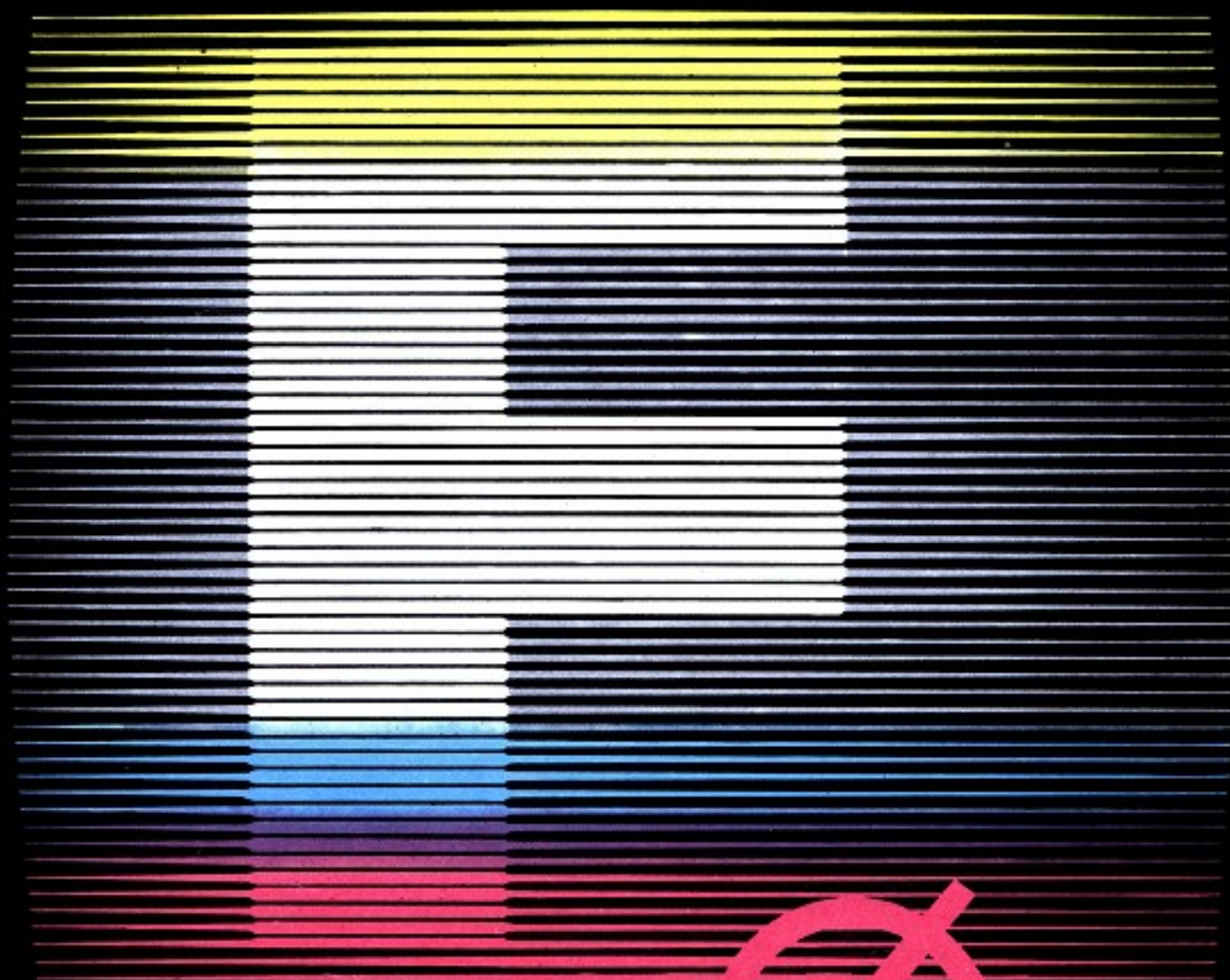


RUNDFUNK UND FERNSEHEN SELBST ERLEBT

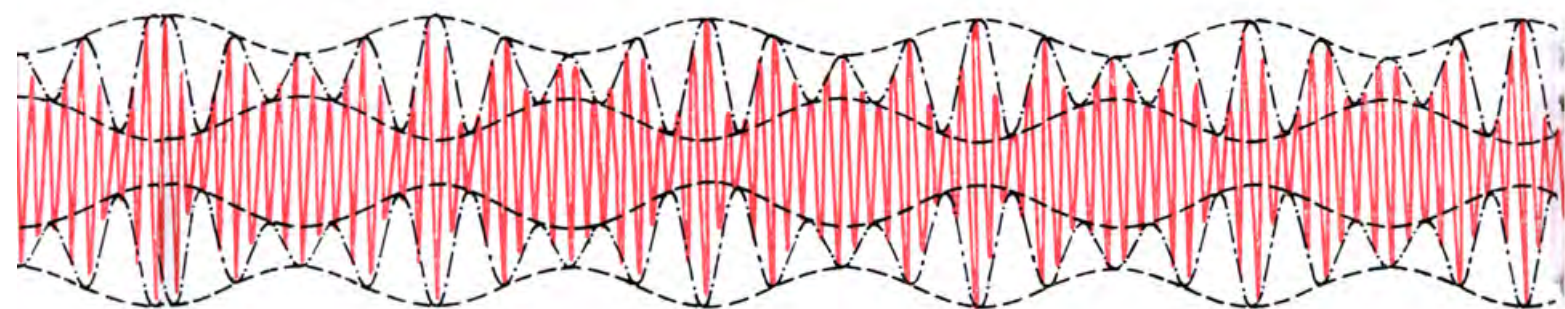


LOTHAR KÖNIG

EXPERIMENTIEREN UND BAUEN



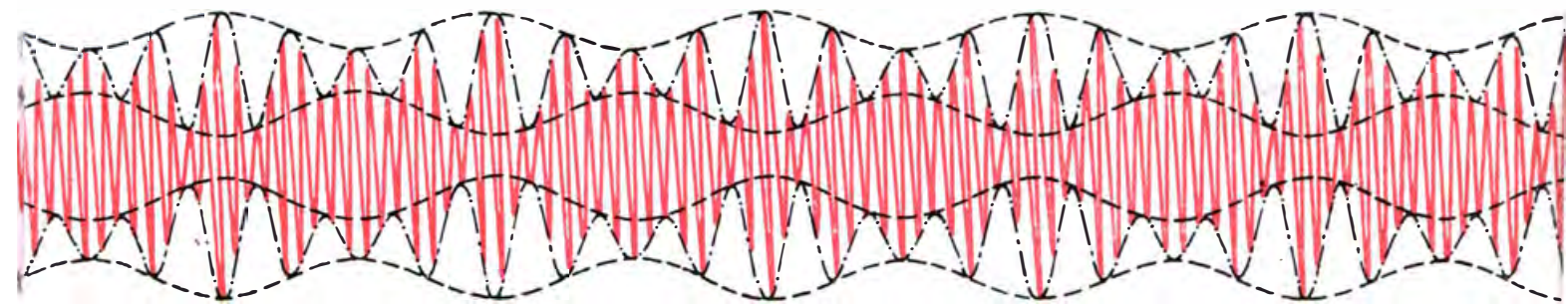
LOTHAR KÖNIG



Das kannst auch Du

Rundfunk und Fernsehen selbst erlebt

DAS EXPERIMENTIER- UND BASTELBUCH
FÜR RADIO UND FERNSEHEN



URANIA-VERLAG LEIPZIG · JENA · BERLIN

3., neubearbeitete Auflage 1976, 23.—42. Tausend

Alle Rechte vorbehalten

© Copyright 1970 by Urania-Verlag Leipzig/Jena/Berlin,

Verlag für populärwissenschaftliche Literatur

VLN 212-475/52/76 · LSV 3539

Lektor: Anselm Heybey

Einbandgestaltung: Wolfgang Würfel

Fotos: Thomas Lehmann, Lutz Liebert

Zeichnungen: Gerhard Pippig

Printed in the German Democratic Republic

Satz und Druck: Gutenberg Buchdruckerei, 53 Weimar, Marienstraße 14

Buchbinderische Verarbeitung: VOB Buchbinderei Südwest Leipzig

Best.-Nr.: 6531739

DDR 15,80 M

Die technische Anwendung von Naturgesetzen selbst erleben

Zu sicheren, jederzeit verfügbaren Kenntnissen verhilft uns hauptsächlich das eigene Erleben. Es führt uns von anfänglicher Unkenntnis zu bescheidenen Fähigkeiten und schließlich sogar zu Fertigkeiten, die wir ganz unbewußt anwenden. Echtes Erleben von Naturgesetzen stellt jedoch eine Forderung an uns selbst: Wir müssen tätig werden, und zwar sowohl geistig als auch manuell.

Wenn Sie ein „alter Leser“ der Reihe „Das kannst auch Du“ sind, haben Sie sicherlich schon manchen physikalischen Zusammenhang bewußt erlebt und ihn vielleicht auch schon beim Bau einfacher elektrischer Geräte angewendet^{1,2}. Dieses Buch soll Ihnen helfen, ein Teilgebiet der drahtlosen Nachrichtentechnik kennenzulernen und dabei sowohl die naturwissenschaftlichen Grundlagen als auch ihre Anwendung, vorwiegend beim Bau von Funkempfangsgeräten, selbst zu erleben. Viele Bauelemente der Rundfunk- und Fernsehtechnik wirken auf den Anfänger geheimnisvoll, ganz zu schweigen von dem scheinbaren Durcheinander der Drähte und Bauelemente in einem komplizierten Gerät. Wir wollen gemeinsam den Schleier des Geheimnisvollen lüften, das Wesen erkennen. Aus diesem Grund müssen wir möglichst viel selbst bauen, auch wenn die von uns gefertigten Teile qualitativ den industriell hergestellten nicht ganz entsprechen. Vor bestimmten Bauelementen wird jedoch unser Bastlergeschick kapitulieren; hier kann uns nur das gesparte Taschengeld oder der Weihnachtsmann helfen: Transistoren und Dioden beispielsweise müssen wir kaufen, und das ist nicht immer billig. (Deshalb behandeln wir sie auch äußerst sorgfältig!) Weiterhin benötigt ein werdender Funkamateurl eine bescheidene Auswahl von Meß- und Kontrollgeräten; einige davon werden wir sogar selbst bauen.

Die populärwissenschaftliche Reihe „Das kannst auch Du“ wendet sich an den interessierten „Nichtfachmann“; deshalb soll auch hier auf eine ausführliche Darstellung der Theorie mit ihren mathematischen Gleichungen verzichtet werden. Viele Zusammenhänge müssen wir vereinfachen, damit sie leichter zu verstehen sind. Von großem Vorteil wird es sein, wenn wir bereits ein bestimmtes Maß handwerklicher Fertigkeiten besitzen. Wo das nicht der Fall ist, wird der Bau einfacher Geräte – allerdings bei höherem Zeitaufwand – diese Fertigkeiten vermitteln helfen.

¹ Backe: Physik selbst erlebt. Urania-Verlag Leipzig/Jena/Berlin

² Backe u. König: Elektrotechnik selbst erlebt. Urania-Verlag Leipzig/Jena/Berlin

Legen Sie das Buch nicht gleich zur Seite, wenn Sie feststellen, daß auf der folgenden Seite noch nicht das „Rezept“ für den Bau eines Fernsehers erscheint. Erst müssen wir uns das „Handwerkszeug“ aneignen, die kleinen Zusammenhänge verstehen lernen. Obwohl alle Experimente durchgeführt und alle Geräte gründlich erprobt wurden, kann durchaus das von Ihnen genau nachgebaute Gerät einmal seinen Dienst verweigern. Dann wird es sich zeigen, ob Sie die Detailfunktionen richtig erkannt haben, den Fehler sinnvoll eingrenzen und schließlich beheben können. Das ist wichtiger – aber auch schwieriger –, als ein Gerät einfach nachzubauen, es erfordert eigenes, schöpferisches Denken. Doch nur das bringt uns in der modernen Technik Schritt für Schritt voran.

1. Was zuerst notwendig ist

Das Eindringen in ein technisch so interessantes Gebiet wie die Funk- und Fernsehtechnik ist zwangsläufig mit einigen Mühen verbunden. Als Lohn winkt neben dem Gewinnen neuer Kenntnisse die Freude am selbstgebauten Gerät. Ganz ohne Hämmern, Feilen, Bohren und sonstige sowohl geräuschvolle als auch schmutzhinterlassende Arbeiten werden wir nicht auskommen. Damit nun unsere Bastelei nicht den Zorn der Familie oder der Nachbarn heraufbeschwört und wir ungestört experimentieren können, sehen wir uns nach einem geeigneten Platz um. Ob der Keller, Dachboden oder gar die Wohnung dazu ausgewählt wird, hängt von den betreffenden Verhältnissen ab. Von Vorteil ist ein eigener Tisch als „Werkbank“ und Versuchsplatz. Für das Aufbewahren von Werkzeugen und Material finden wir sicherlich einige alte Schubfächer oder flache Kisten; nur ein kleiner Parallelschraubstock und – wenn es unser Geldbeutel erlaubt – eine elektrische Handbohrmaschine mit Ständer haben zeitweise ihren festen Platz auf der Tischplatte unserer „Werkbank“. Tafel 1 (S. 349) gibt Auskunft, wie wir unser vorhandenes Werkzeugsortiment im Laufe der Zeit erweitern, um noch besser und leichter arbeiten zu können.

Da wir den Bau eines Gerätes nicht gern wegen „Materialschwierigkeiten“ unterbrechen wollen, sorgen wir für einen bescheidenen Vorrat. Hartpapier, das unter dem Handelsnamen Pertinax erhältlich ist, brauchen wir in den Dicken 1, 2, 3, 4 und 5 mm und in verschiedenen Größen. Zum Abfall zählen wir erst Stücke, die kleiner als 5 cm² sind. Von den in unserer Küche anfallenden leeren Konservendosen verwenden wir den Mantel. Nachdem wir ihn mit einer Blechschere an der Lötnaht aufgetrennt, die beiden Bördelränder abgeschnitten und ihn geglättet haben, wandert er in unser Materiallager. Aluminium-, Messing- und Kupferblech zwischen 0,5 und 1,5 mm Dicke brauchen wir zwar nicht so viel wie Pertinax, eine geringe Menge davon sollte jedoch stets vorhanden sein. Außerdem benötigen wir zum Herstellen gedruckter Schaltungen und kleiner Gehäuse einige Streifen kupferkaschiertes Hartpapier von etwa 1,5 mm Dicke. Besonderes Augenmerk widmen wir dem Kästchen, in dem Schrauben und Muttern ordentlich in einzelnen Fächern untergebracht werden. Kleine Schildchen an den Fächern geben Auskunft über ihren Inhalt. Schrauben und Muttern M3 benötigen wir am häufigsten, daneben aber auch Schrauben mit Gewinde M4 und M5. Wir sortieren sie noch nach Längen und Kopfformen (Senkkopf und Zylinderkopf).

Weiterhin brauchen wir Draht verschiedener Arten. Für das Verbinden der Bauelemente einer Schaltung verwenden wir beispielsweise

PVC-isolierten Kupferdraht von 0,5 bis 0,75 mm Durchmesser. Davon reichen 10 bis 20 m für den Anfang. Dagegen werden Spulen vorwiegend aus lackiertem Kupferdraht gewickelt. Wir benötigen ihn mit folgenden Durchmessern: 0,1 mm; 0,2 mm; 0,35 mm; 0,4 mm; 0,5 mm; 1,0 mm. Der sauber auf Holzrollen gewickelte Draht befindet sich gesondert in einem Kasten unter der Werkbank. Dadurch vermeiden wir jede ungewollte Beschädigung der isolierenden dünnen Lackschicht.

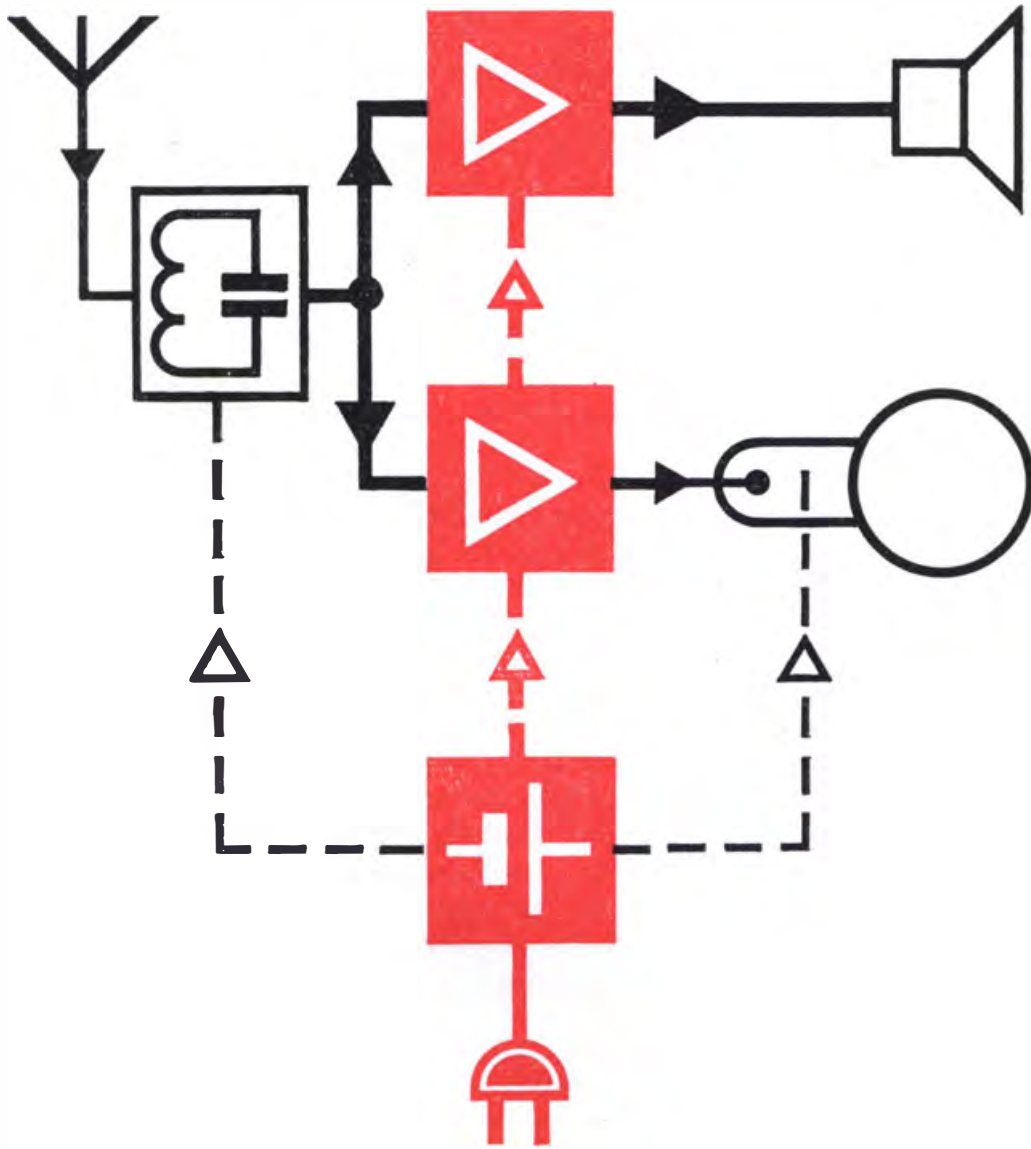
Um das Korrodieren (Rosten) von Eisenteilen zu verhindern, werden wir diese sehr oft mit einem entsprechenden Schutzanstrich versehen müssen. Gut eignet sich dazu Silberbronze. Wir lassen das entsprechende Fläschchen nicht erst leer werden, ehe wir uns ein neues besorgen. Das passende Lösungsmittel zum Auswaschen des Pinsels kaufen wir gleich mit der Farbe.

Zum Herstellen von Leiterplatten für gedruckte Schaltungen brauchen wir ein Ätzmittel. Entweder verwenden wir dafür Eisen-III-Chlorid (FeCl_3) oder den vom Radio-Elektronik-Versand Halberstadt angebotenen und im Einzelhandel erhältlichen Ätzsatz, der aus einem Fläschchen Abdecklack, einem Fläschchen Lösungsmittel, einem Beutel Ätzsatz sowie einer Gebrauchsanweisung besteht.

Sehr wichtig für ein rationelles Zusammenfügen von Einzelteilen sind die richtigen Klebstoffe. Für Papier und Pappe und zum Festlegen von Drahtenden beim Wickeln kleiner HF-Spulen nehmen wir einen Alleskleber wie Duosan oder Mökol. Beim Bau von Holzgehäusen verwenden wir Brauns PVAC-Kaltleim, der mit einem Pinsel auf die Klebeflächen aufgetragen wird und nach einigen Stunden eine sehr feste Verbindung bewirkt. Aber auch andere Werkstoffe lassen sich äußerst haltbar verkleben, beispielsweise mit Mökoflex oder auch mit *Kunstharzen*, die den verschiedensten Anwendungsgebieten gerecht werden. Mit Epasol-EP lassen sich unter anderem Holz, Pappe, Hartgewebe, Preßspan, Pertinax, Duroplast, Glas, Eisen, Stahl, Aluminium und Buntmetall kleben. Epasol ist ein sogenannter Zweikomponentenklebstoff, der aus dem eigentlichen Epoxidharz und dem Härter besteht. Beide Komponenten werden vor dem Auftragen im angegebenen Verhältnis gut mit einem Glas- oder Holzstab gemischt, und zwar in Gefäßen aus PVC, Gummi oder Glas. Achtung! Wir sind beim Verarbeiten von Kunstharzen äußerst vorsichtig! Sie wirken toxisch, d. h., bei Berührung mit unserer Haut können regelrechte Vergiftungserscheinungen auftreten. Die Gebrauchsdauer eines Ansatzes beträgt etwa eine halbe Stunde. Nach dem Zusammensetzen der Fügeteile erfolgt das Aushärten, das bei Zimmertemperatur im allgemeinen 24 Stunden dauert.

Für unsere Zwecke ist Epasol EP 11 besonders geeignet. Harz und Härter befinden sich in je einer kleinen Tube. Erhältlich ist EP 11 in Drogerien und Bastlerläden.

Eine säurefreie Fotopaste, eine Flasche Schellack (Brücol o. ä.) sowie geringe Mengen an Kolophonium, Spiritus, Azeton und Waschbenzin in gut verschlossenen Behältern mit Aufschrift vervollständigen unsere Sammlung an Materialien und Hilfsmitteln.



Grundlagen der Funktechnik

2. Vor dem Gerätebau: die Teile des Ganzen

Eine – wenn auch knappe – Beschäftigung mit den Grundgesetzen der Elektrizitätslehre ist unbedingt erforderlich, da wir deren Kenntnis später jederzeit als geistiges Eigentum griffbereit haben müssen. Wir wollen ja nicht einfach rezeptmäßig nachbauen, sondern stets Klarheit darüber haben, warum beispielsweise ein Widerstand gerade $500\text{ k}\Omega$ groß sein muß und $50\text{ k}\Omega$ nicht auch ausreichen. Kennen wir die im folgenden besprochenen Gesetze noch nicht, sollten wir uns bei Gelegenheit etwas genauer mit ihnen beschäftigen.¹ Ein Bauelement, das wir sehr häufig zum Aufbau von Schaltungen brauchen werden, ist der *Widerstand*. Dieses Wort hat zwei Bedeutungen, die wir auseinanderhalten müssen. Einmal meinen wir damit nämlich das Bauelement, das wir kaufen und dann in die Schaltungen löten, zum anderen versteht der Techniker darunter eine Eigenschaft, die das gekaufte Bauelement besonders charakterisiert. Die Eigenschaft „elektrischer Widerstand“ bedeutet, daß dem Stromfluß im Stromkreis ein Hindernis entgegengesetzt wird. Je größer der Widerstand wird, um so geringer wird die Stromstärke. Soll diese wieder ihren ursprünglichen Betrag erreichen, ohne daß wir den Widerstand verändern, muß die Antriebskraft des Stromes, die Spannung, erhöht werden. Für einen bestimmten Widerstand ist das Verhältnis von Strom und Spannung unveränderlich, d. h. je größer die Spannung ist, um so größer wird der Strom. Dieses Naturgesetz verwendet man zur Festlegung des Widerstandes.

