichstrommäßig von der Endstufe ab, so daß sie nur die HF-Schwingungen aufnimmt. Man kann sie dabei als einen Lastwiderstand ansehen, der hinter dem doppelten Tiefpaß sitzt.

Wir haben damit die wichtigsten Einzelheiten eines HF-Senders besprochen und können nun zusammenfassen. Man wird in der Schaltung nach K. Kapfer (Abb. 99) die verschiedenen Stufen des Senders unschwer erkennen, so daß wir auf sie nicht mehr einzugehen brauchen. Allerdings kommt noch einiges hinzu. Da gibt es eine Reihe von Kondensatoren zwischen der Pulsleitung und Masse (jeweils 10 nF), die Verkopplungen zwischen den einzelnen Stufen verhindern sollen; demselben Zweck dient der 47-Ohm-Widerstand vor dem Oszillatorkreis. Hochfrequente Schwingungen können sich auf Leiterbahnen ausbreiten, die eigentlich ganz anderen Zwecken vorbehalten sind; um solche Schwingungen unschädlich zu machen, werden sie über Kondensatoren nach Masse abgeleitet.

Außerdem ist in Abb. 99 ein Transistor T 4 vorgesehen, der den Übergang zum Informationsteil des Senders darstellt. Er kann die Pufferstufe ganz abschalten und läßt demnach den Sender nur arbeiten, wenn an seiner Basis positives Potential herrscht. Wird bei der Modulation mit Rechteckimpulsen gearbeitet, so würde auch der Sender entsprechend reagieren, und wenn man am Antennenfußpunkt ein Oszilloskop anschließt, müßten die HF-Schwingungen in rechteckig begrenzten Blöcken erscheinen. Innerhalb jedes Blocks liegen die annähernd sinusförmigen Kurven der Hochfrequenz. Sie sind allerdings nur bei hochgradiger Dehnung des Bildes zu erkennen und verschmelzen sonst für das Auge zu gleichmäßig hellen Abschnitten. Sind diese Abschnitte rechteckförmig, so treten die schon erwähnten unerwünschten Oberschwingungen auf, und um sie zu unterdrücken, werden die Blockseiten abgeschragt (Abb. 100). Das läßt sich erreichen, indem man zwischen Kollektor und Basis des Transistors T 4 einen Kondensator legt (sog. Miller-Kapazität), der sich beim Durchschalten immer erst aufladen muß, ehe der Transistor voll leitet. Die Miller-Ka-

Abb. 100 Modulierte HF-Abstrahlung am Antennenfußpunkt  
a) ohne Miller-Kapazität  
b) mit Miller-Kapazität



pazität ist dabei auf die Widerstände abgestimmt, die den Arbeitspunkt von T 4 festlegen. Solche Maßnahmen sind für eine oberwellenarme Abstrahlung unbedingt notwendig.

Zu den einzelnen Bauteilen noch einige Angaben. Bei den Kondensatoren handelt es sich durchweg um Keramikausführungen, nur der Miniaturtrimmer von 30 pF macht eine Ausnahme. Die Drossel soll für 27 MHz geeignet sein und eine Induktivität von ca. 15-30  $\mu$ H haben. Die Spulen kann man sich selbst herstellen:

- L 1 : Trolitul-Körper 5 mm  $\phi$ ; primär 11 Windungen CuL 0,5 mm  $\phi$ , Windung an Windung, Kern rot.
- L 2 : Als Sekundärspule über L 1 gewickelt; 2,5 Wdg. aus isoliertem flexiblem Schaltdraht.
- L 3 : Trolitul-Körper 5 mm  $\phi$ ; 8 Wdg. CuL 0,5 mm  $\phi$ , Windung an Windung, Kern rot. Anzapfung nach 3,5 Wdg. vom kalten Ende aus (entspricht dem Anschluß an die Plusleitung).
- L 4 = L 5 : Körper 7 mm  $\phi$ , 10 Windungen CuL 0,5 mm  $\phi$ , Windung an Windung, Kern rot.

Über die Antenne wird im nächsten Abschnitt noch einiges gesagt. Die ganze Schaltung lötet man am besten auf eine Platine auf, die man sich selbst entwirft; Veroboard-Platten sind weniger geeignet. In der vorhin zitierten Bauanleitung nach Kapfer aus der MTB ist ein Platinenplan abgedruckt, an den man sich gut halten kann; die Erläuterungen dazu sind sehr ausführlich und hilfreich. Allerdings ist der Bezug der Bauteile durch die Firma Reuter (Lübeck) inzwischen nicht mehr möglich.