Widerstand = $\frac{\text{Spannung}}{\text{Stromstärke}}$ oder, in symbolischer Schreibweise,

$$R = \frac{U}{I}.$$

Die Maßeinheit des Widerstandes ist das *Ohm* (abgekürzt Ω). Da wir die Spannung U in Volt (V) und den Strom I in Ampere (A) messen, lautet der Zusammenhang zwischen den Maßeinheiten der drei Größen

$$1\ \Omega = \frac{1\ \text{V}}{1\ \text{A}}; \quad \begin{array}{l} 1\ 000\ \Omega = 10^3\ \Omega = 1\ \text{k}\Omega \text{ (Kiloohm)} \\ 1\ 000\ 000\ \Omega = 10^6\ \Omega = 1\ \text{M}\Omega \text{ (Megaohm)}. \end{array}$$

¹ Backe: Physik selbst erlebt. Urania-Verlag Leipzig/Jena/Berlin
Backe u. König: Elektrotechnik selbst erlebt. Urania-Verlag Leipzig/Jena/Berlin

Rechnen wir dazu drei Beispiele:

a) Auf einer kleinen Taschenlampenbirne ist 4 V/0,3 A angegeben. Welchen Widerstand hat sie?

$$R = \frac{U}{I} = \frac{4 \text{ V}}{0,3 \text{ A}} = 13,3 \Omega.$$

b) In einem Stromkreis befindet sich ein Widerstand von 25 Ω . Welche Spannung dürfen wir höchstens anlegen, wenn die maximale Stromstärke für den Widerstand mit 2 A angegeben wird?

$$\text{Aus } R = \frac{U}{I} \text{ folgt } U = R \cdot I = 25 \Omega \cdot 2 \text{ A} = 25 \frac{\text{V}}{\text{A}} \cdot 2 \text{ A} = 50 \text{ V}.$$

c) Welcher Strom fließt durch den Widerstand von 25 Ω , wenn eine Spannung von 10 V anliegt?

$$I = \frac{U}{R} = \frac{10 \text{ V}}{25 \Omega} = \frac{10 \text{ V}}{25 \frac{\text{V}}{\text{A}}} = \frac{10 \text{ V} \cdot \text{A}}{25 \text{ V}} = 0,4 \text{ A}.$$

Mit welcher Stromstärke wir einen Widerstand belasten dürfen, hängt davon ab, welche elektrische Leistung P in Wärme umgesetzt werden darf. Die Leistung ist das Produkt aus fließendem Strom und anliegender Spannung:

$$P = U \cdot I.$$

Die Maßeinheit der Leistung ist das *Watt* (Symbol W).

$$1 \text{ W} = 1 \text{ V} \cdot 1 \text{ A}; \quad \frac{1}{1000} \text{ W} = 10^{-3} \text{ W} = 1 \text{ mW (Milliwatt)}$$
$$1000 \text{ W} = 10^3 \text{ W} = 1 \text{ kW (Kilowatt)}.$$

Der 25- Ω -Widerstand in unserem letzten Beispiel hat eine maximale Leistung bzw. Belastbarkeit von

$$P = U \cdot I = 50 \text{ V} \cdot 2 \text{ A} = 100 \text{ W}.$$

Nicht immer sind Strom und Spannung zum Ermitteln der Belastung eines Widerstandes bekannt. Wenn wir die Gleichung $R = \frac{U}{I}$ nach U und nach I umstellen und diese beiden Beziehungen nacheinander in die Leistungsgleichung einsetzen, erhalten wir Formeln, in denen neben dem Widerstand nur noch der Strom oder die Spannung enthalten ist:

$$P = R \cdot I^2 \quad \text{und} \quad P = \frac{U^2}{R}.$$

Nehmen wir an, durch einen Widerstand von 2,2 k Ω fließt ein Strom von 30 mA. Wie hoch ist die Belastung dieses Widerstandes?

$$P = R \cdot I^2 = 2,2 \cdot 10^3 \frac{\text{V}}{\text{A}} \cdot (30 \cdot 10^{-3} \text{ A})^2 = 2,2 \cdot 10^3 \frac{\text{V}}{\text{A}} \cdot 900 \cdot 10^{-6} \text{ A}^2$$
$$= 2,2 \cdot 900 \cdot 10^{-3} \text{ VA} = 2,2 \cdot 0,9 \text{ W} = 1,98 \text{ W}.$$

Ist uns dagegen nur die Spannung bekannt, z. B. 100 V an einem Widerstand von 470 kΩ, dann rechnen wir folgendermaßen:

$$P = \frac{U^2}{R} = \frac{100^2 \text{ V}^2}{470 \cdot 10^3 \frac{\text{V}}{\text{A}}} = \frac{10^4 \text{ V}^2 \cdot \text{A}}{470 \cdot 10^3 \text{ V}} = \frac{10 \text{ W}}{470} \approx 0,02 \text{ W}.$$

Widerstände, Kondensatoren und Spulen

Der einfachste Widerstand besteht aus einem Stück Draht. Je länger und je dünner dieser ist, um so größer ist sein Widerstandswert, der außerdem noch vom Material abhängt: Kupfer beispielsweise leitet besser als Eisen. Der physikalische Zusammenhang lautet:

$$R = \varrho \cdot \frac{l}{A}.$$

Die Symbole bedeuten:

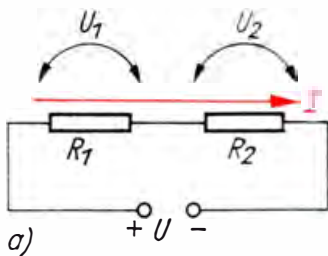
ϱ : spezifischer Widerstand des Leitungsmaterials (s. Taf. 2, S. 350),

l : Länge des Leiters,

A : Querschnittsfläche des Leiters.

Wir wollen uns auch hierzu ein Beispiel ansehen.

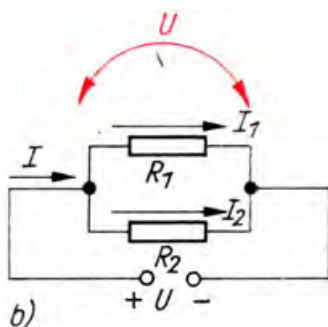
Es soll ein Widerstand von 1,5 Ω aus Kupferdraht von $d = 0,1 \text{ mm}$ Durchmesser hergestellt werden. Welche Drahtlänge ist erforderlich?



$$l = \frac{R \cdot A}{\varrho} = \frac{R \cdot \pi \cdot d^2}{\varrho \cdot 4} = \frac{1,5 \Omega \cdot \pi \cdot 0,01 \text{ mm}^2}{0,0175 \frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}} \cdot 4}$$

$$= \frac{1,5 \Omega \cdot \pi \cdot 0,01 \text{ mm}^2 \cdot \text{m}}{4 \cdot 0,0175 \Omega \cdot \text{mm}^2} = 0,67 \text{ m}.$$

Oft sind wir gezwungen, Widerstände in Reihe oder parallel zu schalten, weil wir nicht jeden beliebigen Widerstandswert kaufen können. Nur ganz bestimmte Größen werden gefertigt. Für die beiden Schaltungsarten gelten folgende Gesetzmäßigkeiten (vgl. Bild 2.1):



Reihenschaltung

$$R_{\text{gesamt}} = R_1 + R_2$$

$$U = U_1 + U_2$$

$$I = \text{konstant}$$

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{R_1}{R_2}$$

Parallelschaltung

$$\frac{1}{R_{\text{gesamt}}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

$$U = \text{konstant}$$

$$I = I_1 + I_2$$

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{R_2}{R_1}.$$

Bild 2.1

Schaltung von Widerständen:

a) Reihenschaltung

b) Parallelschaltung

Uns interessieren besonders die Widerstandsgleichungen. Angenommen, wir brauchen einen Widerstand von 60 kΩ. Da dieser nicht produziert wird, müssen wir ihn durch entsprechende Kombinationen selbst „her-

stellen“. Besitzen wir Widerstände von 33 kΩ und 27 kΩ, schalten wir sie in Reihe, denn

$$R_{\text{gesamt}} = R_1 + R_2 = 33 \text{ k}\Omega + 27 \text{ k}\Omega = 60 \text{ k}\Omega.$$

Denselben Widerstandswert können wir auch durch Parallelschaltung gewinnen; ein Teilwiderstand (R_1) betrage beispielsweise 120 kΩ. Welchen Wert muß R_2 erhalten?

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{\text{ges}}} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}; \quad \text{also} \\ \frac{1}{R_2} &= \frac{1}{R_{\text{ges}}} - \frac{1}{R_1} = \frac{1}{60 \text{ k}\Omega} - \frac{1}{120 \text{ k}\Omega} \\ &= \frac{2}{2 \cdot 60 \text{ k}\Omega} - \frac{1}{120 \text{ k}\Omega} = \frac{2 - 1}{120 \text{ k}\Omega} = \frac{1}{120 \text{ k}\Omega}; \end{aligned}$$

$$R_2 = 120 \text{ k}\Omega.$$

Zwei gleich große Widerstände, parallel geschaltet, ergeben also einen Gesamtwiderstand von der halben Größe des Einzelwiderstandes.

Aus Bild 2.1 ist ersichtlich, daß der Strom I im Stromkreis außerhalb der Spannungsquelle *vom Pluspol zum Minuspol* fließt. Diese „*technische Stromrichtung*“ wurde erstmals 1820 von André-Marie *Ampère* (1775 bis 1836) vorgeschlagen. Man hatte beobachtet, daß beim Stromfluß durch Elektrolyte (wäßrige Salzlösungen) ein Materialtransport von der positiven zur negativen Elektrode erfolgt. Erst als es um 1895 gelang, die Katodenstrahlen als bewegte Elektronen – also negative Ladungsträger – zu identifizieren, erkannte man, daß der elektrische Strom seinem Wesen nach ein *Elektronenfluß* ist und daß dieser nur *vom negativen zum positiven Pol* gerichtet sein kann. Da jedoch in der Zwischenzeit viele praktische Regeln der Elektrotechnik auf die „*technische Stromrichtung*“ bezogen wurden und unter anderem auch die Pfeilspitzen der Symbole von Diode und Transistor die Richtung des Durchlaßstromes angeben, müssen wir gedanklich und sprachlich exakt zwischen der *Strömungsrichtung der Elektronen* und der früher festgelegten *technischen Stromrichtung* unterscheiden, damit keine Mißverständnisse entstehen. Wenn wir künftig allgemein von Strom sprechen, so meinen wir immer den vom Pluspol zum Minuspol fließenden. Kommen wir aber wieder zurück zu den Widerständen!

In der technischen Ausführung lassen sich verschiedene Arten von Widerständen unterscheiden. Uns interessieren besonders Draht- und Schichtwiderstände. Bei *Drahtwiderständen* ist der Widerstandsdraht einlagig auf einen zylindrischen Keramikkörper gewickelt. Zum Schutz der Wicklung gegen mechanische, chemische und klimatische Einflüsse ist eine Lackschicht aufgetragen. Drahtwiderstände werden wir nur dort einsetzen, wo die Strombelastung sehr groß ist. In den meisten Fällen arbeiten wir mit *Kohleschichtwiderständen*, bei denen auf einem keramischen Tragkörper eine dünne Schicht aus kristalliner Kohle eingebrannt ist. Um bei kleinsten Abmessungen hohe Widerstandswerte zu erhalten, werden Wendeln in die Schicht eingeschnitten. Je nach Breite der Wendel ergibt sich ein kürzeres oder längeres Band und damit ein kleinerer oder größerer Widerstandswert. Auch Schichtwiderstände erhalten zum Schutz eine Lackschicht. Die Reihe E12 der

serienmäßig hergestellten Widerstände mit einer Toleranz von $\pm 10\%$ ist wie folgt unterteilt:

1,0	1,8	3,3	5,6
1,2	2,2	3,9	6,8
1,5	2,7	4,7	8,2

Jede Stufe darf mit 1, 10, 100, 1000 usw. multipliziert werden. Das ergibt beispielsweise für Stufe 4,7 die Widerstandswerte 4,7 Ω , 47 Ω , 470 Ω , 4,7 k Ω , 47 k Ω , 470 k Ω , 4,7 M Ω . Schichtwiderstände werden für Belastungen von 0,05; 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2; 3 und 5 W hergestellt. Die Kennzeichnung erfolgt im allgemeinen durch einen Aufdruck. Widerstände bis zu 0,125 W werden wegen ihrer Kleinheit mit Farbpunkten oder Farbringen nach einem internationalen Schlüssel versehen. Welche Bedeutung die einzelnen Farbpunkte haben, entnehmen wir der Tafel 3 (S. 350).

In vielen Fällen brauchen wir Widerstände mit einstellbarem Widerstandswert. Die Industrie fertigt sowohl Schicht- als auch Drahtdrehwiderstände mit einem beweglichen Mittelabgriff. Der Techniker bezeichnet sie als *Potentiometer*. Sie haben drei Anschlüsse: Anfang und Ende des Widerstandes und den verstellbaren Abgriff. Verändert sich die Größe des Widerstandes zwischen Anfang oder Ende und Schleifer in dem gleichen Maße wie der Drehwinkel, spricht man von Potentiometern mit linearer Kennlinie. Diese werden wir vorwiegend verwenden. Daneben brauchen wir aber auch vereinzelt Potentiometer mit logarithmischem Verlauf, beispielsweise für eine gehörrichtige Lautstärkeeinstellung. Sie sind oft mit einem Schalter gekoppelt. Bild 2.2 zeigt uns verschiedene Ausführungsformen fester und einstellbarer Widerstände.

Neben dem Widerstand ist es vor allem der *Kondensator*, den wir zum Aufbau unserer Geräte sehr oft brauchen werden. Im einfachsten Fall besteht er aus zwei metallischen Platten, die durch eine isolierende Schicht — das *Dielektrikum* — voneinander getrennt sind. Er hat die Eigenschaft, elektrische Ladungsmengen zu speichern. Ein Maß für die Speicherfähigkeit ist die *Kapazität C*. Sie ist um so größer, je größer die Fläche der Kondensatorplatten und je geringer ihr Abstand ist, ohne daß sie sich allerdings berühren. Wir können die Kapazität eines Plattenkondensators nach

$$C = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{A}{d}$$

berechnen.

Hierin bedeuten:

A : Fläche einer Platte,

d : Abstand der Platten,

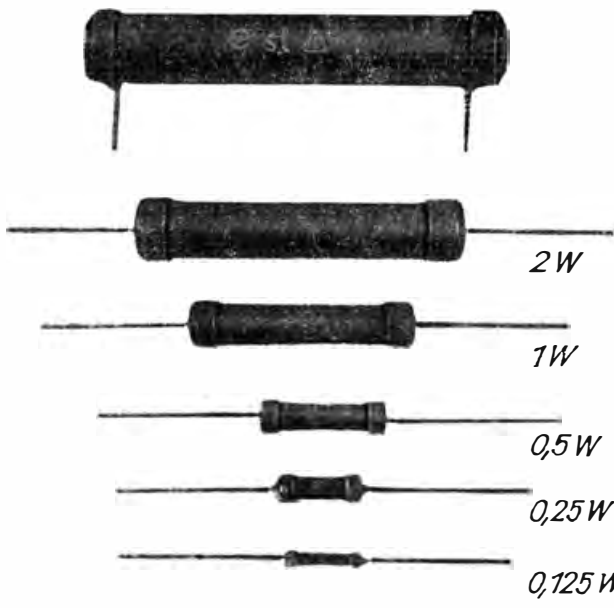
ε_0 : Influenzkonstante, $\varepsilon_0 = 8,86 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{Vm}}$,

ε_r : relative Dielektrizitätskonstante (s. Taf. 4, S. 351).

Die Maßeinheit der Kapazität ist das *Farad*, kurz F. Diese Einheit steht zu den uns bisher geläufigen in folgendem Zusammenhang:

$$1 \text{ F} = 1 \frac{\text{As}}{\text{V}}.$$

Drahtwiderstand



Schichtwiderstände unterschiedlicher Belastbarkeit mit axialen Anschlüssen



Schichtwiderstand 0,125W mit radialen Anschlüssen



*Knopfpotentiometer
einfach für gedruckte Schaltungen*



einfach



stehend



liegend

*Einstellregler
für gedruckte Schaltungen*

Schichtpotentiometer



0,8W



0,3W



0,3W, mit Schalter



0,2W

Bild 2.2
Ausführungsformen
von Widerständen

Das Farad ist eine für die Funktechnik ungewöhnlich große Einheit. Wir werden nur mit „ganz kleinen Quentchen“ davon arbeiten:

$$\begin{aligned} 10^{-6} \text{ F} &= 1 \mu\text{F} \text{ (Mikrofarad)}, \\ 10^{-9} \text{ F} &= 1 \text{ nF} \text{ (Nanofarad)}, & 1000 \text{ nF} &= 1 \mu\text{F}, \\ 10^{-12} \text{ F} &= 1 \text{ pF} \text{ (Picofarad)}, & 1000 \text{ pF} &= 1 \text{ nF}. \end{aligned}$$

Rechnen wir auch hierzu ein Beispiel!

Zwischen zwei je 25 cm^2 großen Metallplatten sei als Dielektrikum $0,1 \text{ mm}$ dickes Papier mit $\epsilon_r = 2$ eingelegt. Welche Kapazität hat dieser Plattenkondensator?

$$\begin{aligned} C &= \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{A}{d} = 8,86 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{Vm}} \cdot 2 \cdot \frac{25 \text{ cm}^2}{0,1 \text{ mm}} \\ &= \frac{8,86 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{Vm}} \cdot 2 \cdot 25 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2}{10^{-4} \text{ m}} = 8,86 \cdot 50 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{V}} = 445 \text{ pF}. \end{aligned}$$

Bild 2.3 zeigt verschiedene Kondensatoren.

Bei den *Rollkondensatoren* und *Becherkondensatoren* bestehen die „Platten“ aus dünner Metallfolie, als Isolierung dient speziell behandeltes Papier (Papierkondensatoren) oder Polystyrolfolie (Styroflexkondensatoren). Metallfolie und Isolierung sind zu einem Wickel zusammengerollt und in einem vergossenen Gehäuse luftdicht untergebracht. Nur die beiden Anschlußdrähte sind nach außen geführt. Wenn wir einen Kondensator einbauen, müssen wir stets darauf achten, daß die angegebene Spannung nicht überschritten wird, sonst kann ein Funkenüberschlag das Dielektrikum und damit den Kondensator zerstören.

Eine besondere Art des Papierkondensators ist der Metallpapierkondensator, kurz *MP-Kondensator* genannt. Der Metallbelag ist hier auf das Papier als sehr dünne Schicht aufgedampft. Für besonders hohe Kapazitätswerte verwenden wir *Elektrolytkondensatoren* (Elko). Sie sind ebenfalls als Wickel zusammengerollt. Ihren Namen verdanken sie einem Elektrolyten, der den einen Belag darstellt. Als Gegenbelag dient eine Aluminiumfolie, die einseitig oxydiert ist. Diese Oxidschicht wirkt als Dielektrikum. Bild 2.4 verdeutlicht uns den inneren Aufbau eines Elkos. Während bei allen anderen Kondensatoren die Metallbeläge völlig gleichberechtigt sind, dürfen wir den Elektrolytkondensator nur so anschließen, daß am Elektrolyten, der mit dem Aluminiumgehäuse in Verbindung steht, immer der negative Pol der Spannungsquelle anliegt. Elkos sind daher nur für Gleichspannung verwendbar.

Keramische Kondensatoren haben Scheiben- oder Rohrform. Die Beläge, meist aus Silber, sind bei den Röhrenkondensatoren auf die Innen- und Außenseite, bei den Scheibenkondensatoren auf die beiden Scheibenoberflächen aufgebrannt. Als Dielektrikum dient der Keramikkörper.

Neben den erwähnten Festkondensatoren brauchen wir auch einstellbare. Soll die Kapazität nur ein einziges Mal genau eingestellt werden, beispielsweise beim Abgleich eines Rundfunkempfängers, verwenden wir *Scheibentrimmer*. Dagegen dienen *Drehkondensatoren* zum Abstimmen eines Empfängers auf den gewünschten Sender. Sie werden mit Luft oder Polystyrolfolie als Dielektrikum hergestellt. Die Kapazität

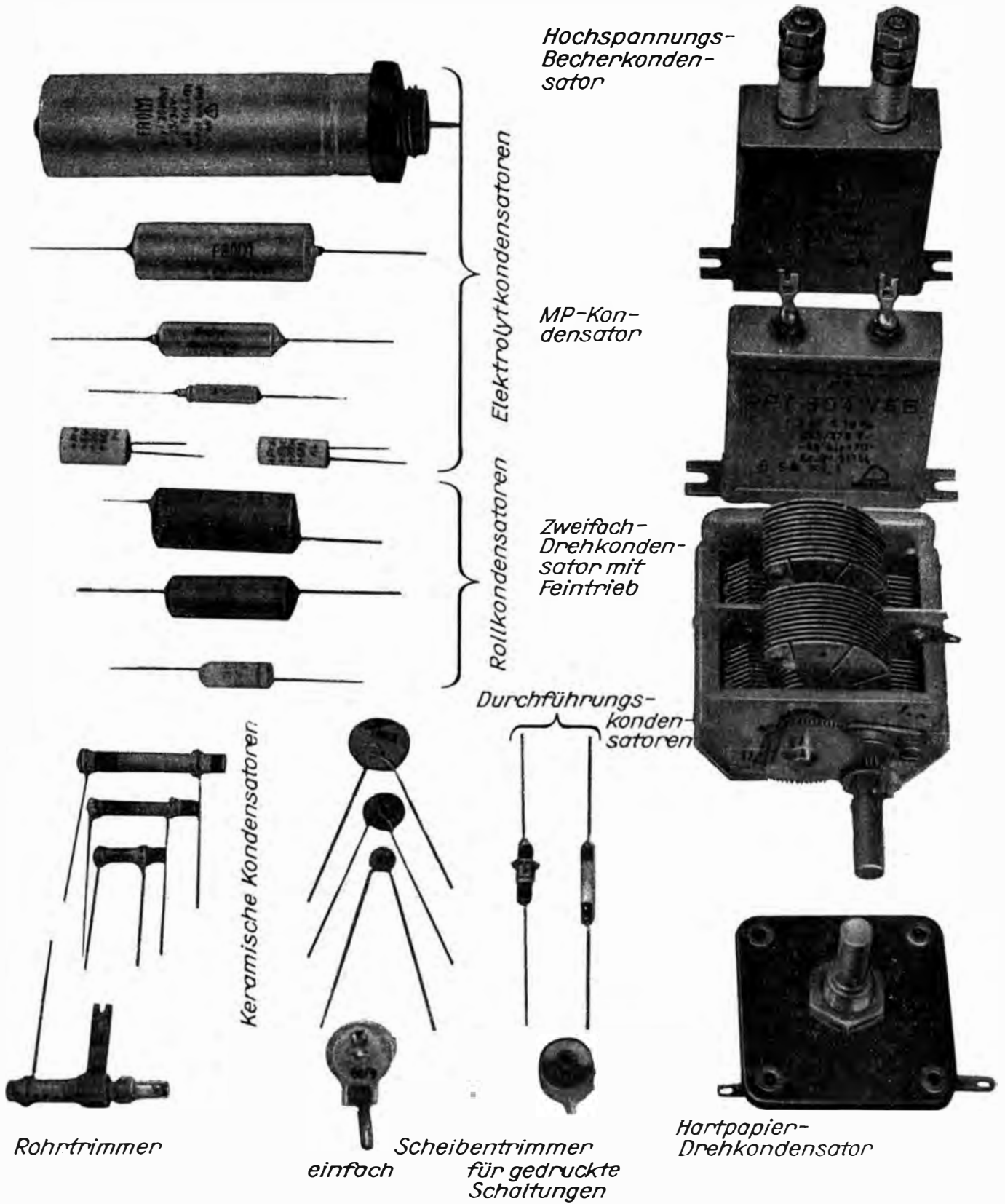
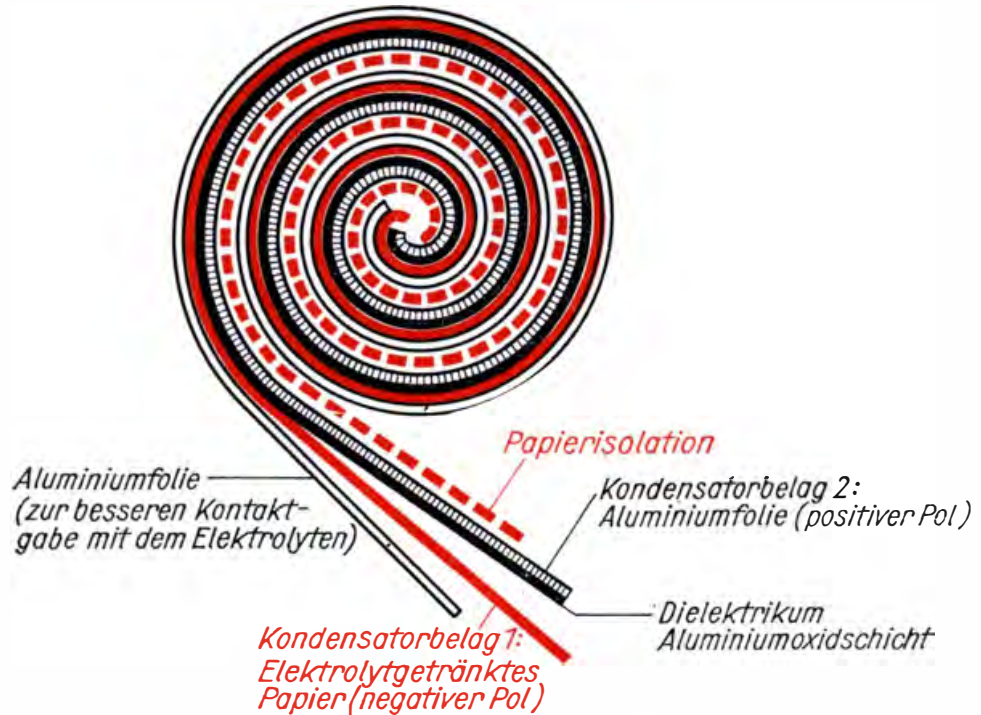


Bild 2.3
Ausführungsformen
von Kondensatoren

Bild 2.4
Aufbau eines Elektro-
lytkondensators



können wir dadurch verändern, daß wir das bewegliche Plattenpaket (Rotor) mehr oder weniger in das feststehende (Stator) eindrehen und somit die wirksame Fläche vergrößern oder verkleinern. Wie die Widerstände werden auch Kondensatoren nur in bestimmten Werten produziert. Notwendige Zwischengrößen müssen wir wieder selbst durch entsprechende Kombinationen „herstellen“. Die hier geltenden Beziehungen dürfen wir nicht mit denen der Widerstände verwechseln. Schalten wir zwei Kondensatoren parallel, so vergrößern wir die wirksame Kondensatorfläche. Die Kapazität muß demnach größer werden. Für die Parallelschaltung gilt

$$C_{\text{gesamt}} = C_1 + C_2.$$

Dazu ein Beispiel: Zwei Kondensatoren von 10 nF und 5 nF werden parallel geschaltet. Die Gesamtkapazität beträgt dann

$$C_{\text{gesamt}} = 10 \text{ nF} + 5 \text{ nF} = 15 \text{ nF}.$$

Schalten wir dagegen die Kondensatoren in Reihe, so entspricht das einem Vergrößern des Plattenabstandes. Die Gesamtkapazität wird kleiner:

$$\begin{aligned} \frac{1}{C_{\text{gesamt}}} &= \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} = \frac{1}{10 \text{ nF}} + \frac{1}{5 \text{ nF}} = \frac{1}{10 \text{ nF}} + \frac{2}{2 \cdot 5 \text{ nF}} = \frac{1 + 2}{10 \text{ nF}} \\ &= \frac{3}{10 \text{ nF}}; \text{ also } C_{\text{gesamt}} = \frac{10 \text{ nF}}{3} = 3,33 \text{ nF}. \end{aligned}$$

Wenden wir uns nun einem weiteren Bauelement zu, der *Spule*. Sie besteht im allgemeinen aus einem mehr oder weniger langen isolierten Kupferdraht, der meist auf einen Spulenkörper aufgewickelt ist; dickeren Draht wickelt man auch freitragend. Da wir für unsere Empfangsgeräte die notwendigen Spulen sehr oft selbst herstellen, machen wir uns schon jetzt mit den dazu erforderlichen Spulenkörpern bekannt; die für uns wichtigen sind im Bild 2.5 dargestellt.

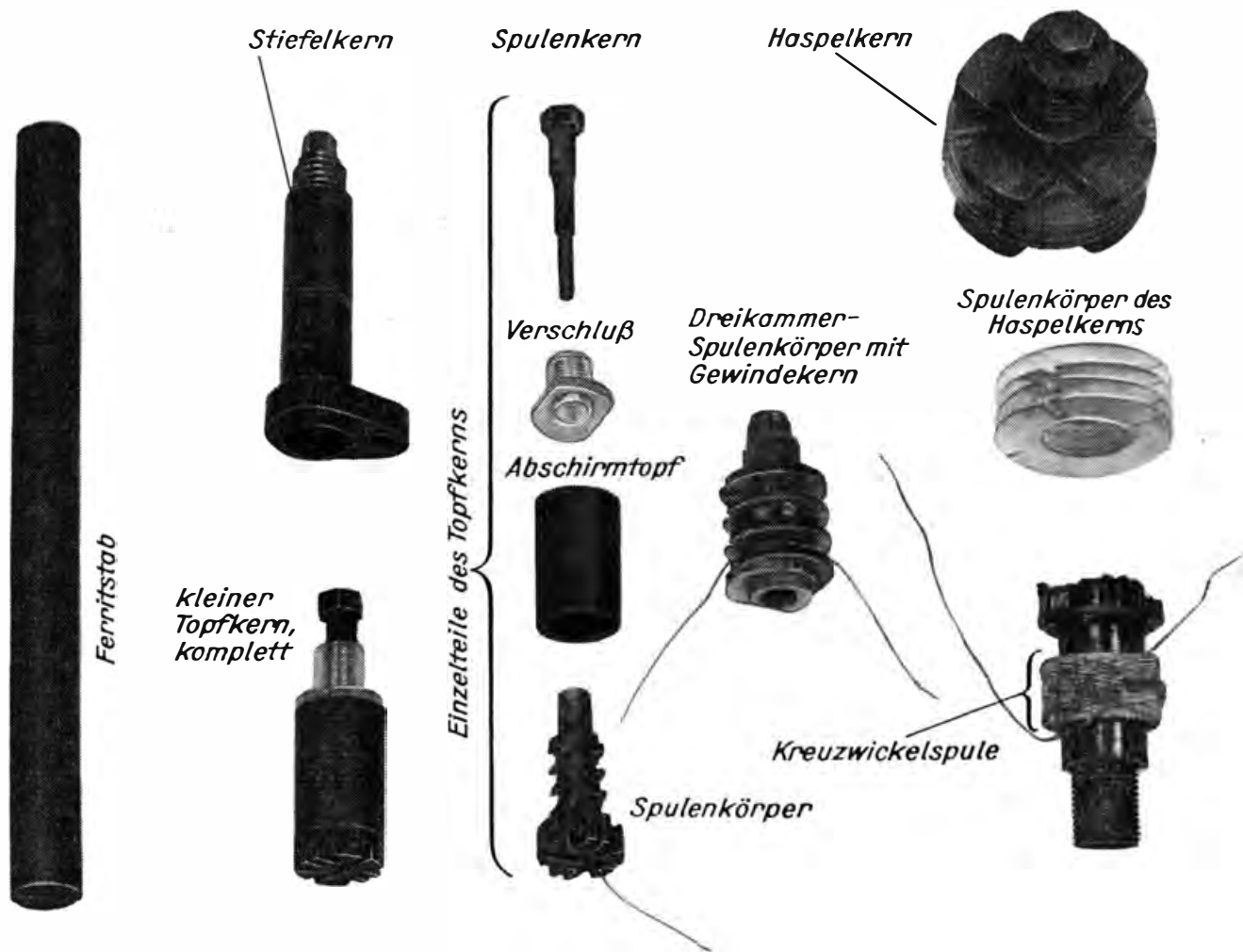


Bild 2.5
Verschiedene Spulen-
körper

Die Spulen lassen sich auf zwei Arten wickeln, als *Zylinderspule* und als *Kreuzwickelspule*. Zylinderspulen können wir sehr leicht selbst herstellen. Wir brauchen keine besondere Wickelvorrichtung dazu. Kreuzwickelspulen können exakt nur maschinell gefertigt werden.

Jede Spule hat die Eigenschaft, im Augenblick des Einschaltens das Anwachsen des Stromes zu hemmen. Nur zögernd erreicht er seine volle Stärke. Die Ursache dafür ist eine in den Windungen der Spule induzierte Gegenspannung. Je mehr Windungen die Spule hat, um so ausgeprägter wird die Erscheinung. Diese Eigenschaft der Spule wird als *Induktivität L* bezeichnet. Die Maßeinheit der Induktivität ist das *Henry*, abgekürzt H. Mit den uns bekannten Einheiten steht die der Induktivität in folgendem Zusammenhang:

$$1 \text{ H} = 1 \frac{\text{V} \cdot \text{s}}{\text{A}};$$

$$\frac{1}{1000} \text{ H} = 10^{-3} \text{ H} = 1 \text{ mH (Millihenry)},$$

$$\frac{1}{1000} \text{ mH} = 10^{-6} \text{ H} = 1 \mu\text{H (Mikrohenry)}.$$

Für die einlagige Zylinderspule läßt sich die Induktivität nach folgender Gleichung berechnen:

$$L = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{N^2 \cdot A}{l} \cdot$$

Hierin bedeuten:

μ_0 : Induktionskonstante,

μ_r : relative Permeabilität,

A : Spulenquerschnitt ($A = \pi \frac{D^2}{4}$, D : Kerndurchmesser plus Drahtdurchmesser),

N : Windungszahl,

l : Spulenlänge.

Die Induktionskonstante beträgt $\mu_0 = 4 \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}}$. Welchen Einfluß

das in der Spule befindliche Material auf die Induktivität hat, gibt die relative Permeabilität an. In Tafel 5 (S. 351) sind die Werte für verschiedene Stoffe angegeben. Wie wir diesen Wert für unbekannte Stoffe experimentell ermitteln können, wird uns unter anderem im Kapitel 12 beschäftigen.

Die genannte Gleichung gilt nur für Spulen, bei denen der Durchmesser der Wicklung vernachlässigbar klein im Verhältnis zur Spulenlänge ist. Mit einem kleinen Kunstgriff können wir aber trotzdem unsere einlagigen Zylinderspulen danach berechnen: Wir führen einen Faktor k_1 ein, der die tatsächlichen Verhältnisse bezüglich Wicklungsdurchmesser und Spulenlänge berücksichtigt. Je größer das Verhältnis $\frac{D}{l}$ wird, um so kleiner wird dieser Faktor. In Tafel 6 (Seite 352) ist k_1 bis zum Verhältnis $\frac{D}{l} = 4$ eingetragen. Unsere endgültige Gleichung lautet dann:

$$L = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{N^2 \cdot A}{l} \cdot k_1.$$

Wir berechnen und wickeln eine Spule

Als Wickelkörper dient uns ein Ferritstab von 8 mm Durchmesser und 100 mm Länge, wie er im Bild 2.6 zu sehen ist. Sicherheitshalber umkleben wir ihn mit einer Lage dünnen Papiers oder Zellglas-Selbstklebeband. Für die Spulenwicklung nehmen wir lackisolierten Kupferdraht von 0,4 mm Nenndurchmesser. Der tatsächliche Durchmesser beträgt bei diesem Draht auf Grund der Lackschicht 0,43 mm. Wir wickeln so, daß sich die einzelnen Windungen gleichmäßig berühren. Insgesamt soll unsere Spule 50 Windungen erhalten; nach der fünfundvierzigsten zapfen wir sie an. Dazu führen wir den Draht tangential vom Ferritstab weg, biegen ihn nach etwa 5 cm wieder zurück und verdrillen die entstandene Schlaufe. Dann wickeln wir die letzten fünf Windungen. Die Spulenlänge beträgt $50 \cdot 0,43 \text{ mm} \approx 22 \text{ mm}$.

Wie Spulenanfang und -ende festzulegen sind, entnehmen wir Bild 2.7. Dünne Kunststoffolie von etwa 5 mm Breite falten wir in der Mitte,

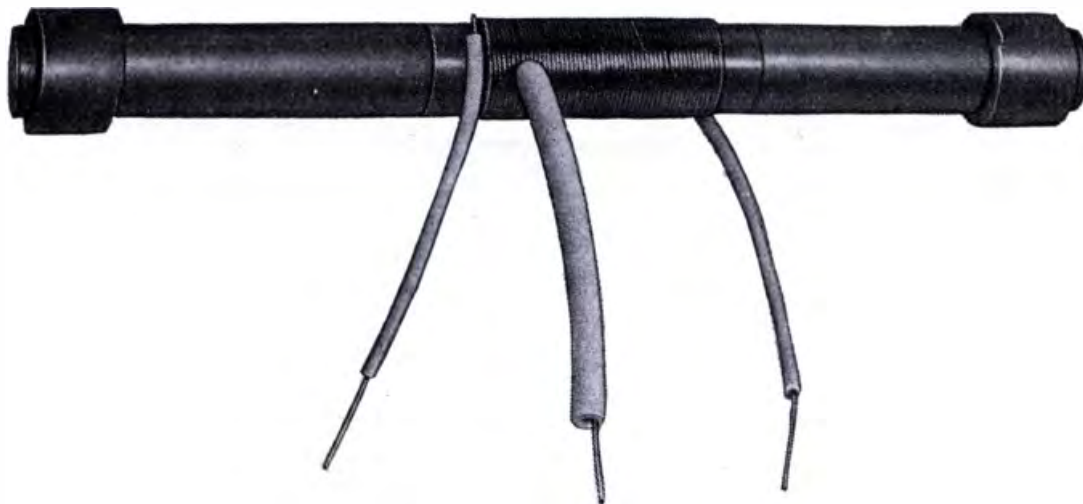


Bild 2.6
Selbstgewickelte
Spule auf Ferritstab

legen den Draht ein und wickeln die folgenden Windungen fest über diesen Streifen. Zehn bis fünf Windungen vor dem Ende legen wir eine zweite Folienschleife, durch die das Drahtende dann geführt wird. Anschließend ziehen wir die nach außen stehenden Schlaufenenden an und legen damit das Wicklungsende fest. Dann schneiden wir die verdrehte Drahtschleife auseinander, entfernen mit einem Taschenmesser oder mit feinem Schmirgelpapier die isolierende Lackschicht von den beiden Drahtenden, verdrehen sie wieder und löten sie zusammen. Zum Schluß verzinnen wir den Spulenanfang und das Ende.

Uns interessiert nun, wie groß die Induktivität unserer Spule ist. Die relative Permeabilität des Ferritstabes beträgt etwa 30. Der genaue Wert kann nicht angegeben werden, da er von den Betriebsverhältnissen abhängig ist. Als Faktor k_1 lesen wir für ein Verhältnis $\frac{D}{l} = \frac{8,4 \text{ mm}}{22 \text{ mm}} = 0,38$

im Diagramm 0,86 ab. Die Induktivität beträgt dann

$$L = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{N^2 \cdot A}{l} \cdot k_1 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \cdot 30 \cdot \frac{2500 \cdot \pi \cdot 8,4^2 \text{ mm}^2}{22 \text{ mm} \cdot 4} \cdot 0,86$$

$$= \frac{\pi^2 \cdot 2,5 \cdot 30 \cdot 8,4^2 \cdot 0,86 \cdot 10^{-7} \text{ Vs}}{22 \text{ A}} = 2 \cdot 10^{-7} \text{ H} = 0,2 \text{ mH.}$$

Wir wollen die Spule so befestigen, daß der Ferritstab nicht mit Metallteilen in Berührung kommt. Deshalb schieben wir über die Enden des Stabes je einen Ring aus passendem Schlauchgummi.

Wenn wir Geräte aufbauen, brauchen wir neben den erwähnten „Standard“-Elementen noch allerlei *Zubehör*. Im Bild 2.8 wird eine kleine Auswahl des vielfältigen Angebots gezeigt. Es ist ratsam, hiervon immer einen kleinen Vorrat auf Lager zu haben.

Unser erstes Radio — der Diodenempfänger

Mit der selbstgewickelten Spule wollen wir nun endlich unseren ersten Rundfunkempfänger aufbauen. Dazu brauchen wir zusätzlich noch einen Drehkondensator von 500 pF, einen Festkondensator von 100 pF, einen von 5 nF, eine beliebige Germaniumdiode (GA 100, GA 101 o. ä.) und einen Kopfhörer.

Den Drehkondensator und die Ferritstabspule schalten wir miteinander parallel zu einem sogenannten *Schwingkreis*. Er wird uns in allen

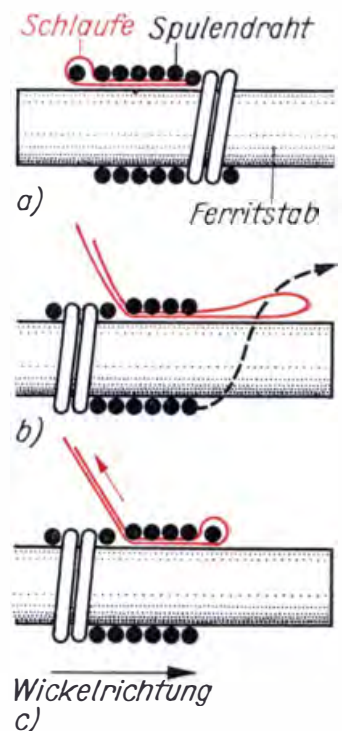


Bild 2.7
So werden Spulenen-
den festgelegt:
a) Festlegen des
Spulenanfanges
b) Einfädeln des
Spulendes
c) Festziehen des
Spulendes

zweimal dreipoliger Umschalter



dreipoliger Umschalter



mehrpoliger Schiebeschalter



Röhrenfassung



zweipoliger Kipp-Ausschalter



einpoliger Kipp-Umschalter



einpoliger Schiebeschalter



Lautsprecherbuchse



Transistorfassung



Sicherungsgehäuse



Glimmlampenfassung



Bananenstecker



Apparateklemme



Telefonbuchsen



Lötösen



Krokodil-klemme



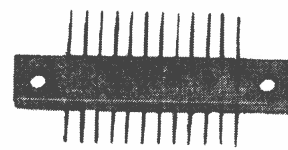
Buchsen und Stecker für 240-Ω-Antennenkabel



Diodenbuchse Diodenstecker



Zeibina-Messerleiste



Zeibina-Federleiste



Drehknöpfe



Bild 2.8
Funktechnische
Zubehörteile

Empfängern wieder begegnen. Warum wir ihn so nennen und welche Aufgaben er und die Diode erfüllen, werden wir bald erfahren. Zunächst wollen wir die Funktionstüchtigkeit unserer Spule in der einfachsten Empfängerschaltung ausprobieren und deshalb die Frage nach dem „Wie“ noch etwas zurückstellen.

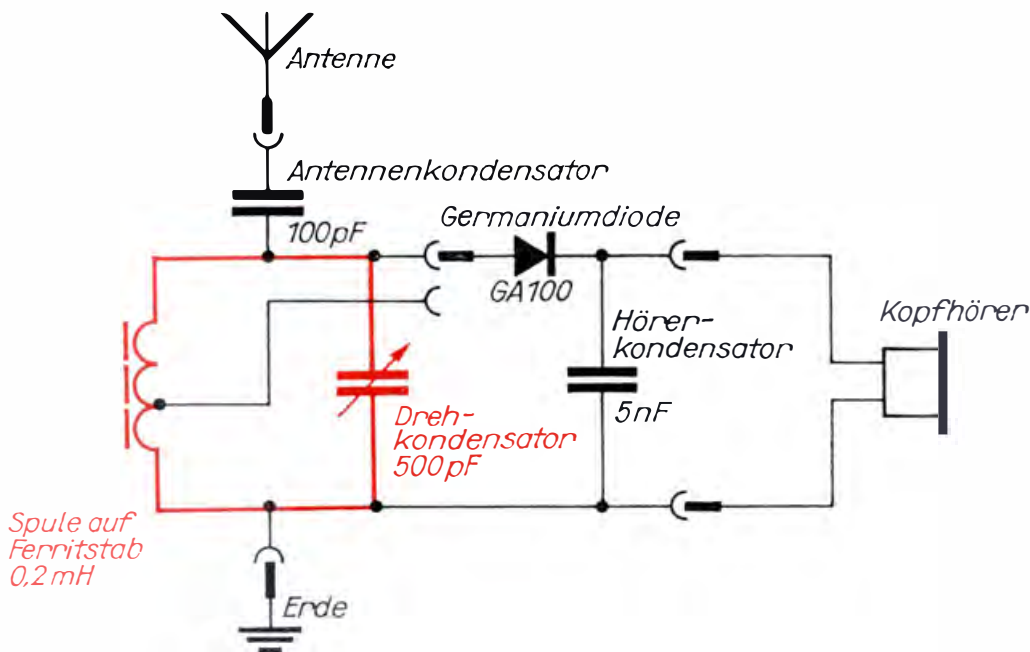


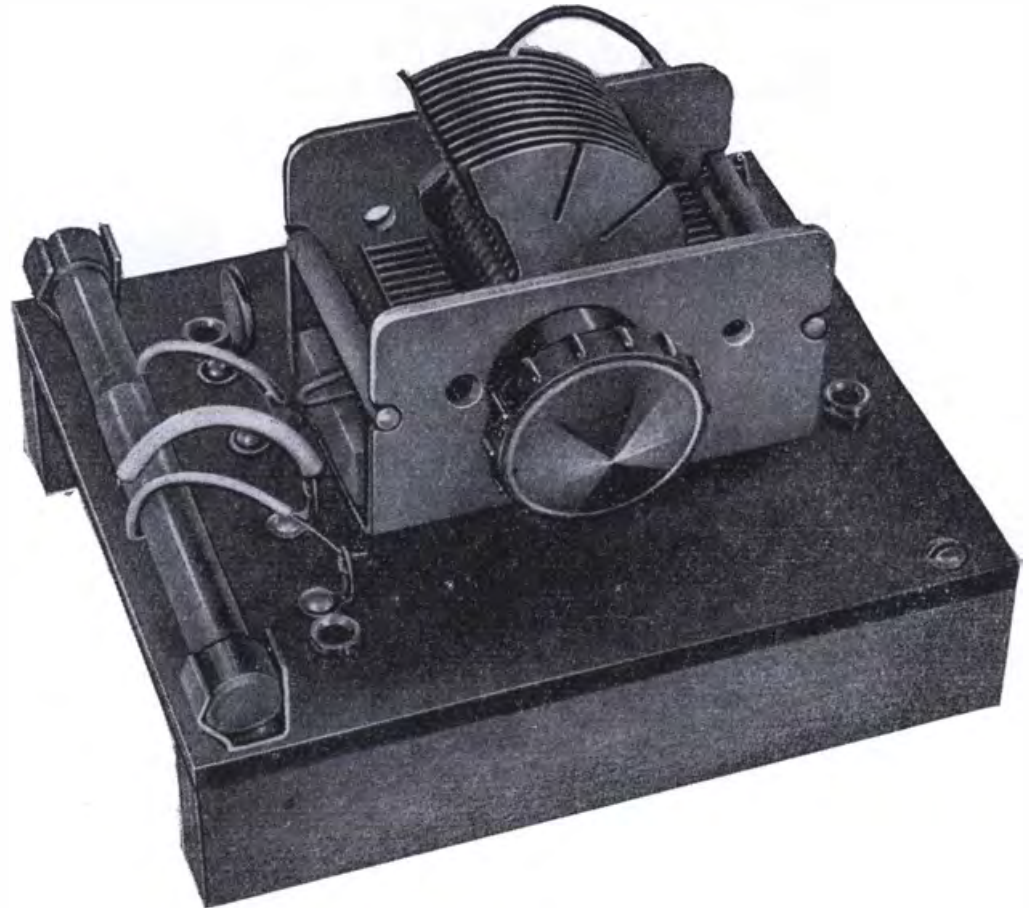
Bild 2.9
Schaltbild des
Diodenempfängers

Das Schaltbild und den Aufbau des Diodenempfängers zeigen die Bilder 2.9 und 2.10. Auf einer Pertinaxplatte von 100 mm × 120 mm sind der Drehkondensator und zwei Klemmschellen für den Ferritstab angeschraubt. Die sechs Telefonbuchsen dienen zum Anschließen eines wenigstens 3 m langen Antennendrahtes, einer guten Erdleitung, eines Kopfhörers und der Diode, die mittels Bananenstecker wahlweise entweder direkt an den gesamten Schwingkreis oder nur an die Anzapfung gelegt werden kann. Den kurzen Anschlußdraht des Bananensteckers sollten wir nicht einfach an die Diode löten, sondern Diode und Draht gemeinsam an eine kleine Lötöse. Das gilt auch für den Antennenkondensator und die Spulenschlüsse. An der Unterseite der Pertinaxplatte schrauben bzw. kleben wir entweder vier GummifüÙe oder zwei Holzleisten an.

Durch Verändern der Kapazität des Drehkondensators versuchen wir nun, den Orts- oder Bezirkssender zu empfangen. Dabei muß es im Zimmer mäuschenstill sein. Wir suchen herauszufinden, ob der Empfang dann am lautesten wird, wenn die Diode direkt am Schwingkreis oder nur an der Anzapfung liegt. Sollten wir keinen Lautstärkeunterschied feststellen, so fällt uns jedoch ganz bestimmt auf, daß bei Anschluß der Diode an die Anzapfung der Empfangsbereich des Ortssenders merklich eingengt wird.