Beim Einlöten der Bauteile sollte man den Endstufentransistor T 3 zunächst weglassen, damit man eine Funktionsüberprüfung vornehmen kann, ehe die Endstufe mitarbeitet. Die Pufferstufe muß dazu eingeschaltet sein (positives Potential an der Basis von T 4). Um zu kontrollieren, ob die beiden ersten Stu-

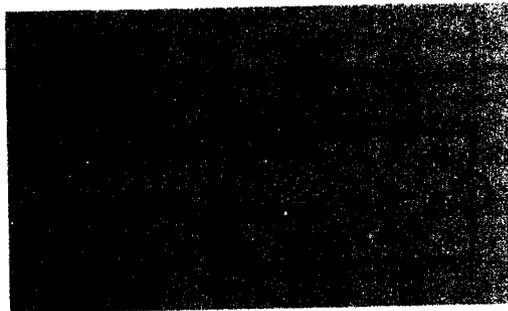


Abb. 101 Ansetzen der Prüfschaltung

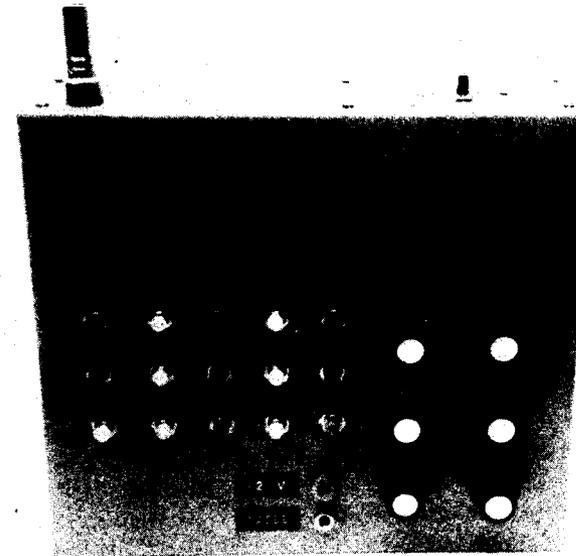
fen richtig funktionieren, wird parallel zu dem Kondensator C 7 (47 pF) und dem Widerstand R 4 (100  $\Omega$ ) vor T 3 eine Gleichrichterschaltung aus einer Diode (z. B. 1 N 914) und einem Kondensator (10 nF) nebst Voltmeter (Bereich 5 - 10 V) direkt unter die Platine gelötet (Abb. 101). Den Trimmkondensator dreht man um etwa 1/4 ein. Wenn die Betriebsspannung eingeschaltet ist, wird zunächst der Kern der Spule L 1 soweit in den Körper hineingeschraubt, bis das Voltmeter einen Ausschlag zeigt. Der Oszillator schwingt. Mit dem Kern von L 3 wird nun das Maximum gesucht (man bringt dadurch den Puffer-Schwingkreis auf Resonanz zum Oszillator). Damit auch später die Oszillatorschwingungen immer sicher einsetzen, kann man jetzt noch einmal den Kern von L 1 herausdrehen, bis der Zeigerausschlag am Voltmeter verschwindet; dreht man danach den Kern wieder zurück, so setzen die Schwingungen irgendwann erneut ein, und dann dreht man den Kern noch ca. zwei Umdrehungen weiter. Der Trimmkondensator und die Spule L 3 beeinflussen sich gegenseitig; man muß also durch vorsichtiges Verstellen beider Bauteile nach dem Maximum beim Voltmeter suchen. Es sollten vier bis fünf Volt zu erreichen sein. Notfalls muß man den Widerstand, der zum Modulationsteil führt, verkleinern (statt 82 Ohm einen niedrigeren Wert nehmen).

Wenn all diese Operationen zufriedenstellend verlaufen sind, kann man die Meßschaltung wieder ablöten und den Endstufentransistor T 3 einsetzen. Außerdem wird ein Amperemeter an die Meßbuchsen angeschlossen, das einen Bereich bis ca. 100 mA haben soll. Die Antenne zieht man ganz aus. Ist jetzt der Sender eingeschaltet, wird das Amperemeter einen Ausschlag zwischen 30 und 100 mA zeigen. Der Kern von L 4 wird ganz eingedreht.

Für die weitere Prüfung ist ein Feldstärkemeßgerät sehr ratsam (vgl. 3.2). Es wird in zwei bis drei Metern Entfernung aufgestellt, und dann muß man die Kerne von L 4 und L 5 so weit verstellen, bis der Feldstärkenmesser Maximalausschlag zeigt. Eventuell bringt sogar ein Nachstellen bei L 3 und dem Trimmkondensator noch etwas. Der Strom in der Endstufe soll 80 mA betragen, und bei richtigem Abgleich muß die Feldstärke sich ändern, wenn dieser Strom sich ändert. Übrigens sollte man bei all diesen Angleicharbeiten den Sender (bzw.

sein Metallgehäuse) fest in der Hand halten; es ist erstaunlich, wie leicht wechselnde Handhaltungen die Abstrahlung des Senders verändern können. Die Hand hat eine Kapazität wie ein Kondensator, und das wirkt sich auf die Verhältnisse beim Sender aus. Nach einem guten Abgleich ist aber seine Handempfindlichkeit am geringsten.

Auf die Antenne kommen wir im nächsten Kapitel zu sprechen. Man sollte eine sog. CCL-Antenne verwenden, die zwar ziemlich teuer ist, dafür eine gute Abstrahlung garantiert. Sie wird direkt am Sendergehäuse befestigt; die Zuleitung von der Platine zum Antennenfuß muß so kurz wie möglich sein. Was man als Sendergehäuse wählt, ist Geschmackssache. Auf jeden Fall muß es aus Metall (Aluminium) sein, um den Sender gegen HF-Abstrahlungen abzuschirmen, die nicht ihren Weg über die Antenne nehmen. Natürlich soll das Gehäuse auch noch Platz für den Modulationsteil, die Batterie und diverse Bedieneinrichtungen bieten; im Fachhandel findet sich ein genügendes Angebot.



Außenansicht des Senders für 6 Proportional- und 15 Tippkanäle