Noch viel genauer als unser Gehör kann ein Strommesser mit einem MeÙbereich von 100 μ A das Verhalten des Schwingkreises anzeigen. Wir schalten zu diesem Zweck den Strommesser in Reihe mit dem Kopfhörer an den Ausgang unseres Diodenempfängers, und zwar so, daß der Pluspol zur Diode weist. Dann fertigen wir aus Zeichenkarton der Größe 10 cm × 15 cm eine Halbkreisskala mit dem Radius 6 cm an,

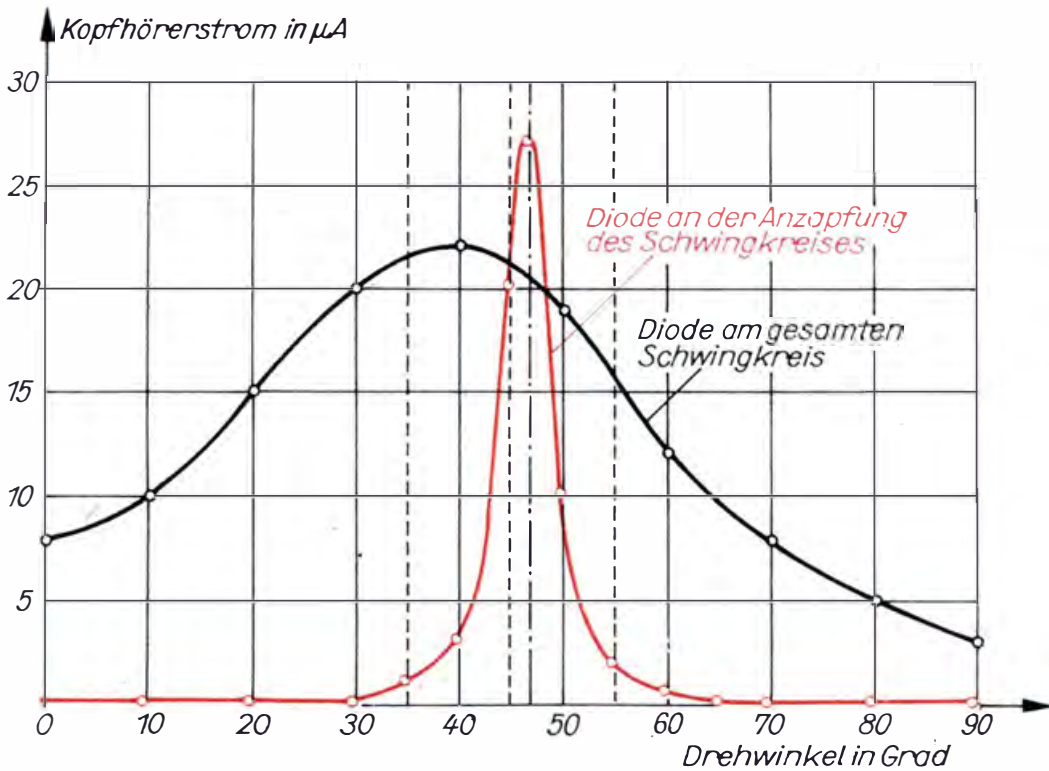
Bild 2.10
 Unser erster Rund-
 funkempfänger



auf der wir eine 5-Grad-Teilung vornehmen und die wir am Drehkondensator befestigen. Ein Stückchen Draht als Zeiger im Knopf des Drehkondensators dient dem Einstellen des Drehwinkels. Wir beginnen etwa 45° vor der Stelle, an der der Empfang am lautesten ist, und übertragen die Ströme in Abhängigkeit von der Stellung des Drehkondensators in eine Tabelle für den Fall, daß die Diode direkt am Schwingkreis liegt:

Drehwinkel in Grad	Strom in μA	
	Diode am gesamten Schwingkreis	Diode an der Anzapfung des Schwingkreises
0	8	0
10	10	0
20	15	0
30	20	0
35	21	1
40	22	3
45	21	20
47	20	27
50	19	10
55	16	2
60	12	0,5
70	8	0
80	5	0
90	3	0

Bild 2.11
Der Kopfhörerstrom vermittelt uns ein Bild der Empfangseigenschaften des Schwingkreises



Nach Aufnahme der Werte mit der Diode am gesamten Schwingkreis wiederholen wir den Versuch mit der Diode an der Anzapfung des Schwingkreises. Dann übertragen wir die aufgenommenen Wertepaare in ein Diagramm nach Bild 2.11 und verbinden sie untereinander. Aus den Kurven ersehen wir recht deutlich, wie sich der unterschiedliche Anschluß der Diode an den Schwingkreis auf die Empfangseigenschaften auswirkt. Den Grund dafür erfahren wir im Kapitel 4 auf Seite 58. In den Abendstunden können wir vielleicht noch einen zweiten oder gar dritten Sender empfangen. Daß diese noch leiser als der Ortssender wiedergegeben werden, darf uns nicht wundern. Die Ströme, die den Kopfhörer anregen, entnehmen wir ja unmittelbar, also ohne zusätzliche Verstärkung, dem Schwingkreis. Sie durchfließen im Kopfhörer eine Spule mit Eisenkern, der die davor angeordnete Eisenmembran im Takt der Stromschwankungen mehr oder weniger anzieht. Die Membran ihrerseits muß die angrenzende Luft in Schwingungen versetzen, was wir dann als Ton wahrnehmen. Der grundsätzliche Aufbau eines Kopfhörers ist im Bild 2.12 dargestellt. Auch ihn können wir selbst bauen. Eine ausführliche Anleitung dazu finden wir in dem schon erwähnten Buch „Elektrotechnik selbst erlebt“.

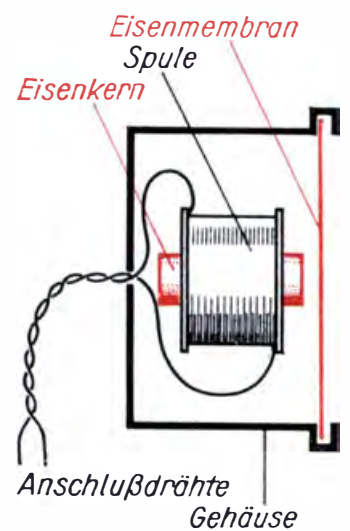


Bild 2.12
Aufbau eines Kopfhörers

3. Das Herz unseres Experimentierplatzes — ein Stromversorgungsgerät

Nach diesem einführenden Überblick über einige wichtige Bauelemente der Rundfunktechnik wollen wir ein Gerät entwickeln und bauen, das uns die unterschiedlichsten Spannungen zum Betrieb von Versuchsaufbauten liefert. Gleichzeitig werden wir neue Bauelemente kennenlernen.

Unser Stromversorgungsgerät soll vielseitig verwendbar sein. Für Versuche mit Dioden und Transistoren und für andere physikalische Experimente brauchen wir Gleich- und Wechselspannungen bis etwa 20 V, für den Betrieb von Elektronenröhren – und hier speziell für die Bildröhre unseres Fernsehempfängers – sind sowohl Wechselspannungen von 4 V und 6,3 V als auch Gleichspannungen bis etwa 300 V erforderlich.

Ein Transformator liefert die notwendigen Wechselspannungen

Als einzig verfügbare Ausgangsspannung steht uns die Netzwechselspannung von 220 V zur Verfügung. Sie müssen wir zunächst auf die genannten Werte umspannen und dann teilweise in Gleichspannungen umwandeln. Die erste Aufgabe übernimmt ein *Umspanner*, den der Techniker *Transformator* oder kurz *Trafo* nennt. Er besteht im einfachsten Fall aus zwei Spulen, die gemeinsam auf einem geschlossenen Eisenkern sitzen. Wenn wir an die eine Spule, die sogenannte *Primärspule*, eine Wechselspannung U_p anlegen, durchfließt sie ein Wechselstrom I_p . Er erzeugt ein magnetisches Wechselfeld, das über den Eisenkern in der *Sekundärspule* eine neue Wechselspannung U_s induziert. Über einen an diese Spule angeschlossenen Verbraucher fließt der Wechselstrom I_s . Am idealen, d. h. verlustlos arbeitenden Transformator wäre $U_p \cdot I_p = U_s \cdot I_s$. Einen solchen Trafo gibt es aber nicht. Wie bei jeder Maschine treten auch hier Verluste auf, so daß die Sekundärleistung immer kleiner als die Primärleistung ist.

Das müssen wir bei der Berechnung des Trafos für unser Stromversorgungsgerät berücksichtigen. Um die Rechnung aber möglichst einfach zu halten, werden wir einige Faustregeln verwenden. Sie sind aus der praktischen Erfahrung entstanden und liefern brauchbare Näherungswerte. Für die Berechnung benötigen wir neben den Spannungsangaben noch die Werte der maximal entnehmbaren Ströme. Wir setzen sie wie folgt fest:

1. 300 V/30 mA,
2. 4/6,3 V/0,5 A,
3. 24 V/1,5 A.

Mit diesen Angaben ermitteln wir die Sekundärleistung P_s :

$$P_{s1} = I_1 \cdot U_1 = 0,03 \text{ A} \cdot 300 \text{ V} = 9 \text{ W}; \quad P_{s2} = 3,15 \text{ W}; \quad P_{s3} = 36 \text{ W}.$$

Das ergibt eine Gesamtsekundärleistung von $P_s = 48,2 \text{ W}$.

Zum Berechnen der Primärleistung P_p verwenden wir die Faustregel

$$P_p = 1,2 \cdot P_s.$$

In unserem Fall sind das $P_p = 1,2 \cdot 48,2 \text{ W} = 57,8 \text{ W}$. Hiervon ist der erforderliche Eisenquerschnitt A_{Fe} abhängig. Wir berechnen ihn ebenfalls mit einer Faustregel:

$$\begin{aligned} A_{\text{Fe}} &= k_2 \cdot \sqrt{P_p}; \quad k_2 = 1 \frac{\text{cm}^2}{\sqrt{\text{W}}} \\ &= 1 \frac{\text{cm}^2}{\sqrt{\text{W}}} \cdot \sqrt{57,8 \text{ W}} = 7,6 \text{ cm}^2. \end{aligned}$$

Die Kernquerschnitte sind genormt. Aus Tafel 7 auf Seite 353 f. können wir die wichtigsten Angaben der für uns interessanten Trafokerne entnehmen. Wir wählen den Kern M 85a mit einem Querschnitt von $9,4 \text{ cm}^2$ aus.

Nun können wir die Windungszahlen N für die einzelnen Wicklungen mit Hilfe der einfachen Beziehung $N = n \cdot U$ berechnen. Der Faktor n gibt an, wieviel Windungen für 1 V erforderlich sind. Da die Sekundärleistung geringer als die Primärleistung ist, müssen wir sekundärseitig mehr Windungen für 1 V aufbringen als primärseitig. Wir entnehmen beide Faktoren dem Diagramm in Tafel 8 auf Seite 355. Für unseren Querschnitt von $9,4 \text{ cm}^2$ lesen wir $n_p = 4,6$ und $n_s = 4,9 \frac{\text{Windungen}}{\text{V}}$ ab.

$$N_p = 4,6 \frac{\text{Windungen}}{\text{V}} \cdot 220 \text{ V} = 1010 \text{ Windungen},$$

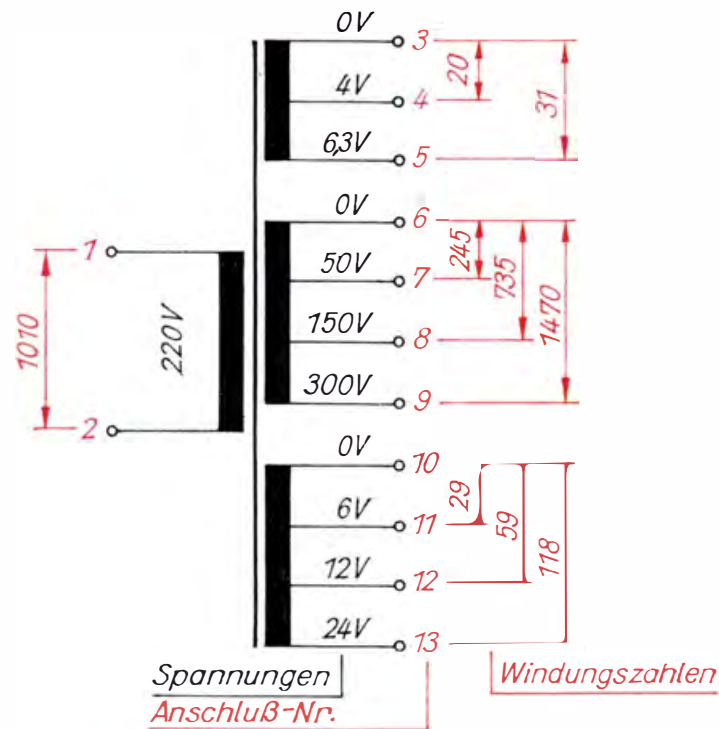
$$N_{s1} = 4,9 \frac{\text{Windungen}}{\text{V}} \cdot 300 \text{ V} = 1470 \text{ Windungen},$$

$$N_{s2} = 31 \text{ Windungen}, \quad N_{s3} = 118 \text{ Windungen}.$$

Die 300-V-Wicklung versehen wir mit zwei Anzapfungen für 50 V und 150 V, die 6,3-V-Wicklung zapfen wir bei 4 V und die 24-V-Wicklung bei 6 V und 12 V an. Wir berechnen die Windungszahlen selbst und vergleichen sie dann mit den im Bild 3.1 angegebenen.

Damit sich ein Trafo im Betrieb nicht übermäßig erhitzt, darf nur ein bestimmter Maximalstrom fließen, der vom jeweiligen Drahtquerschnitt A abhängt. Die *Stromdichte* $i = \frac{I}{A}$ darf man für Transformatoren mit Eisenquerschnitten bis 2 cm^2 etwa $3 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$ wählen. Mit größer

Bild 3.1
Die einzelnen Abgriffe
unseres Transformators



werdendem Eisenquerschnitt ist sie jedoch zu reduzieren. Bei 25 cm^2 z. B. darf sie nur noch $2 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$ betragen. Ein für uns brauchbarer Mittelwert ist $i = 2,55 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$. Als Wickeldraht nehmen wir ausschließlich lackisolierten Kupferdraht (CuL). Zum Berechnen der Durchmesser müssen wir die letzte Gleichung noch etwas umstellen:

$$i = \frac{I}{A} = \frac{I \cdot 4}{\pi \cdot d^2}, \text{ also } d^2 = \frac{4 \cdot I}{i \cdot \pi} \text{ und } d = 2 \cdot \sqrt{\frac{I}{i \cdot \pi}}$$

$$d_{s1} = 2 \cdot \sqrt{\frac{0,03 \text{ A}}{2,55 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2} \cdot \pi}} = 2 \cdot 0,062 \text{ mm} = 0,124 \text{ mm};$$

$$d_{s2} = 0,50 \text{ mm}; \quad d_{s3} = 0,87 \text{ mm}.$$

Dort, wo es notwendig ist, runden wir auf den folgenden „glatten“ Durchmesser auf: $d_{s1} = 0,2 \text{ mm}$, $d_{s2} = 0,5 \text{ mm}$, $d_{s3} = 0,9 \text{ mm}$. Um die Drahtdicke der Primärspule zu berechnen, müssen wir zunächst die Stromstärke ermitteln. Sie beträgt

$$I_p = \frac{P_p}{U_p} = \frac{57,8 \text{ W}}{220 \text{ V}} = 0,26 \text{ A}.$$

Für diesen Strom ist ein Draht von $d_p = 0,36 \text{ mm}$ erforderlich. Wir runden auf und verwenden einen Draht von $0,4 \text{ mm}$ Durchmesser.

Damit wir nach unseren Aufrundungen die Wicklungen auch noch auf dem Spulenkörper unterbringen, ist eine Kontrolle des benötigten Wickelraumes sinnvoll. Als erstes berechnen wir mit der Gleichung

$$A = \frac{\pi \cdot d^2}{4} \text{ die Drahtquerschnitte:}$$

$$A_p = \frac{\pi \cdot (0,4 \text{ mm})^2}{4} = 0,126 \text{ mm}^2;$$

$$A_{s1} = 0,031 \text{ mm}^2; \quad A_{s2} = 0,196 \text{ mm}^2; \quad A_{s3} = 0,636 \text{ mm}^2.$$

Nach Multiplikation aller Querschnitte A mit den zugehörigen Windungszahlen N und Addition dieser Produkte erhalten wir einen gesamten Kupferquerschnitt von $A_{\text{Cu}} = 255 \text{ mm}^2$.

Da der Draht einen kreisförmigen Querschnitt hat, bleibt selbst bei genauer Windung-an-Windung-Wicklung ein beträchtlicher Raum zwischen den Windungen frei. Außerdem müssen wir die einzelnen Lagen mit Papier voneinander isolieren, und dafür wird ebenfalls Wickelraum benötigt. Ein Erfahrungswert besagt, daß die notwendige Wicklungsfläche A_{W} mindestens doppelt so groß wie der ermittelte Kupferquerschnitt sein muß. In unserem Fall sind das $A_{\text{W}} = 2 \cdot A_{\text{Cu}} = 510 \text{ mm}^2$.

Aus Tafel 7 entnehmen wir die ausnutzbare Wickelhöhe und -breite und berechnen $A_{\text{Fenster}} = 11 \text{ mm} \cdot 49 \text{ mm} = 540 \text{ mm}^2$. A_{Fenster} ist größer als A_{W} ; wir werden also mit dem Wickelraum auskommen. Im anderen Falle müßte der nächstgrößere Kern verwendet und neu durchgerechnet werden.

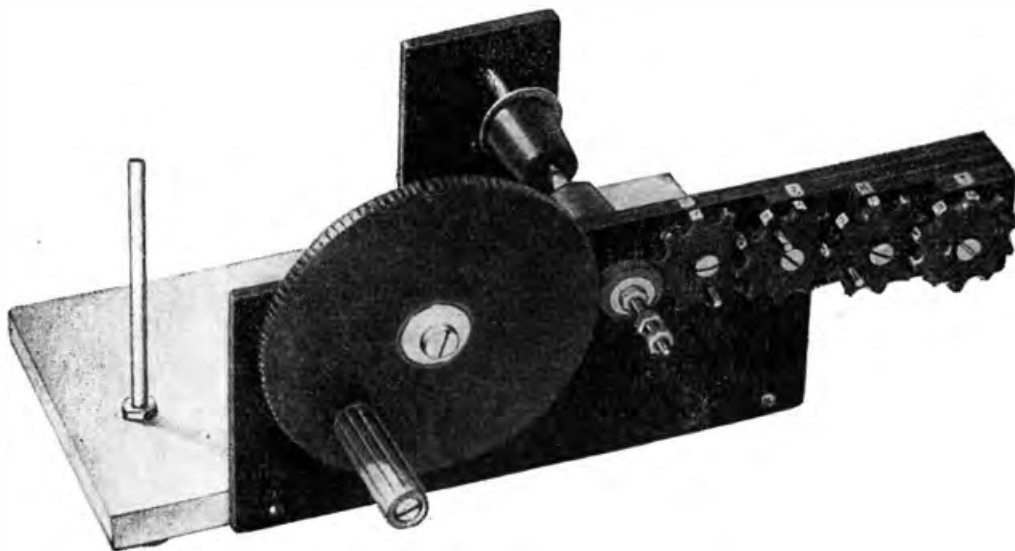


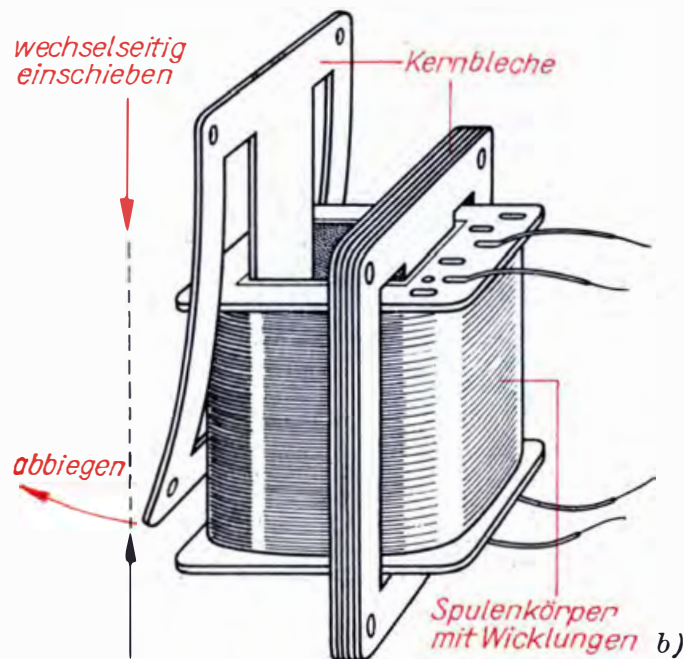
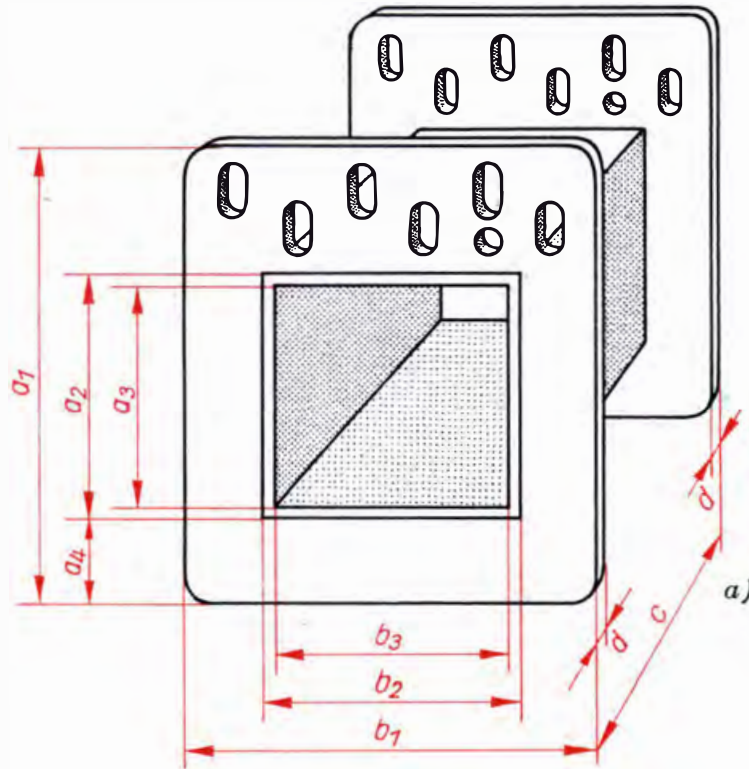
Bild 3.2
Spulenvickelvorrichtung mit Zählwerk

Nun können wir mit dem Wickeln beginnen. Von großem Vorteil erweist sich hier eine Spulenvickelvorrichtung mit Zählwerk, wie wir sie im Bild 3.2 sehen. Eine genaue Bauanleitung dafür ist in „Elektrotechnik selbst erlebt“ enthalten. Den Spulenkörper haben wir entweder gleich mit den Kernblechen gekauft, oder wir stellen ihn selbst her. Wir werden noch einige derartige Spulenkörper benötigen. Deshalb führen wir unsere „Norm“ N 1 ein (vgl. Bild 3.3). Die beiden Stirnseiten fertigen wir aus Pertinax, den eigentlichen Wickelkörper aus entsprechend dicker und fester Pappe. Die Teile werden mit Duosan oder einem anderen Azetonkleber verleimt und dann mit Schellack gestrichen. Die Maße in Millimetern betragen $a_1 = 62$; $a_2 = 36$; $a_3 = 33$; $a_4 = 11$; $b_1 = 55$; $b_2 = 32$; $b_3 = 29$; $c = 53$; $d = 1,5$.

Zunächst wird die Primärspule gewickelt. Über den Drahtanfang schieben wir einen etwa 15 cm langen Isolierschlauch und lassen den

Bild 3.3

- a) Unsere Werkstatt-norm N 1: der Spulenkörper
- b) Stopfen eines Spulenkörpers mit Kernblechen



Draht ungefähr 10 cm aus der Stirnseite des Spulenkörpers herausstehen. Mit T-Band (einseitig gummiertes Krepppapier) oder Heftpflaster sichern wir den Spulenanfang auf dem Wickelkörper. Wenn sich alle Windungen gleichmäßig berühren, bringen wir etwa 115 in einer Lage unter. Wir decken sie jeweils mit einer Lage Ölpapier ab, das wir vorher an beiden Rändern kammartig eingeschnitten haben. Die Breite des Papierbandes beträgt etwa 56 mm. Auf das Ölpapier wickeln wir die zweite Drahtlage und so fort, bis unser Zählwerk 1010 Windungen anzeigt. Dann sichern wir das Spulende wieder mit

T-Band, schneiden den Draht lang genug ab, schieben Isolierschlauch darüber und stecken das isolierte Ende durch eine Öffnung der Stirnseite. Die Primärspule decken wir mit wenigstens zwei Lagen gefeder-tem Ölleinen ab.

Dann folgen die Sekundärwicklungen in der Reihenfolge 300 V, 6,3 V und 24 V. An die Enden der 300-V-Wicklung löten wir dickeren lackisolierten Draht an. Den Isolierschlauch schieben wir so weit über den Draht, daß die Lötstelle verdeckt wird. Ebenso verfahren wir bei den Anzapfungen. Wir vergessen auch nicht, auf den herausgeführten Drahtenden mit T-Band Markierungen anzubringen. Damit ersparen wir uns langes Suchen nach dem richtigen Anschluß.

Sind sämtliche Wicklungen aufgebracht und mit Ölpapier abgedeckt, folgt das Einschieben der Kernbleche nach Bild 3.3b. Wir setzen sie so ein, daß die Trennfugen der Zungen immer wechselseitig liegen. Gegen Ende macht das „Stopfen“ etwas Mühe. Deshalb pressen wir das Blechpaket im Schraubstock öfter zusammen. Die herausstehenden Drahtenden befestigen wir an zwei Lötösenstreifen. Bevor sie montiert werden, legen wir in der Form gleiche Isolierstreifen aus 1 mm dickem Pertinax unter.

Zum gleichmäßigen Zusammendrücken der Kernbleche brauchen wir noch zwei Druckstreifen aus 1,5 mm dickem Eisenblech und zum späteren Anschrauben des Trafos zwei Winkel aus dem gleichen Material. Vielleicht können wir diese Teile von defekten Trafos übernehmen. Auch die Kernbleche und die Spulenkörper lassen sich wieder verwenden. Den abgewickelten Kupferdraht benutzen wir jedoch nicht wieder, da der spröde gewordene Isolierlack beim Biegen sehr leicht abspringt. Bild 3.4 zeigt unseren fertigen Transformator und eine Baugruppe, auf die wir noch zu sprechen kommen.

Die Spannung U_{Tr} , die unser Trafo liefert, wechselt in einer Sekunde hundertmal ihre Polarität, ist also eine Wechsellspannung (Bild 3.5a). Die Zeit, nach der die Spannung wieder den gleichen Wert und die gleiche Polarität erreicht hat, nennt man *Periode* oder *Schwingungsdauer* T ; innerhalb dieser Zeit wechselt die Spannung zweimal ihre

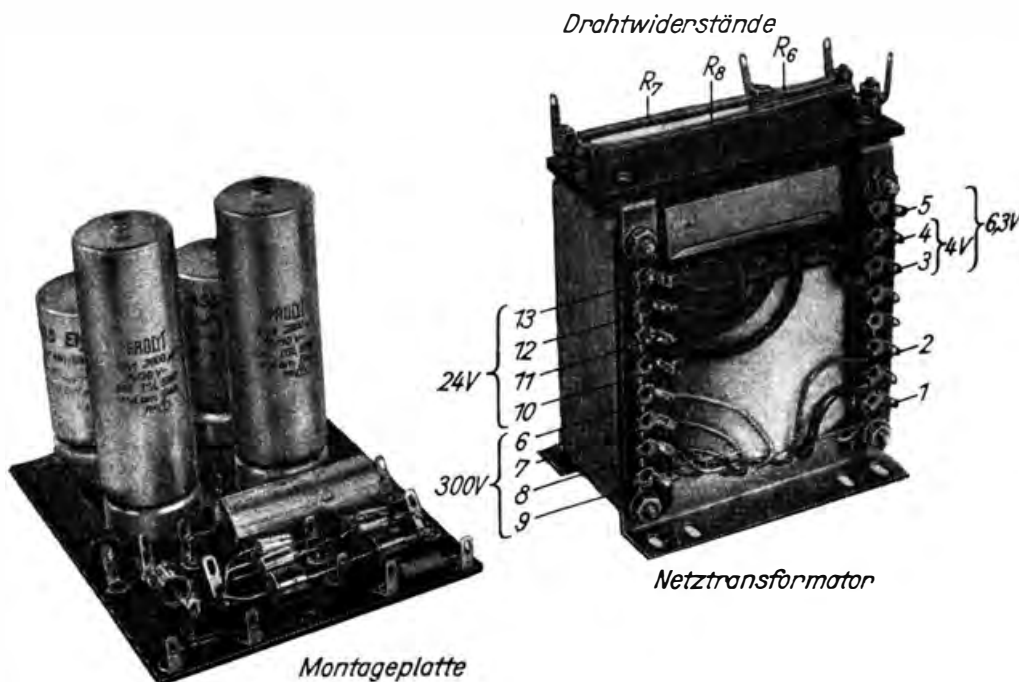
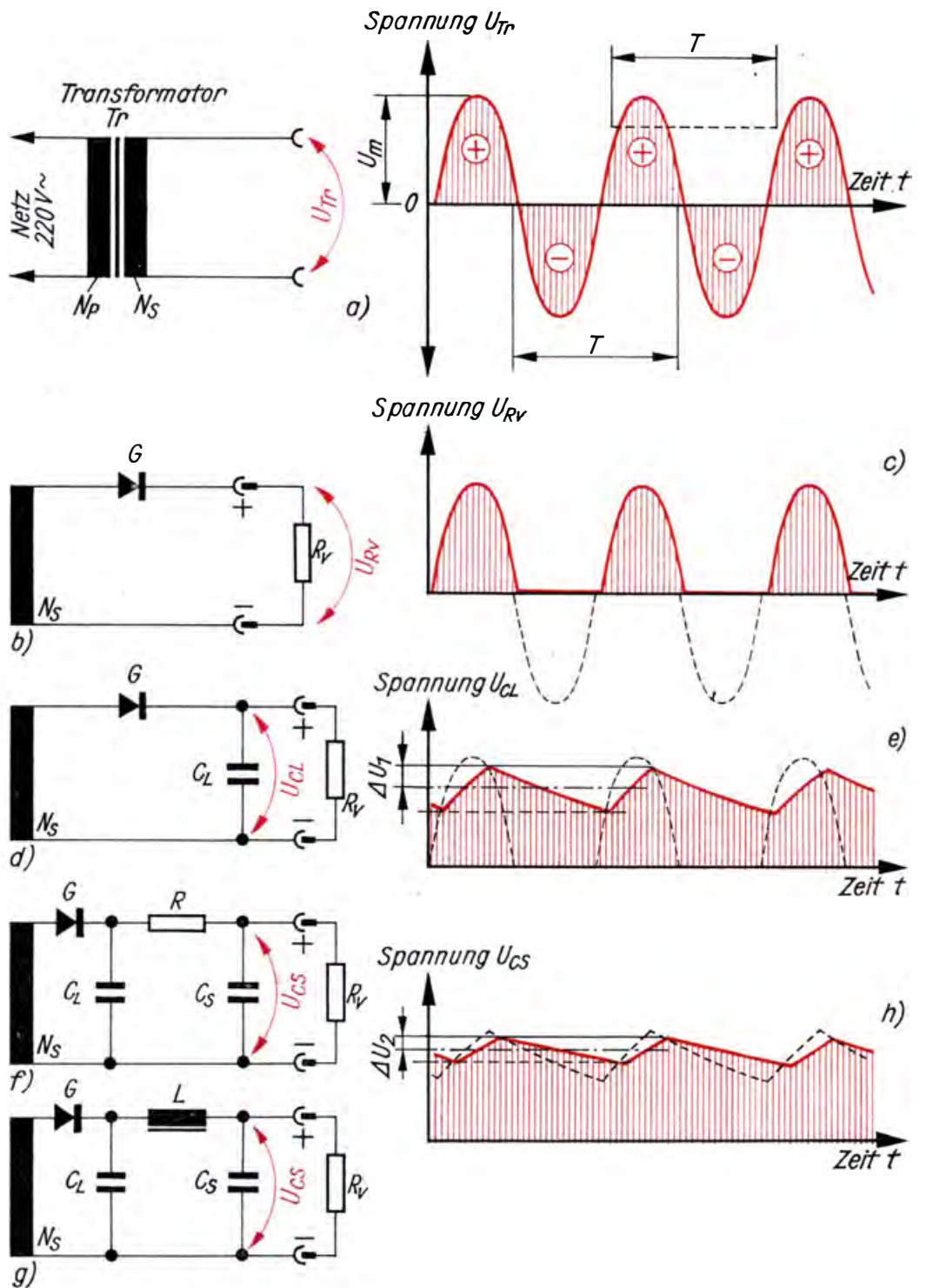


Bild 3.4
Unser Netztransformator und die bestückte Montageplatte

Bild 3.5

So entsteht aus der Wechselspannung eine Gleichspannung:

- a) Wechselspannung am Ausgang eines Transformators
- b) Einweg-Gleichrichterschaltung
- c) Gleichgerichtete Wechselspannung
- d) Gleichrichterschaltung mit Ladekondensator
- e) Spannungsverlauf am Ladekondensator
- f) Gleichrichterschaltung mit RC-Siebglied
- g) Gleichrichterschaltung mit LC-Siebglied
- h) Spannungsverlauf am Siebkondensator



Polarität. Da von einem bis zum nächsten Wechsel genau eine hundertstel Sekunde vergeht, beträgt die Schwingungsdauer unserer Wechselspannung $T = 2 \cdot \frac{1}{100} \text{ s} = \frac{1}{50} \text{ s}$. Die Anzahl der Perioden in einer Sekunde bezeichnet man als *Frequenz f*. Ihre Maßeinheit ist das *Hertz* (abgekürzt Hz). Für unsere Wechselspannung beträgt sie $f = \frac{50}{1 \text{ s}} = 50 \text{ s}^{-1} = 50 \text{ Hz}$. Der Strom in einem angeschlossenen Stromkreis fließt also in einer Sekunde fünfzigmal in der einen Richtung und ebensooft in der entgegengesetzten.

Aus Wechselspannung wird Gleichspannung

Soll der Wechselstrom in einen Gleichstrom umgewandelt werden, müssen wir dafür sorgen, daß er nur noch in einer Richtung fließen kann. Wir bauen in den Stromkreis ein „elektrisches Ventil“, einen *Gleichrichter* G. Dieser hat die Eigenschaft, den Strom nur in einer Richtung hindurchzulassen (Bild 3.5b). An einem im Stromkreis liegenden Widerstand R_V fällt dann eine pulsierende „Gleichspannung“ ab, die anfangs alles andere als „gleich“ ist (Bild 3.5c); sie muß noch geglättet werden. Diese Aufgabe übernimmt zunächst ein *Ladekondensator* C_L (Bild 3.5d). Solange ein Strom durch den Gleichrichter fließt, lädt sich der Kondensator auf. In den Zeiträumen der „Stromsperre“ vermag der Kondensator die gespeicherte Elektrizitätsmenge wieder abzugeben. Die Spannung an C_L weist nicht mehr so starke Schwankungen wie im ersten Fall auf (Bild 3.5e). Den Spannungsunterschied ΔU_1 (sprich delta-u-eins) bezeichnen wir als *Welligkeitsspannung* oder „*Brummspannung*“, weil er sich in einem mit dieser Spannung betriebenen Rundfunkgerät als störender Brummtönen bemerkbar macht. ΔU_1 wird um so kleiner, je größer die Kapazität des Ladekondensators ist und je weniger Strom wir entnehmen. Außerdem hängt die Größe der Brummspannung auch von der Art der Gleichrichtung ab. Für unsere Berechnungen genügt die Faustregel

$$\Delta U_1 = k_3 \cdot \frac{I}{C_L}; \quad k_3 = 5 \cdot 10^{-3} \text{ s für Einweggleichrichtung}$$

$$k_3 = 2 \cdot 10^{-3} \text{ s für Zweiweggleichrichtung.}$$

Unserer 300-V-Sekundärwicklung dürfen wir einen Strom von 30 mA entnehmen. Im Falle der Einweggleichrichtung beträgt bei einem Ladekondensator von 50 μF die Brummspannung

$$\Delta U_1 = 5 \cdot 10^{-3} \text{ s} \cdot \frac{30 \cdot 10^{-3} \text{ A}}{50 \cdot 10^{-6} \text{ F}} = 3 \frac{\text{s} \cdot \text{A} \cdot \text{V}}{\text{A} \cdot \text{s}} = 3 \text{ V.}$$

Damit können wir uns keinesfalls zufriedengeben. Wir müssen weiter glätten. Über einen Widerstand R oder eine *Drosselspule* mit der Induktivität L laden wir einen zweiten Kondensator auf, den *Siebkondensator* C_S (Bilder 3.5f und g). Die nun noch vorhandene Brummspannung ΔU_2 können wir nach

$$\Delta U_2 = k_4 \cdot \frac{\Delta U_1}{R \cdot C_S}; \quad k_4 = 3,2 \cdot 10^{-3} \text{ s (RC-Siebung) und}$$

$$\Delta U_2 = k_5 \cdot \frac{\Delta U_1}{L \cdot C_S}; \quad k_5 = 10^{-5} \text{ s}^2 \text{ (LC-Siebung) berechnen.}$$

Ist das *Siebglied* richtig bemessen, wird die Brummspannung ΔU_2 verschwindend klein (Bild 3.5h). Wir wollen in unserem begonnenen Beispiel einen Siebkondensator von ebenfalls 50 μF verwenden. Welcher Widerstand ist notwendig, wenn ΔU_2 nur noch 0,5 V betragen soll?

$$R = \frac{k_4 \cdot \Delta U_1}{\Delta U_2 \cdot C_S} = \frac{3,2 \cdot 10^{-3} \text{ s} \cdot 3 \text{ V} \cdot \text{V}}{0,5 \text{ V} \cdot 50 \cdot 10^{-6} \text{ As}} = \frac{9,6 \text{ V}}{2,5 \cdot 10^{-2} \text{ A}} = 385 \Omega.$$

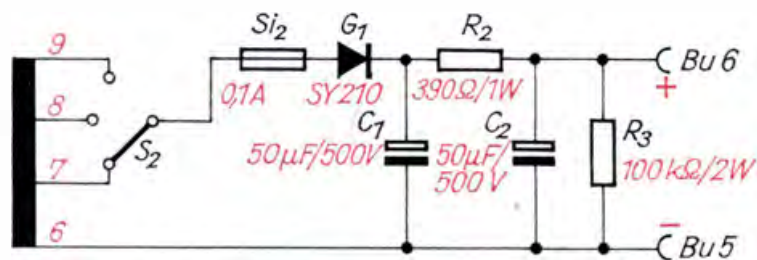
Wir verwenden einen Siebwiderstand von 390 $\Omega/1 \text{ W}$.

Die Teilschaltungen des Stromversorgungsgerätes

Für niedrige Ströme genügt Einweggleichrichtung

Die Schaltung des Mittelspannungsteiles unseres Stromversorgungsgerätes ist im Bild 3.6 dargestellt. Die Anzapfungen und das Ende der 300-V-Sekundärwicklung führen zu einem dreipoligen Umschalter. Eine Sicherung von 0,1 A schützt die Teilschaltung im Fall eines äußeren Kurzschlusses. Als Gleichrichter verwenden wir eine Halbleiterdiode. Bei der Typenauswahl beachten wir, daß weder die *Nennspannung* U_{sp} noch der *Nenn durchlaßstrom* I_d überschritten wird. Untersuchen wir zunächst die Spannungsverhältnisse am *Einweggleichrichter*.

Bild 3.6
Die erste Teilschaltung unseres Stromversorgungsgerätes (Schaltbild des Mittelspannungsteiles)



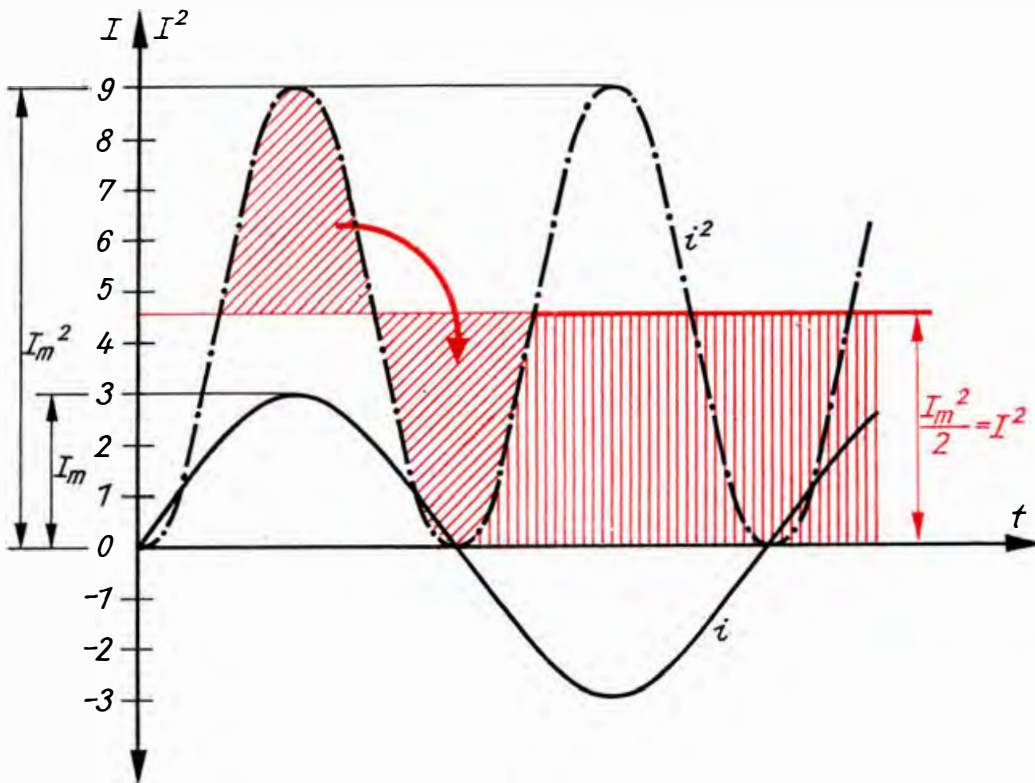
Wie aus Bild 3.5a ersichtlich, steigt die Trafospannung U_{Tr} bis zu einem positiven Maximalwert an und fällt dann wieder auf Null ab. Anschließend wiederholt sich der Vorgang mit negativer Polarität. Die Augenblicksspannung schwankt also ständig zwischen dem Wert Null und einem Maximalwert. Mit einem Spannungsmesser registrieren wir aber weder den Wert Null noch den Maximalwert, sondern den sogenannten *Effektivwert* U_{\sim} . Wir verstehen darunter den Wert einer Wechselspannung oder eines Wechselstromes, der die gleiche Leistung wie eine entsprechende Gleichspannung bzw. ein entsprechender Gleichstrom hervorruft. Wir wissen, daß nach den Beziehungen $P = R \cdot I^2$ und $P = \frac{U^2}{R}$

die Leistung vom Quadrat der Spannung oder des Stromes abhängt. Im Bild 3.7 ist ein Wechselstrom i eingetragen. Sein Maximalwert soll 3 Einheiten (A, mA) betragen. Zu den Zeitpunkten, an denen er Null wird, ist auch sein Quadrat Null. Bei $I_m = 3$ wird $I_m^2 = 9$, bei $I_m = -3$ ebenfalls. Die neue Kurve i^2 schwankt nur noch zwischen positiven Maximalwerten und dem Wert Null. Wenn wir genau in der Mitte dieser Kurve – also bei 4,5 – die Spitzen „abschneiden“ und in die Lücken einfügen, erhalten wir den zeitlichen Mittelwert von i^2 . Dieser Mittelwert $\frac{I_m^2}{2}$ entspricht bezüglich der Leistung dem Quadrat des Gleichstromes I und damit auch dem Quadrat des effektiven Wechselstromes I_{\sim} .

Aus $I_{\sim}^2 = \frac{I_m^2}{2}$ erhalten wir den Zusammenhang zwischen Effektivwert und Maximalwert:

$$I_{\sim} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot I_m \text{ oder } I_m = \sqrt{2} \cdot I_{\sim}$$

Bild 3.7
Zur Herleitung des
Effektivwertes eines
Wechselstromes



Die gleiche Abhängigkeit gilt auch für die Spannung:

$$U_m = \sqrt{2} \cdot U_{\sim}$$

Die Maximalspannung unseres Trafos beträgt demnach $U_m = \sqrt{2} \cdot 300 \text{ V} = 425 \text{ V}$. Wie aus den Bildern 3.5c, e und h ersichtlich ist, lädt sich der Siebkondensator fast bis auf den Maximalwert der pulsierenden Gleichspannung auf. Wir können uns davon nach Fertigstellung des Stromversorgungsgerätes überzeugen, indem wir die Spannung an den Ausgangsbuchsen messen; das Meßgerät zeigt dann einen Wert von etwa 400 V an.

Auf die gleiche hohe Spannung lädt sich ebenfalls der Ladekondensator C_L auf. Am kondensatorseitigen Ende des Gleichrichters liegt dementsprechend eine Spannung von $+U_m$ an. Am anderen Ende wechselt die Sekundärspannung des Trafos ständig ihren Wert zwischen $+U_m$, Null und $-U_m$. Im ungünstigsten Fall, bei 50 Hz jede fünfzigstel Sekunde, wird der Gleichrichter mit einer Höchstspannung von $2 \cdot U_m$ belastet.

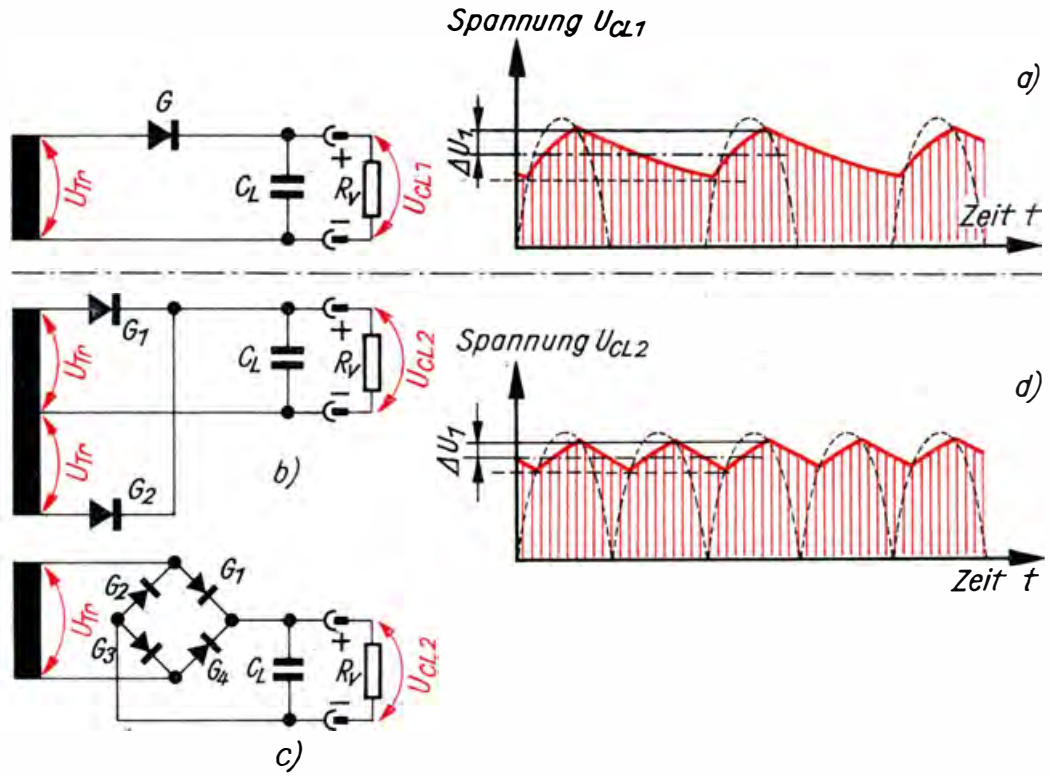
Seine Sperrspannung muß deshalb $U_{sp} = 2 \cdot U_m = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{\sim}$ betragen. Für $U_{\sim} = 300 \text{ V}$ brauchen wir einen Gleichrichter mit einer Sperrspannung von mindestens $U_{sp} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 300 \text{ V} \approx 860 \text{ V}$.

Der Strom, mit dem eine Gleichrichterschaltung belastet werden darf, ist in starkem Maße von der Größe des Ladekondensators abhängig. Innerhalb des Zeitraumes, in dem die Diode eine Halbschwingung des Wechselstromes hindurchläßt, lädt sich der Kondensator auf. Der Ladestrom wird um so größer, je größer die Kapazität des Kondensators ist (vgl. S. 55 u. 56). Da der Kondensator auch in den Pausen zwischen den Ladestromstößen den Verbraucherstrom liefern muß, wird der Ladestrom immer größer als der entnommene Gleichstrom sein. Der Ladestrom selbst darf dabei den Wert des maximal zulässigen Durchlaßstromes nicht übersteigen. Auf eine exakte Berechnung verzichten wir,

Bild 3.8

Gleichrichterschaltungen:

- a) Einweg-Gleichrichterschaltung
- b) Zweiweg-(Vollweg-)Gleichrichterschaltung
- c) Graetzschaltung (ebenfalls Vollweggleichrichtung)
- d) Spannungsverlauf am Ladekondensator bei Vollweggleichrichtung



prägen uns aber ein, daß die Stromentnahme nicht größer als $I = 0,6 \cdot I_d$ werden darf. Für $I = 30 \text{ mA}$ muß der Gleichrichter einen Nenndurchlaßstrom von mindestens $I_d = \frac{I}{0,6} = \frac{30 \text{ mA}}{0,6} = 50 \text{ mA}$ haben. Wir entscheiden uns nach Tafel 10e auf Seite 360 für die Siliziumdiode SY 210 bzw. SY 230 (1000 V/1 A). Der Widerstand R_3 parallel zum Siebkondensator C_2 sorgt dafür, daß sich beide Kondensatoren nach dem Ausschalten entladen und die Spannung nicht noch lange Zeit speichern.

Vollweggleichrichtung ist für größere Ströme vorteilhafter

Wie wir bereits wissen, ist die Welligkeitsspannung ΔU_1 vom entnommenen Strom abhängig. Obwohl wir die Trafowicklung für die Niederspannung für 1,5 A ausgelegt haben, soll die Gleichstromentnahme nicht größer als 1 A werden. Dann können wir gleichzeitig noch einen Wechselstrom von 0,5 A entnehmen.

Nach unseren bisherigen Kenntnissen müßte für $\Delta U_1 = 1 \text{ V}$ der Ladekondensator eine Kapazität von $C_L = 5 \cdot 10^{-3} \text{ s} \cdot \frac{1 \text{ A}}{1 \text{ V}} = 5 \cdot 10^{-3} \text{ F} =$

5000 μF haben. Dieser Wert liegt sehr hoch. Wir haben aber eine Möglichkeit, ihn zu verkleinern. Bei unserer ersten Teilschaltung nutzten wir nur eine Hälfte der Wechselspannung aus. Wenn beide Halbschwingungen den Kondensator aufladen, wird die Zeitdifferenz zwischen den aufeinanderfolgenden Ladungen kleiner und damit auch die Brummspannung ΔU_1 (vgl. Bild 3.8). Diese Zweiweg- oder Vollweggleichrichtung erfordert entweder zwei gleiche Trafowicklungen und zwei Gleichrichter oder eine Wicklung und vier Gleichrichter, die zur sogenannten *Graetzschaltung* vereinigt werden. Die zweite Möglichkeit wenden wir an. Der Faktor k_3 beträgt für die Vollweggleichrichtung $2 \cdot 10^{-3} \text{ s}$. Damit er-

niedrigt sich die Kapazität des Ladekondensators auf $C_L = 2 \cdot 10^{-3} \text{ s} \cdot \frac{1 \text{ A}}{1 \text{ V}}$
 $= 2000 \mu\text{F}$. Wir verwenden einen Elektrolytkondensator von $2000 \mu\text{F}$
 und $25/30 \text{ V}$.

Die Strom- und Spannungsbelastung eines Vollweggleichrichters unterscheidet sich von der des Einweggleichrichters und ist außerdem auch für die beiden möglichen Schaltungen nach Bild 3.8b und c unterschiedlich.

Während die Spannungsbelastung der beiden Gleichrichter im Bild 3.8b genau gleich der des Einweggleichrichters ist ($U_{\text{sp}} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{\sim}$), verteilt sich bei der Graetzschaltung im Bild 3.8c sowohl die Trafospaltung als auch die Spannung des Ladekondensators jeweils auf zwei hintereinanderliegende Dioden. Die Kondensatorspannung liegt an den Reihenschaltungen G_1 und G_2 sowie G_3 und G_4 , die Aufteilung der Trafospaltung erkennt man sehr schnell an den möglichen Stromwegen: In der einen Halbperiode kann der Strom über G_1 , C_L und G_3 , in der anderen über G_4 , C_L und G_2 fließen.

Hier braucht die Sperrspannung jeder einzelnen Diode nur halb so groß wie in den ersten beiden Fällen zu sein. Für die Niederspannungsteilschaltung unseres Stromversorgungsgerätes beträgt die Wechselspannung $U_{\sim} = 24 \text{ V}$. Demnach müssen die Gleichrichter eine Sperrspannung von mindestens $U_{\text{sp}} = \sqrt{2} \cdot U_{\sim} = \sqrt{2} \cdot 24 \text{ V} \approx 34 \text{ V}$ haben.

Die Strombelastung ist für beide Vollweg-Gleichrichterschaltungen gleich. Der Ladestrom verteilt sich innerhalb einer Periode jeweils auf zwei Dioden (in jeder Halbperiode fließt der Ladestrom über eine Diode bei der Zweiwegschaltung bzw. über zwei hintereinanderliegende Dioden bei der Graetzschaltung), so daß wir hier mit einem Verbraucherstrom von $I = 1,5 \cdot I_d$ rechnen dürfen.

Da wir unserer Niederspannungsteilschaltung einen Gleichstrom von 1 A entnehmen wollen, müssen die Gleichrichter einen maximalen

Durchlaßstrom von $I_d = \frac{I}{1,5} = \frac{1 \text{ A}}{1,5} = 0,67 \text{ A}$ haben. Wir wählen vier

Siliziumdioden vom Typ SY 200 bzw. SY 220 ($75 \text{ V}/1 \text{ A}$) aus.

Damit die Welligkeitsspannung von $\Delta U_1 = 1 \text{ V}$ weiter herabgesetzt wird und außerdem die Gleichspannung sowohl stetig auf jeden gewünschten Wert eingestellt werden kann und dann – auch bei unterschiedlicher Stromentnahme – unverändert bleibt, schalten wir an den Ladekondensator noch eine elektronische Regelschaltung.

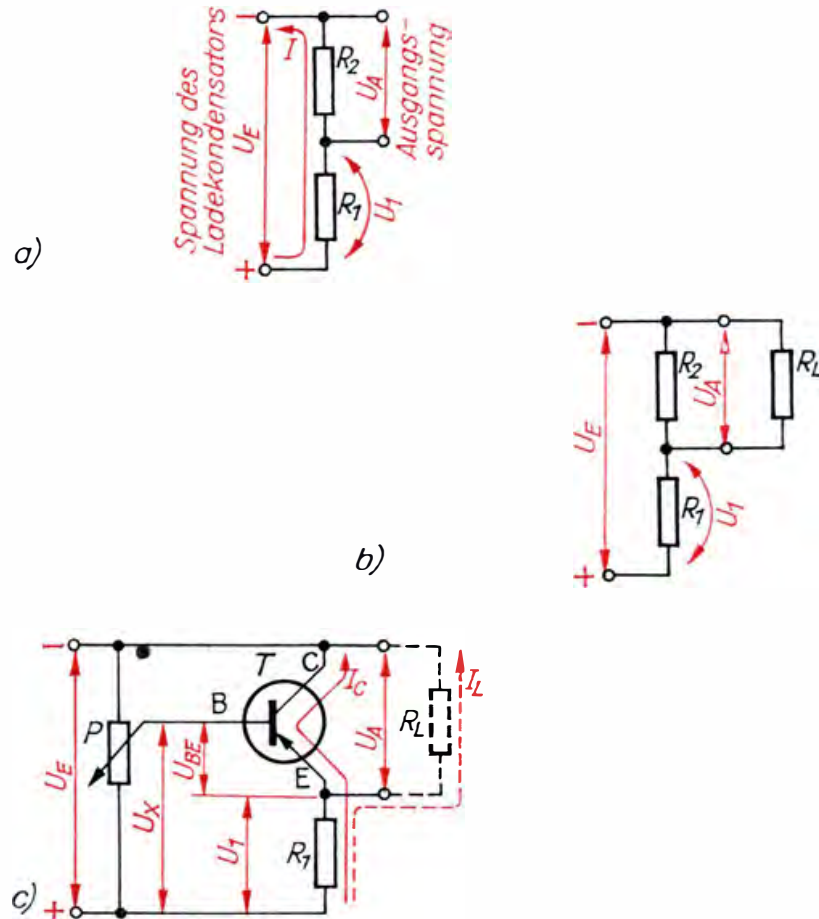
Ein lastunabhängiger Spannungsteiler

Um seine Funktion zu verstehen, müssen wir uns noch einmal mit der Schaltung von Widerständen befassen.

Beispiel 1: Im Bild 3.9a sind zwei Widerstände in Reihe an eine Spannung U_E gelegt. U_E sei die Spannung des Ladekondensators und betrage 13 V , R_1 sei 7Ω und R_2 6Ω groß. Der Gesamtwiderstand beträgt dann 13Ω , und es fließt ein Strom von 1 A . An R_1 fallen 7 V ab, an R_2 6 V , die wir als Ausgangsspannung verwenden wollen. R_1 und R_2 bilden einen *Spannungsteiler*.

Beispiel 2: Wenn wir nun nach Bild 3.9b parallel zu R_2 einen Lastwiderstand $R_L = 6 \Omega$ schalten, beträgt der Gesamtwiderstand von R_2 und R_L nur noch 3Ω . Dieser liegt in Reihe mit $R_1 = 7 \Omega$, so daß an U_E

Bild 3.9
 Zur Spannungsteilung
 a) Unbelasteter
 Spannungsteiler
 b) Spannungsteiler
 mit Lastwider-
 stand
 c) Lastunabhängiger
 Spannungsteiler
 mit Transistor als
 veränderlichem
 Teilwiderstand:
 Spannungsregler



ein Widerstand von 10Ω wirksam wird. Jetzt steigt der Strom auf $I = \frac{13 \text{ V}}{10 \Omega} = 1,3 \text{ A}$, an R_1 fallen $U_1 = 7 \Omega \cdot 1,3 \text{ A} = 9,1 \text{ V}$ ab, die Ausgangsspannung sinkt deshalb auf $U_A = 13 \text{ V} - 9,1 \text{ V} = 3,9 \text{ V}$.

Ein derartig einfacher Spannungsteiler ist also nicht zum Konstanthalten einer bestimmten Ausgangsspannung geeignet.

Beispiel 3: Um die Ausgangsspannung auf einem festen Wert zu halten – und das ist der Sinn einer Regelschaltung –, müßte der Widerstand R_2 bei Anschluß von $R_L = 6 \Omega$ größer werden. Angenommen, R_2 erhöhte sich auf 240Ω , dann wäre die Parallelschaltung von R_2 und R_L $5,85 \Omega$ groß, und zusammen mit $R_1 = 7 \Omega$ lägen $12,85 \Omega$ an U_E .

Es flöse ein Strom $I = \frac{13 \text{ V}}{12,85 \Omega} = 1,01 \text{ A}$, und an R_1 fielen $U_1 = 7 \Omega \cdot 1,01 \text{ A} = 7,07 \text{ V}$ ab. Die Ausgangsspannung würde dann nur auf $U_A = 13 \text{ V} - 7,07 \text{ V} = 5,93 \text{ V}$ absinken, also um nur $0,07 \text{ V}$ im Vergleich zu dem Fall, daß kein Lastwiderstand angeschlossen ist.

Nun wissen wir jedoch, daß ein Schicht- oder Drahtwiderstand seinen Wert nicht ändern kann. Deshalb setzen wir in unserer Regelschaltung für R_2 einen anderen „Widerstand“ ein: einen *Transistor* (vgl. Bild 3.9c). Ohne an dieser Stelle schon genauer auf dieses Bauelement eingehen zu wollen – damit beschäftigen wir uns im Kapitel 5 –, sei hier das zum weiteren Verständnis Notwendige vorweggenommen.

Der Transistor ist ein Halbleiterbauelement mit drei Anschlüssen: B (Basis), E (Emitter) und C (Kollektor). Mit einer Spannung U_{BE} zwischen B und E kann der Strom I_C von E nach C gesteuert werden.

Ist U_{BE} kleiner als 0,1 V, fließt kein Strom. Wird U_{BE} jedoch größer als 0,1 V, dann fließt ein Strom. Er wird um so stärker, je größer U_{BE} wird.

Der Lastwiderstand R_L im Bild 3.9c sei zunächst noch nicht angeschlossen. Mit dem veränderlichen Widerstand P (Potentiometer) wird die Eingangsspannung $U_E = 13\text{ V}$ so geteilt, daß $U_{BE} = 0,2\text{ V}$ beträgt. Bei dieser Spannung soll ein Strom von $I_C = 1\text{ A}$ durch R_1 und den Transistor fließen. Dann liegen die gleichen Verhältnisse vor wie im Beispiel 1. Über R_1 fallen 7 V ab, die Ausgangsspannung muß $U_A = 6\text{ V}$ und $U_x = U_{BE} + U_1 = 0,2\text{ V} + 7\text{ V} = 7,2\text{ V}$ betragen.

Schalten wir jetzt $R_L = 6\ \Omega$ an, dann steigt nach Beispiel 2 der Strom und ruft über R_1 einen größeren Spannungsabfall U_1 hervor. Da U_x fest auf 7,2 V eingestellt ist und ab $U_{BE} = 0,1\text{ V}$ durch den Transistor kein Strom mehr fließt (das entspricht einem großen Widerstand zwischen E und C), reichen dazu bereits $U_1 = U_x - U_{BE} = 7,2\text{ V} - 0,1\text{ V} = 7,1\text{ V}$ aus. Für diese Spannung genügt ein Strom von $I_L = \frac{7,1\text{ V}}{7\ \Omega} = 1,01\text{ A}$,

der jetzt als Laststrom ausschließlich über R_1 und R_L fließt. Die Ausgangsspannung beträgt $U_A = 13\text{ V} - 7,1\text{ V} = 5,9\text{ V}$, so daß jetzt tatsächlich die Verhältnisse von Beispiel 3 vorliegen. Die Ausgangsspannung bleibt, unabhängig von der Belastung, bis zu einer bestimmten Grenze nahezu konstant. Die Grenze wird durch den Strom I_C bestimmt, der im Falle ohne R_L durch den Transistor fließt. Größer darf auch der Laststrom nicht werden. So wie dieser ansteigt, geht I_C zurück. Sobald I_C Null wird, verliert die Regelschaltung ihre Wirksamkeit.

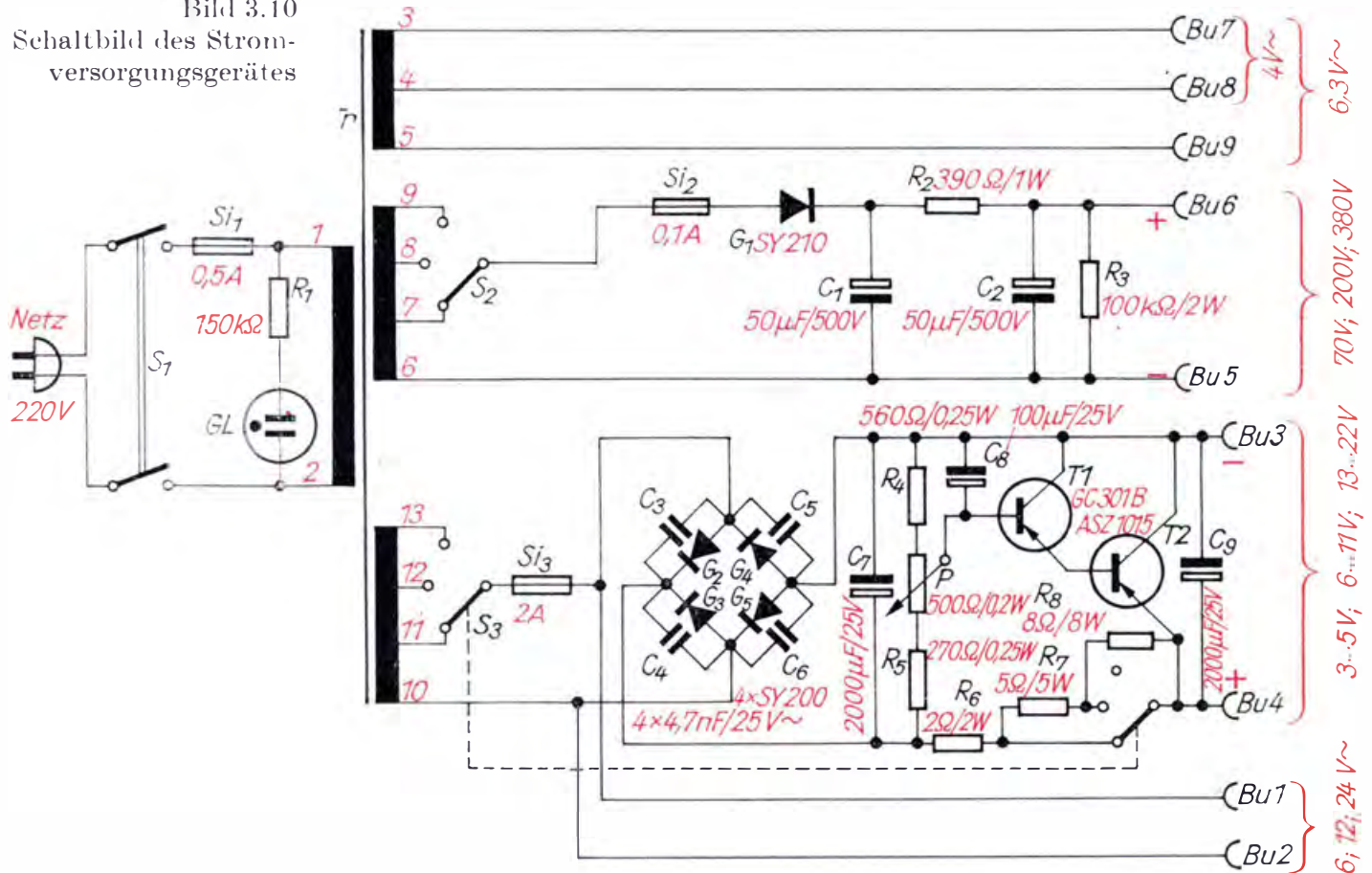
Neben dem Konstanthalten der Spannung bietet der Transistor auch die Möglichkeit, die Ausgangsspannung zwischen zwei Grenzwerten stetig einzustellen. Der eine Grenzwert wird vom Maximalstrom des Transistors bestimmt. Liegt dieser bei 1 A, so kann nach unserer Rechnung $U_A = 6\text{ V}$ eingestellt werden. Die andere Grenze hängt vom maximalen Laststrom ab. Soll dieser mindestens 0,3 A betragen, dann fällt über R_1 die Spannung $U_1 = 7\ \Omega \cdot 0,3\text{ A} = 2,1\text{ V}$ ab. Als Ausgangsspannung stellt sich $U_A = 13\text{ V} - 2,1\text{ V} = 10,9\text{ V}$ ein. Wenn für $I_C = 0,3\text{ A}$ z. B. $U_{BE} = 0,12\text{ V}$ erforderlich sind, muß $U_x = 0,12\text{ V} + 2,1\text{ V} = 2,22\text{ V}$ betragen. Durch das Vermindern der Spannung U_x von 7,2 V auf 2,22 V steigt U_A von 6 V auf 10,9 V. Damit wird ersichtlich, daß wir mit P die gewünschte Ausgangsspannung einstellen können.

Wir bauen das Stromversorgungsgerät

Die gesamte Schaltung des Stromversorgungsgerätes zeigt Bild 3.10. In der Netzleitung liegen ein zweipoliger Hauptschalter S_1 , eine Sicherung S_{i1} und eine Glimmlampe GL zur Netzkontrolle. Welchen Typ der Glimmlampe wir wählen, ist nebensächlich. Bei ihrem Kauf überzeugen wir uns, ob bereits vom Hersteller in den Sockel ein Vorwiderstand fest eingebaut wurde. Ist dies der Fall, dürfen wir den Widerstand R_1 weglassen.

Den vier Dioden G_2 bis G_5 des Graetzgleichrichters der Niederspannungsteilschaltung ist je ein Kondensator 4,7 nF/25 V parallel geschaltet. Diese verhindern unter Umständen auftretende Brummodulationen

Bild 3.10
Schaltbild des Strom-
versorgungsgerätes



beim Betrieb von Empfängerschaltungen mit unserem Stromversorgungsgerät. An den Ladekondensator C_7 schließt sich die im Prinzip besprochene Transistorregelschaltung an. Im Unterschied zu Bild 3.9c sind jedoch zwei Transistoren T1 und T2 vorhanden. Beide dürfen wir als einen einzigen auffassen, da beide Kollektoren direkt verbunden sind und der Emitter von T1 unmittelbar an der Basis von T2 liegt. Durch diese „Hintereinanderschaltung“ ändert sich am Grundsätzlichen nichts; die Regeleigenschaften werden jedoch bedeutend verbessert.

Das Potentiometer im Bild 3.9c ist durch zwei Widerstände R_4 und R_5 ergänzt worden. Sie sind notwendig, um die Höhe der Ausgangsspannung sinnvoll einzugrenzen. Diese muß nicht bis auf Null herabgesetzt werden, da wir drei Eingangsspannungen anlegen können. Mit dem Umschalten der Eingangsspannung verändern wir auch gleichzeitig den im Bild 3.9c mit R_1 bezeichneten Widerstand. Bei $U_E = 6\text{ V}$ beträgt er $R_6 = 2\ \Omega$; bei 12 V $R_6 + R_7 = 7\ \Omega$ und bei 24 V $R_6 + R_7 + R_8 = 15\ \Omega$. Die drei Widerstände stellen wir selbst aus Widerstandsdraht von mindestens $0,5\text{ mm}$ Durchmesser her (vgl. S. 12). Gut eignet sich dafür eine handelsübliche Heizwendel (sie wird fälschlicherweise als „Heizspirale“ bezeichnet) für $220\text{ V}/1000\text{ W}$.

Zum Ermitteln der richtigen Längen für die Widerstände verbinden wir ein Ende der Wendel mit einem Pol einer $1,5\text{-V}$ -Monozelle, den anderen Batteripol legen wir an einen Strommesser (Meßbereich 1 A). Über ein Kabel mit Krokodilklemme schließen wir nun den Stromkreis wieder an der Wendel. Für $R_6 = 2\ \Omega$ muß ein Strom von $I = \frac{1,5\text{ V}}{2\ \Omega} =$

0,75 A, für $R_7 = 5 \Omega$ von 0,3 A und für $R_8 = 8 \Omega$ von 0,187 A fließen. Wir ziehen dann die Wendel an der ermittelten Stelle auseinander und trennen sie mit einem Seitenschneider. Nach nochmaliger Stromkontrolle biegen wir an den Enden kleine Ösen, damit wir die Widerstände auf einem kleinen Pertinaxbrettchen anschrauben können. Am besten befestigen wir das Widerstandsbrettchen mit zwei Winkeln am Netztrafo (vgl. Bild 3.4).

Die Kondensatoren C_8 und C_9 dienen der weiteren Glättung der Ausgangsspannung.

Der Regeltransistor braucht einen Kühlkörper

Wenn sich im 24-V-Bereich C_7 auf 28 V bei einem Strom durch T2 von $I_C = 1 \text{ A}$ auflädt, fällt über der Kombination $R_6 + R_7 + R_8 = 15 \Omega$ die Spannung 15 V ab. Die Ausgangsspannung beträgt dann $28 \text{ V} - 15 \text{ V} = 13 \text{ V}$. Der Transistor T2 wird also mit einer Gleichstromleistung von $P = 13 \text{ V} \cdot 1 \text{ A} = 13 \text{ W}$ belastet, die er in Wärme umsetzen muß. Damit diese Wärme abgeführt und der Transistor nicht zerstört wird, braucht er einen Kühlkörper. Nach Bild 3.11a schneiden wir drei Aluminiumplatten als Kühlrippen aus, von denen jedoch nur eine die beiden Bohrungen W erhält. An dieser schrauben wir bei W einen Winkel nach Bild 3.11b an. Vier Quader aus 8 mm dickem Aluminium und etwa 30 mm Länge und 15 mm Breite mit einer 4-mm-Bohrung in der Mitte der größten Fläche sorgen für den notwendigen Abstand der drei Kühlrippen. Vor dem Zusammenbau entsprechend Bild 3.11c löten wir an den Emitteranschluß von T2 ein Stück Schaltdraht von 100 mm Länge und an den Basisanschluß eines von 25 mm. Über die Lötstellen schieben wir passenden Isolierschlauch. Den Transistor T1 befestigen wir mit einer kleinen Blechschelle ebenfalls am Kühlkörper, den Kollektoranschluß von T1 klemmen wir mit der Schelle fest, die Emitterfahne verlöten wir mit dem kurzen Basisanschluß von T2. Außerdem verschrauben wir mit dem Kühlkörper gleich eine Lötöse als Kollektoranschluß für beide Transistoren.

Eine Montageplatte nimmt die „Kleinteile“ auf

Die Widerstände R_2 bis R_5 sowie alle Kondensatoren und Dioden ordnen wir auf einer 2 bis 3 mm dicken Pertinaxplatte an. Dort, wo Lötstützpunkte erforderlich sind, nieten wir Lötösen ein. Die Abmessungen der Platte sowie die Lage der Bauelemente entnehmen wir Bild 3.12. Die Verbindungsleitungen auf der Plattenunterseite sind rot dargestellt. Zum Anschluß der negativen Pole der vier Elektrolytkondensatoren mit Schraubbefestigung legen wir je eine Ringscheibe mit Löt-fahne unter. Bei D1 bis D3 schrauben wir die Montageplatte später auf der Grundplatte des Stromversorgungsgerätes fest. Eine Ansicht der bestückten Montageplatte ist uns bereits von Bild 3.4 bekannt.

Wir gestalten die Frontplatte

Sie ist das „Gesicht“ unseres Stromversorgungsgerätes und muß ordentlich aussehen. Deshalb fertigen wir am besten auf fotografischem Wege ein Deckblatt an. Zunächst wird nach Bild 3.13 mit schwarzer Tusche

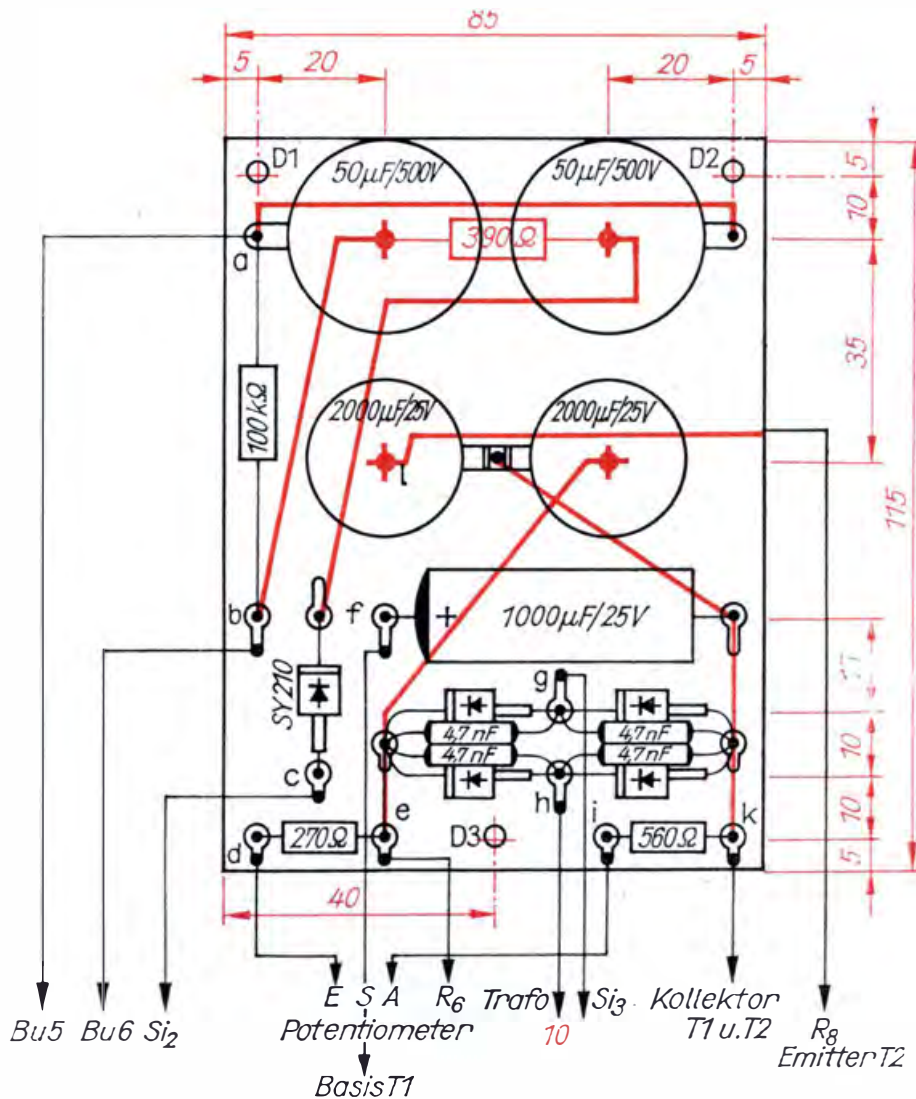


Bild 3.12
 So bestücken und verdrahten wir die Montageplatte

das „Negativ“ in Originalgröße auf Transparentpapier gezeichnet. Dann setzen wir in einer entsprechend großen Schale Papierentwickler an, beispielsweise ORWO-Papierentwickler N 103. In eine zweite gleich große Schale füllen wir Leitungswasser und geben eine geringe Menge Essig zu. Die dritte Schale schließlich enthält das Fixierbad. Als Fotopapier verwenden wir eine extra harte Sorte der Größe 180 mm × 240 mm. Läßt sich unser Arbeitsraum verdunkeln, können wir sofort das Deckblatt herstellen. Ist dies nicht möglich, warten wir bis zum Abend. Auf das mit der Schichtseite nach oben zeigende Fotopapier kommt unser transparentes Negativ. Eine kratzerfreie Glasplatte drückt beide Papiere gleichmäßig aufeinander. Zum Belichten können wir – falls vorhanden – einen Vergrößerungsapparat verwenden. Eine einfache Opallampe etwa einen Meter oberhalb des Papiers genügt aber auch. Die richtige Belichtungszeit ermitteln wir an Hand von Probestreifen. Das belichtete Papier wird dann entwickelt, zwischengewässert, fixiert, gewässert und getrocknet.

Das fertige schwarze Deckblatt mit weißer Beschriftung ist nun auf eine 4 mm dicke Pertinaxplatte von 150 mm × 200 mm zu kleben. Das machen wir folgendermaßen: Zuerst wird die Platte mit Sandpapier einseitig abgeschmirgelt, dann wird mit Duosan oder Mökol Zeichenpapier ohne Faltenbildung aufgeklebt. Zum gleichmäßigen Andrücken

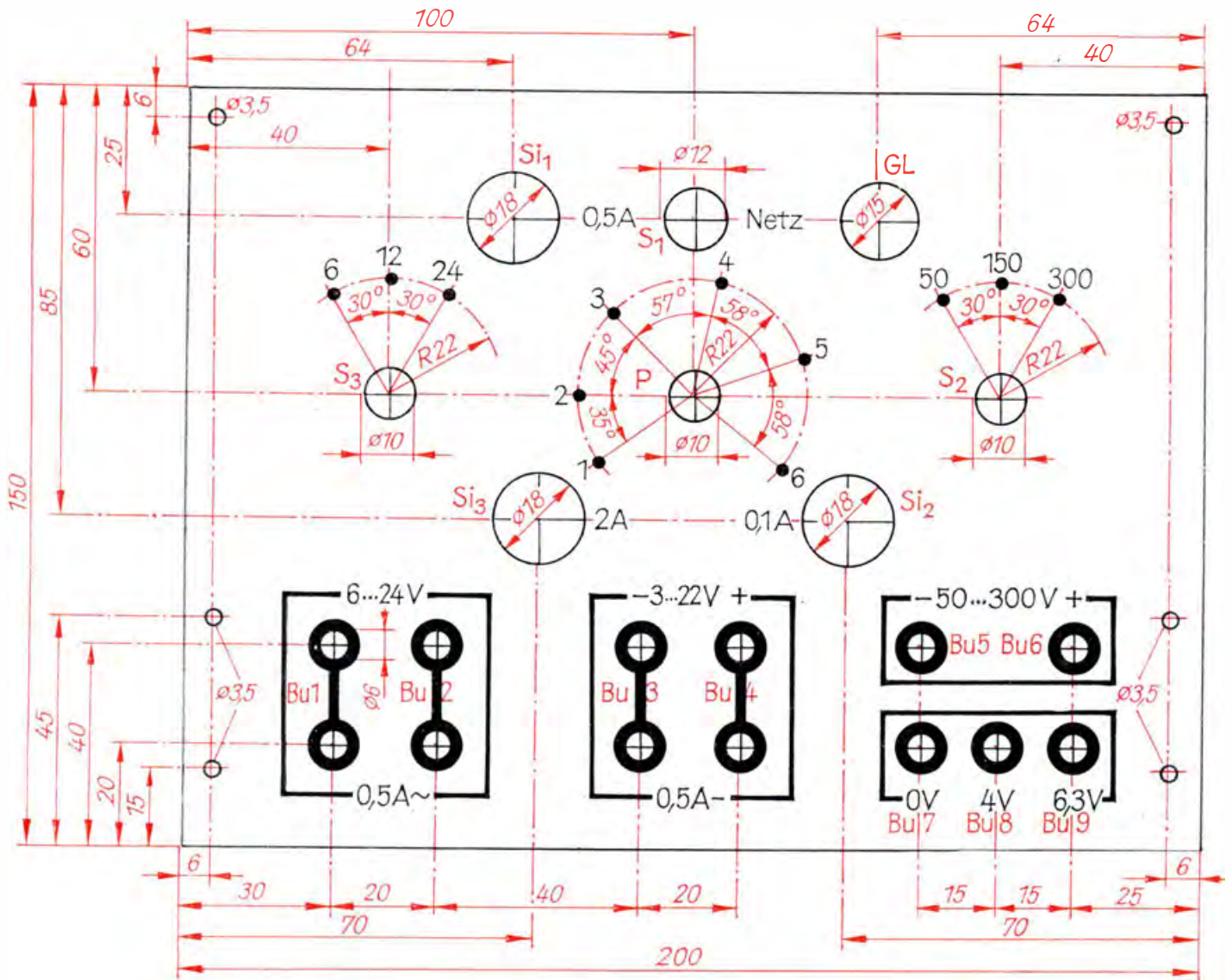
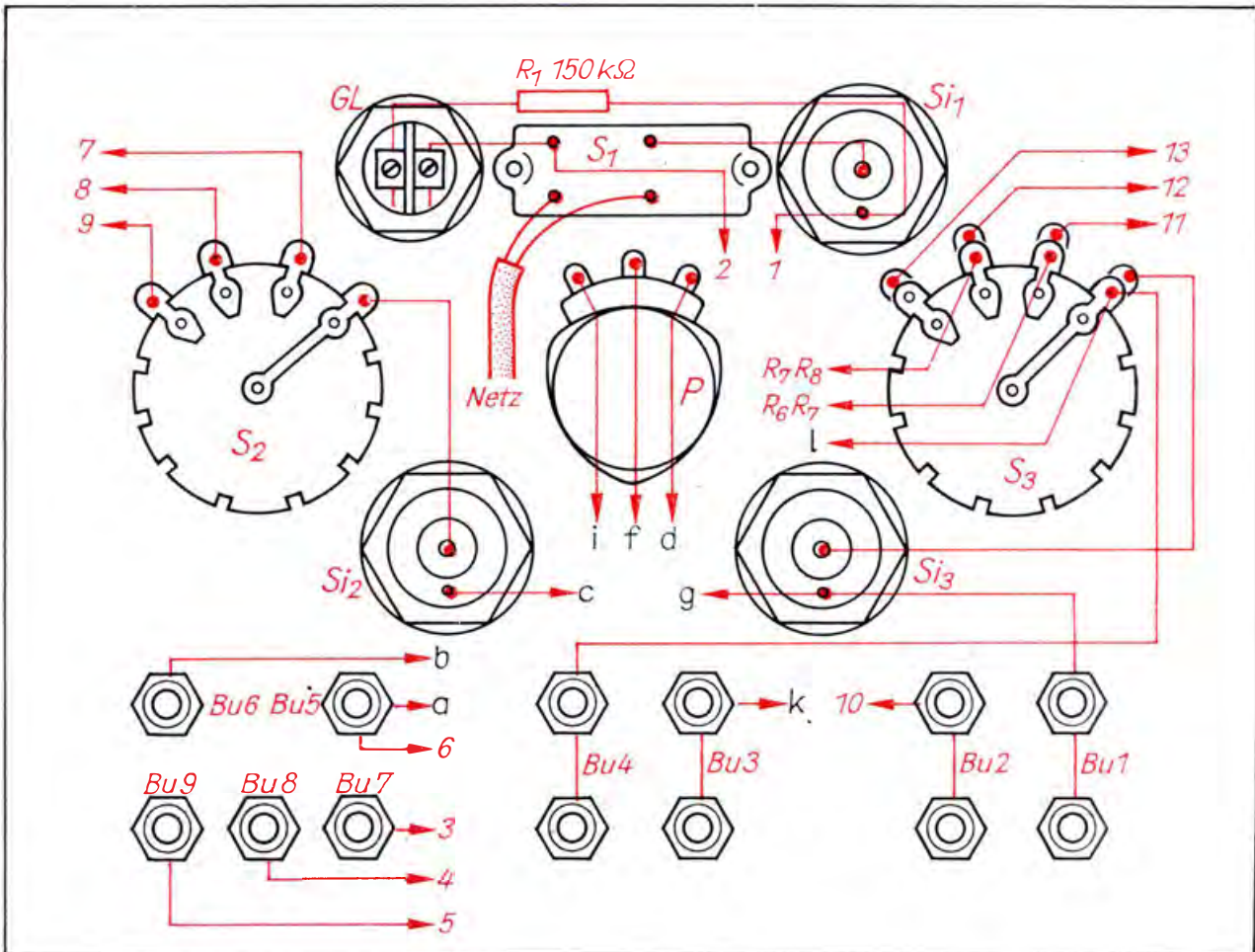


Bild 3.13
Das Negativ für die
Frontplatte des
Stromversorgungsgerätes

eignet sich gut ein Rollenquetscher. Nach etwa einer Stunde ist der Leim getrocknet, und nun kleben wir mit einer säurefreien Fotopaste das Deckblatt auf die Papierlage. Das Ganze lassen wir zwei bis drei Stunden trocknen. Dann bohren wir die Löcher für die an der Frontplatte zu befestigenden Bedienelemente und setzen diese ein. Für die Spannungen unter 42 V (Bu 1 bis 4, 7, 8 u. 9) dürfen wir einfache Telefonbuchsen verwenden, für den Mittelspannungsausgang kommen nur Telefonbuchsen mit isoliertem Kopf oder Apparatklemmen in Betracht (Bu 5 u. 6). Die Rückseite der Frontplatte verdrahten wir nach Bild 3.14 und verfolgen gleichzeitig die Leitungsführung im Schaltbild (s. Bild 3.10).

Nun müssen wir zunächst die Lötarbeiten unterbrechen und weitere Bauteile herstellen. Das Bohrschema der Grundplatte entnehmen wir Bild 3.15. Zwei Winkel nach Bild 3.16a aus 1 mm dickem Eisenblech verbinden die Grundplatte mit der Frontplatte. Die Dreieckseiten sollen mit den beiden Plattenrändern gleichmäßig abschließen. Dann fertigen wir zwei weitere Winkel nach Bild 3.16b (unsere Norm N 2). Die Maße in mm betragen:



rote Ziffern: Trafoanschlüsse
 schwarze Buchstaben: Lötösen der Montageplatte

a = 30; b = 15; c = 20; d = 1; e = 10; f = 10; h = 5; i = 4,5; k = 4,5. An der Bohrung i kleben wir mit Epasol EP 11, nach der abgewinkelten Seite zeigend, eine Mutter M4 an.

Bild 3.14
 Verdrahtungsplan der Frontplatte

So verläuft die Endmontage

In den Bohrungen A1 und A2 der Grundplatte schrauben wir mit je einer Schraube und Mutter M4 die beiden Winkel nach N2 so an, daß die freien Schenkel in einer Ebene mit den Dreieckflächen der Frontplattenwinkel liegen. Dann wird bei B1 bis B4 der Trafo ebenfalls mit Schrauben und Muttern M4 und bei C1 und C2 der Transistorkühlkörper mit Schrauben und Muttern M3 befestigt. Die Gewindebohrungen M3 dienen zum Anschrauben der Gummifüße.

Nun können wir weiter verdrahten. Zunächst verbinden wir die Trafoausgänge 6 bis 13 mit den Umschaltern S₂ und S₃ sowie den Telefonbuchsen Bu 5 und Bu 2. Bild 3.14 zeigt uns, wie wir anschließen müssen. Jeder Draht wird exakt gebogen und einzeln gelötet. Wir ordnen die Drähte so an, daß wir sie später in einem *Kabelbaum* zusammenlegen können. Dann schließen wir die Buchsen Bu 7, Bu 8 und Bu 9 in der richtigen Reihenfolge an die Trafoausgänge 3, 4 und 5 sowie den Hauptschalter S₁ und die Sicherung Si₁ an die Anschlüsse 1 und 2 der Primärwicklung an.

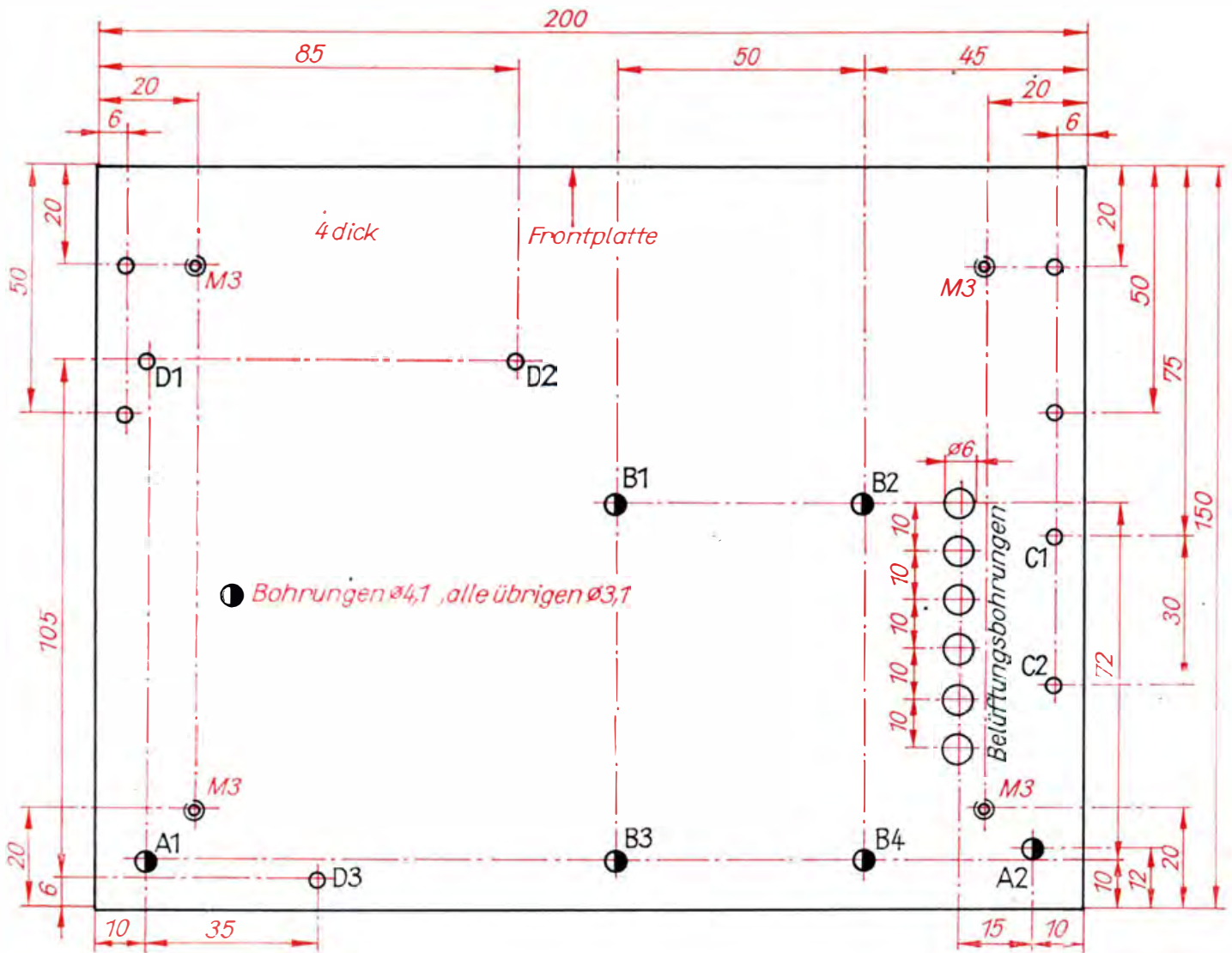


Bild 3.15
Die Grundplatte des
Stromversorgungs-
gerätes

Die Montageplatte wird mit 30 mm langen Schrauben M3 bei D1 bis D3 auf der Grundplatte angeschraubt. Den richtigen Abstand von 20 mm zwischen Grundplatte und Montageplatte stellen drei Klötzchen aus Hartholz oder Metall her. Sie erhalten eine Bohrung von 3,5 mm Durchmesser. Nun können die Verbindungsleitungen zwischen Montageplatte und Frontplatte (a bis d, f, g, i und l) sowie den Drahtwiderständen (e und l) und der Transistoreinheit (f, k und l) verlegt werden. Zum Schluß schließen wir noch die zweite Ebene von S_3 an die Verbindungsstellen der Drahtwiderstände und an S_1 das Netzkabel an. Mit einer passenden Schelle klemmen wir es bei B3 an der Grundplatte fest.

Bevor wir die Spannungen an den Ausgangsbuchsen prüfen, vergessen wir nicht, die drei Sicherungen einzusetzen. An den Buchsen Bu 5 und Bu 6 messen wir etwa 75 V, 210 V und 400 V. Die Spannungswerte und die maximal entnehmbaren Ströme am Buchsenpaar Bu 3 und Bu 4 entnehmen wir der folgenden Tabelle.

Stellung von S_2	Stellung des Potentiometers P					
	1	2	3	4	5	6
6 V	3	3,2	3,5	4	4,5	5
12 V	6	7	8	9	10	11
24 V	13	14,5	16	18	20	22
I_{\max} in A	1,00	0,85	0,75	0,65	0,50	0,40

Am besten bringen wir diese Tabelle – mit den am selbstgebauten Gerät gemessenen Werten – an der Rückseite des noch zu fertigenden Gehäuses an. Die Welligkeitsspannung beträgt im 6-V-Bereich $\Delta U = 70 \text{ mV}$, im 12-V-Bereich 20 mV und im 24-V-Bereich 15 mV .

Ist alles in Ordnung, binden wir die Kabelbäume. Wie man das richtig macht, entnehmen wir Bild 3.17.

Bild 3.18 zeigt den Aufbau des Stromversorgungsgerätes. Damit es nicht übermäßig verstaubt oder wir gar unbeabsichtigt in die Verdrahtung greifen, bauen wir noch ein Gehäuse. Die Abmessungen sind aus Bild 3.19 ersichtlich. Rückwand und Oberseite versehen wir mit genügend Bohrungen, damit eine gute Belüftung gesichert ist und kein Wärmestau eintritt. Das nunmehr betriebsbereite Stromversorgungsgerät können wir im Bild 3.20 betrachten.

Mutter M4
mit EP11 angeklebt,
Blech durchbohrt ($\varnothing 4,5$)

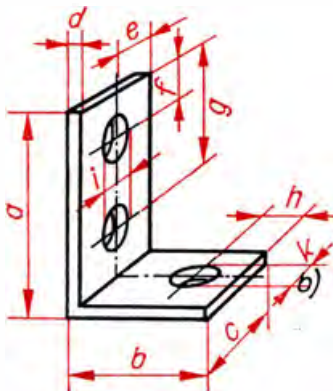
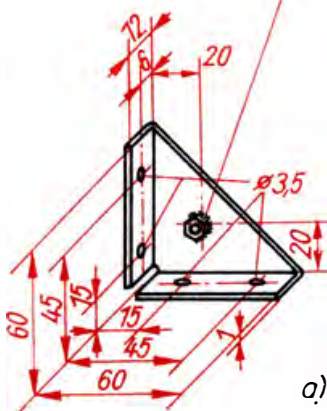


Bild 3.16 (links)
a) Die Winkel zum Verschrauben der Grundplatte mit der Frontplatte
b) Unsere Norm N 2: der Haltewinkel

Bild 3.17
So wird ein Kabelbaum abgebunden

Bild 3.18
 Blick in das Innere
 des Strom-
 versorgungsgerätes

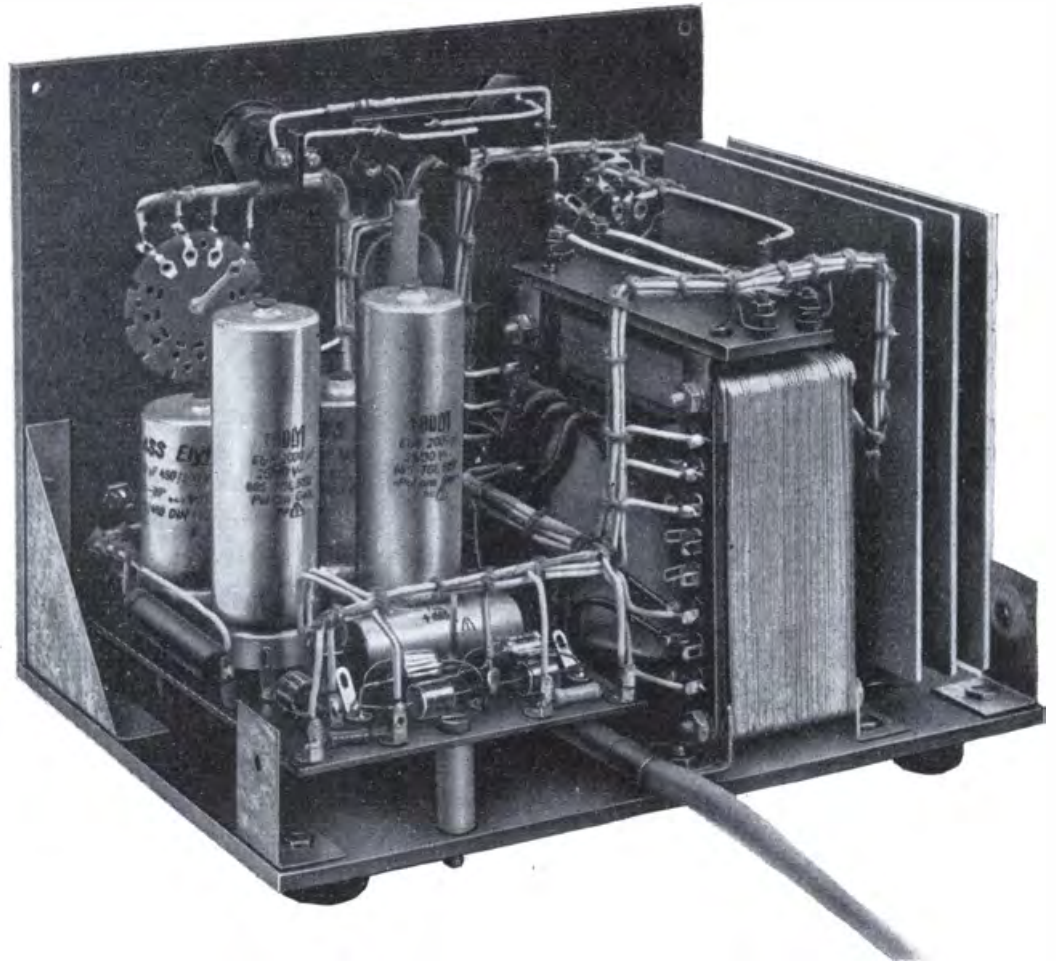


Bild 3.19
 Die Abmessungen des
 Gehäuses für das
 Stromversorgungs-
 gerät

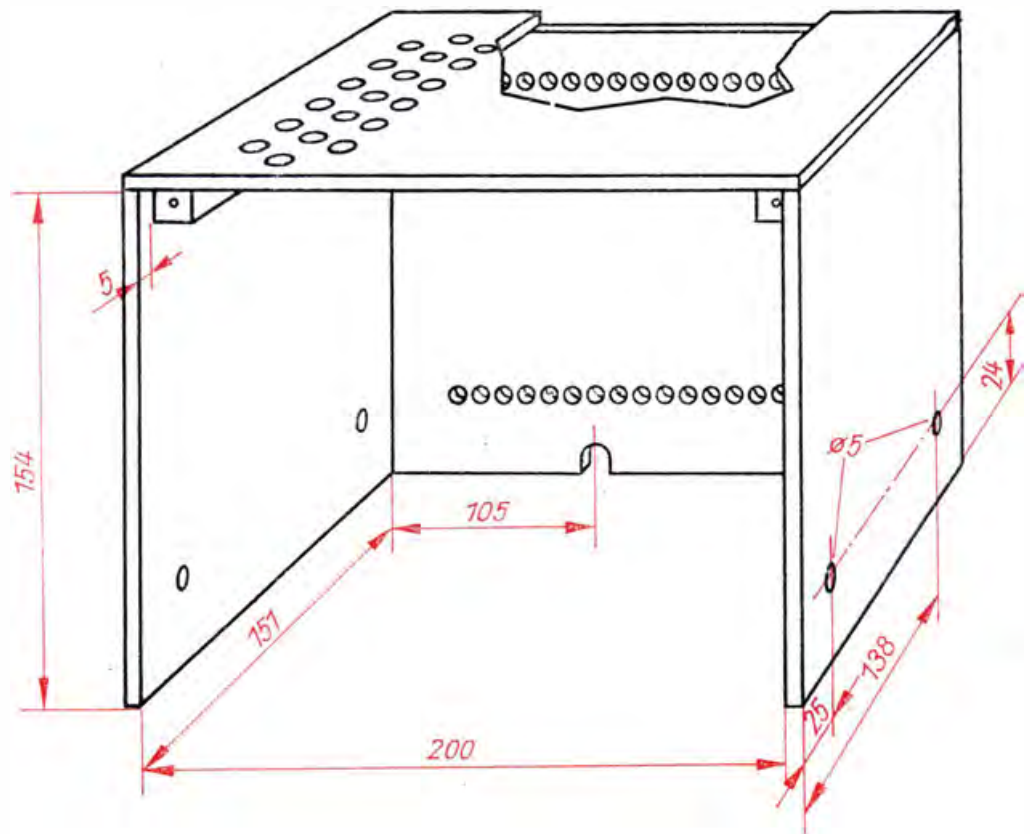


Bild 3.20
Unser Stromversor-
gungsgerät



Wenn wir anschließend Versuche mit dem Stromversorgungsgerät durchführen, wollen wir noch folgenden Hinweis beachten:
Spannungen über 42 V sind für den menschlichen Organismus lebensgefährlich!

Für alle Versuche mit Spannungen oberhalb 42 V merken wir uns:
Vor Anlegen der Spannung Versuchsaufbau gründlich auf Schaltungsfehler untersuchen!

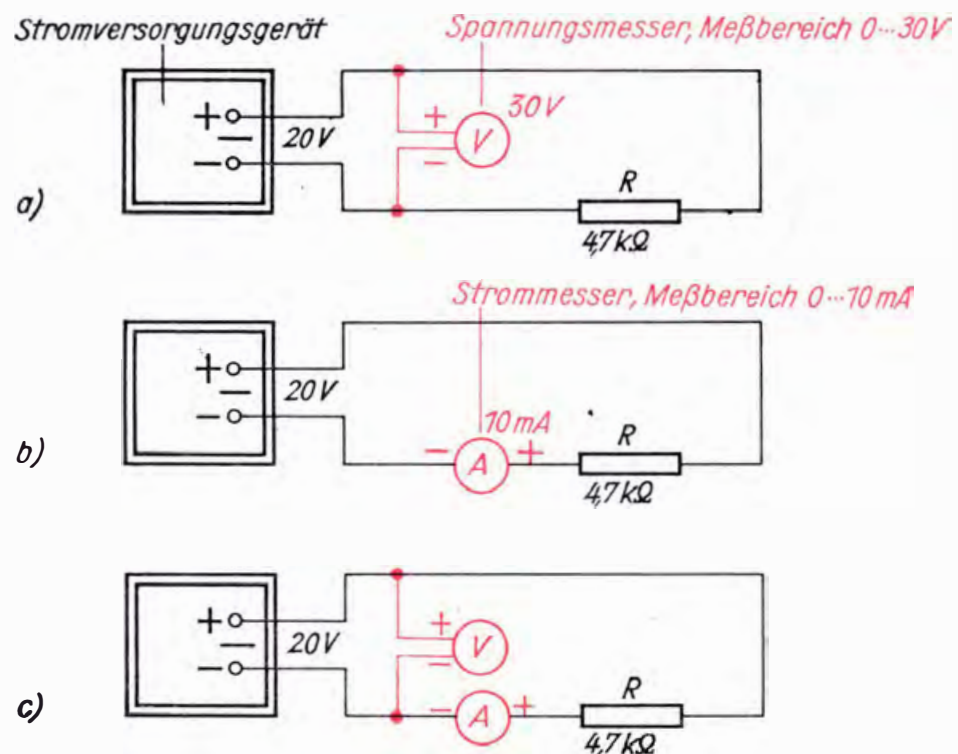
Während der Versuchsdurchführung keine blanken Stellen innerhalb der Leitungsführung berühren!

Niemals eine Schaltung unter Spannung ändern! Auch bei kleinen Schaltungsänderungen erst alles abschalten und Versuchsaufbau von der Spannungsquelle trennen!

4. Wir experimentieren mit Widerständen

Nach unseren bisherigen Erfahrungen läßt sich ein Widerstand mit Hilfe der Gleichung $R = \frac{U}{I}$ berechnen. Diesen Zusammenhang wollen wir experimentell bestätigen. Zu diesem Zweck messen wir den durch einen Widerstand bekannter Größe bei einer bestimmten Spannung fließenden Strom. Als Meßgerät verwenden wir beispielsweise einen Multiprüfer, einen anderen Vielfachmesser oder ein selbstgebautes Meßinstrument¹. Die erforderliche Gleichspannung entnehmen wir dem Niederspannungsausgang unseres Stromversorgungsgerätes. Zunächst ermitteln wir nach Bild 4.1a bei angeschlossenem Widerstand die Spannung, dann nach Bild 4.1b den fließenden Strom. Mit zwei Meßgeräten können wir auch Strom und Spannung gleichzeitig messen (vgl. Bild 4.1c). Hat unser Schichtwiderstand eine Größe von $4,7 \text{ k}\Omega$ und zeigen

- Bild 4.1
So werden Widerstandswerte durch Strom- und Spannungsmessung ermittelt:
- Messen der anliegenden Spannung
 - Messen des hindurchfließenden Stromes
 - Gleichzeitiges Messen von Strom und Spannung



¹⁾ In Backe/König „Elektrotechnik selbst erlebt“ ist der Bau eines Drehspulgerätes mit den Meßbereichen 20 mA ; $0,2 \text{ A}$; 2 A ; 2 V ; 20 V ; 200 V und eines Dreheisenengerätes mit den Meßbereichen $0,2 \text{ A}$; 2 A ; $20/40 \text{ V}$ und $100/200 \text{ V}$ beschrieben.

die Meßgeräte die Werte $U = 20 \text{ V}$, $I = 4,3 \text{ mA}$ an, so erhalten wir durch Division

$$R = \frac{U}{I} = \frac{20 \text{ V}}{4,3 \text{ mA}} = 4,65 \text{ k}\Omega.$$

Der berechnete Wert stimmt recht gut mit dem aufgedruckten überein. Mit diesem Verfahren erhalten wir jedoch keine sehr genauen Ergebnisse, weil jedes Meßgerät einen Innenwiderstand hat. Für unsere Belange reicht die Genauigkeit aber aus. Da wir in diesem Versuch mit Gleichstrom gearbeitet haben, bezeichnen wir den Widerstand auch als *Gleichstromwiderstand* oder als *Ohmschen Widerstand*. Wiederholen wir den Versuch mit Wechselstrom! Bei einer Wechselspannung von $U_{\sim} = 24 \text{ V}$ fließt ein Strom von $I_{\sim} = 5,2 \text{ mA}$. Der *Wechselstromwiderstand* beträgt demnach

$$R_{\sim} = \frac{U_{\sim}}{I_{\sim}} = \frac{24 \text{ V}}{5,2 \text{ mA}} = 4,6 \text{ k}\Omega.$$

Beide Werte unterscheiden sich kaum. Wir wollen nun einige Versuche durchführen, die uns zeigen, daß sich nicht alle „Widerstände“ im Wechselstromkreis genauso wie im Gleichstromkreis verhalten.

Im Wechselstromkreis treten neue Erscheinungen auf

Ein Ohmscher Widerstand von 330Ω und ein Becherkondensator von $10 \mu\text{F}$ sind nach Bild 4.2 mit je einem Glühlämpchen von $4 \text{ V}/0,1 \text{ A}$ in Reihe geschaltet. Beide Widerstandskombinationen legen wir gleichzeitig an eine Gleichspannung von etwa 22 V . Nur das Lämpchen hinter dem Ohmschen Widerstand leuchtet, das andere bleibt dunkel. Das darf uns nicht wundern, denn der Kondensator stellt ja eine Leitungsunterbrechung dar. Verwenden wir nun beim nächsten Versuch eine Wechselspannung von 24 V . Jetzt brennen zu unserer Überraschung beide Lämpchen etwa gleich hell. Unser Kondensator hat im Wechselstromkreis *scheinbar* einen Widerstand von etwa 300Ω , während er im Gleichstromkreis einen sehr, sehr großen hat. Wir wollen den Wechselstromwiderstand des Kondensators als *kapazitiven Scheinwiderstand* bezeichnen und ihm – zur Unterscheidung vom Ohmschen Widerstand – das Symbol R_C verleihen. Untersuchen wir ihn etwas genauer!

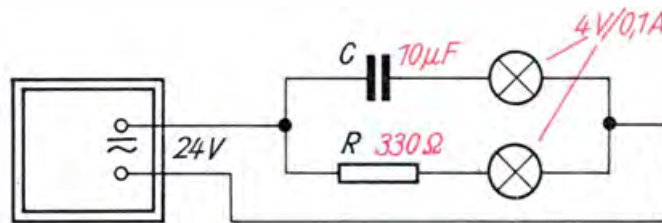


Bild 4.2
Kondensator und Ohmscher Widerstand an Gleich- und Wechselspannung

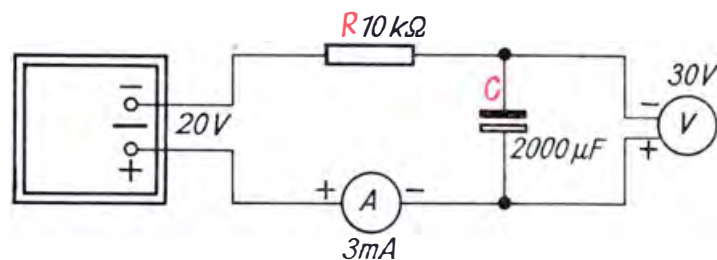
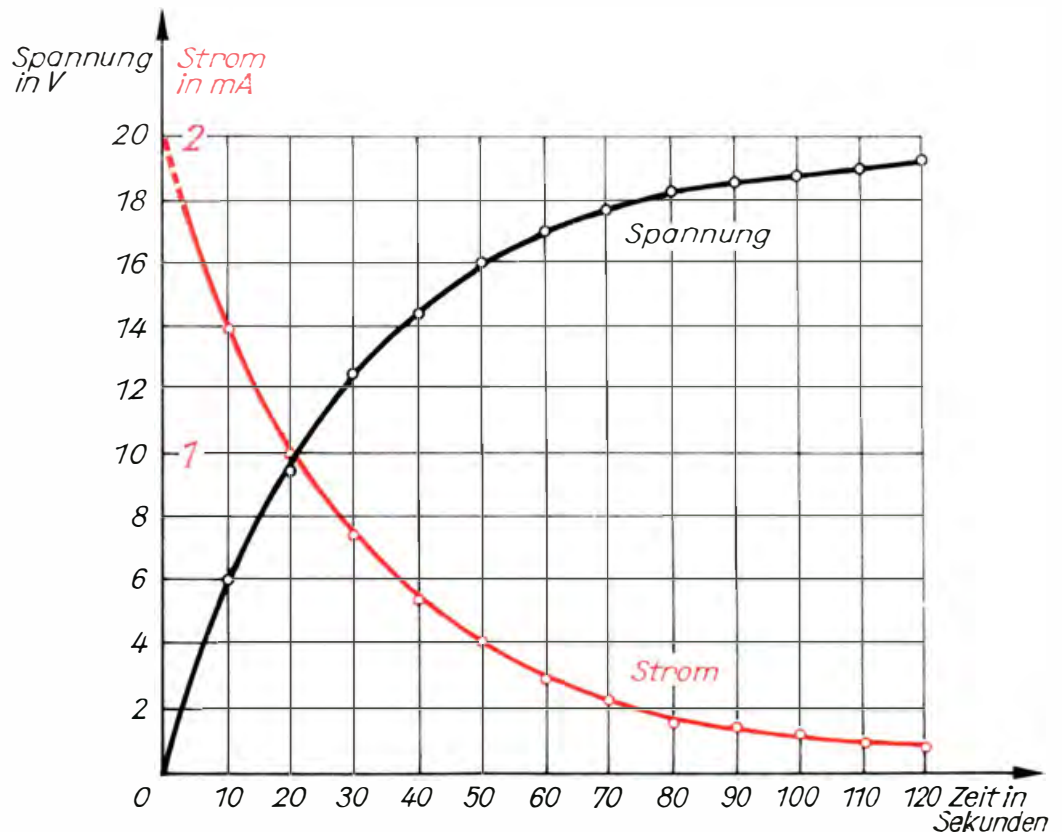


Bild 4.3
Wir laden einen Kondensator auf

Wie aus Bild 4.3 ersichtlich, schalten wir einen Kondensator der Kapazität $2000 \mu\text{F}$ mit einem Widerstand von $10 \text{ k}\Omega$ in Reihe an eine Gleichspannung von 20 V und nehmen zunächst die Kondensatorspannung in Abhängigkeit von der Zeit auf. Wir lesen die Kondensatorspannung zwei Minuten lang alle 10 Sekunden ab. Die zu den angegebenen Zeiten ermittelten Spannungswerte übertragen wir in ein Diagramm nach Bild 4.4, verbinden die eingezeichneten Punkte und erhalten die Spannungskurve einer Kondensatoraufladung.

Bild 4.4
Strom- und Spannungsverlauf während der Aufladung eines Kondensators



Anschließend entladen wir bei abgeschaltetem Stromversorgungsgerät den Kondensator über einen Widerstand von etwa $1 \text{ k}\Omega$. Dann nehmen wir die Ladestromkurve in der gleichen Art wie die Spannungskurve auf. Als Ergebnis halten wir fest: Bei einem Einschaltvorgang hat die Spannung am Kondensator den Wert Null, der Strom dagegen ein Maximum. Nach einer gewissen Zeit erreicht die Spannung ein Maximum, während der Strom auf Null sinkt. Dieser Versuch ist geeignet, die Abhängigkeit des Stromes von der Spannungsänderung am Kondensator zu ergründen. Deshalb ermitteln wir für die Zeitdifferenzen $\Delta t = 10 \text{ s}$ vom Beginn der $10.$ Sekunde bis zum Ende der $60.$ Sekunde und vielleicht noch für den Zeitraum von der $110.$ bis zur $120.$ Sekunde die Spannungsänderungen ΔU sowie die zugehörigen mittleren Ströme I . Bei $t_1 = 10 \text{ s}$ betrug $U_1 = 6,0 \text{ V}$ und $I_1 = 1,4 \text{ mA}$, bei $t_2 = 20 \text{ s}$ war $U_2 = 9,75 \text{ V}$ und $I_2 = 1,0 \text{ mA}$. Wir berechnen

$$\frac{\Delta U}{\Delta t} = \frac{U_2 - U_1}{t_2 - t_1} = \frac{9,75 \text{ V} - 6,0 \text{ V}}{20 \text{ s} - 10 \text{ s}} = \frac{3,75 \text{ V}}{10 \text{ s}} = 0,375 \frac{\text{V}}{\text{s}} \text{ und}$$

$$I = \frac{I_1 + I_2}{2} = \frac{1,4 \text{ mA} + 1,0 \text{ mA}}{2} = 1,2 \text{ mA}.$$

Für das nächste Wertepaar wird $t_1 = 20$ s und $t_2 = 30$ s usw., so daß wir schließlich folgende Wertetabelle erhalten:

t in s	I in mA	$\frac{\Delta U}{\Delta t}$ in $\frac{V}{s}$
10...20	1,20	0,375
20...30	0,87	0,275
30...40	0,65	0,20
40...50	0,48	0,15
50...60	0,35	0,10
110...120	0,09	0,03

Übertragen wir diese Wertepaare in ein neues Diagramm (vgl. Bild 4.5), so wird deutlich, daß sie nahezu auf einer Geraden liegen. Zwischen dem Strom I und der Spannungs-Änderungsgeschwindigkeit $\frac{\Delta U}{\Delta t}$ muß demnach direkte Proportionalität bestehen, und wir dürfen schreiben:

$$I = k \cdot \frac{\Delta U}{\Delta t} .$$

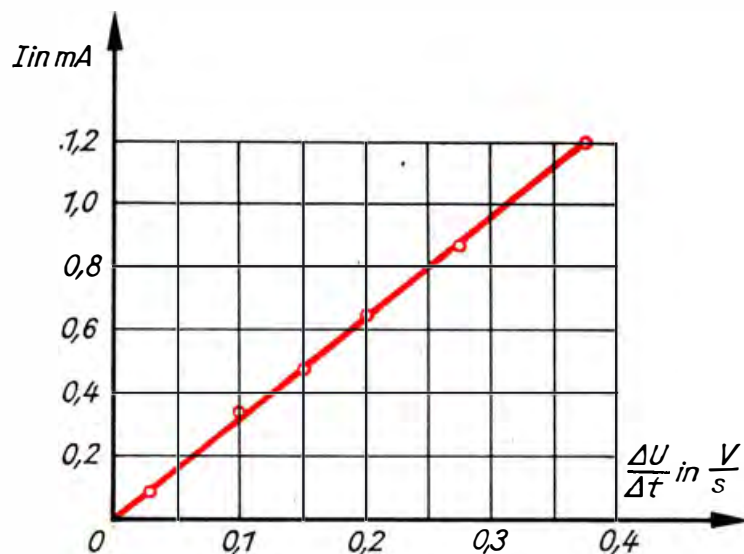


Bild 4.5
Der Kondensatorstrom verhält sich wie die Änderungsgeschwindigkeit der Spannung

Welche Größe sich hinter dem Proportionalitätsfaktor k verbirgt, erfahren wir durch eine neue Rechnung. Wir stellen deshalb die Gleichung nach k um und setzen dann für I und $\frac{\Delta U}{\Delta t}$ ein beliebiges Wertepaar aus unserer Tabelle ein:

$$k = \frac{I}{\frac{\Delta U}{\Delta t}} = \frac{1,20 \text{ mA}}{0,375 \frac{V}{s}} = 3,2 \cdot 10^{-3} \frac{As}{V} = 3200 \mu F.$$

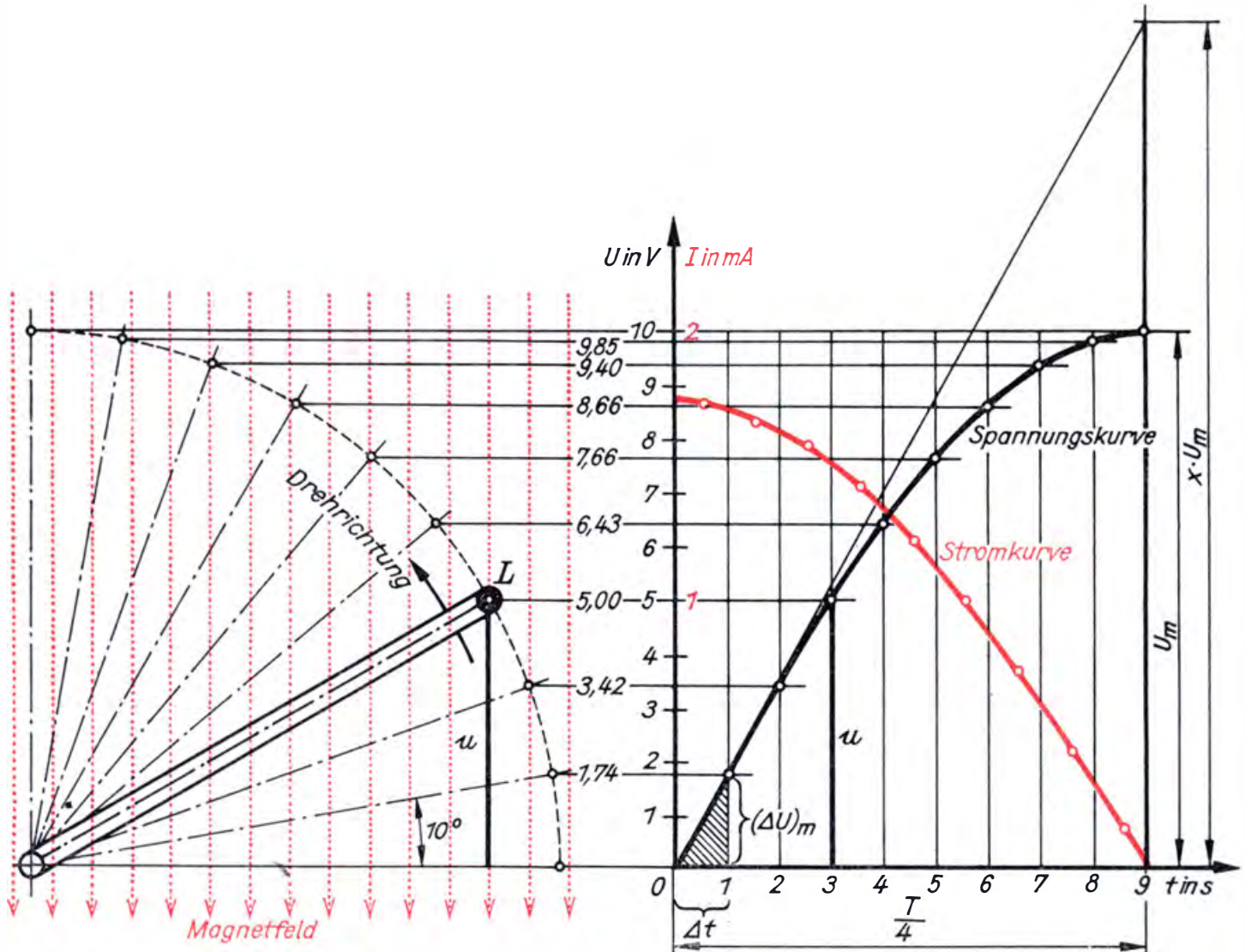
Die Maßeinheit von k verrät, daß es sich um eine Kapazität handeln muß. Wenn auch der Zahlenwert nicht mit dem auf unserem Kondensator aufgedruckten übereinstimmt, so ist k doch nichts anderes als dessen

Kapazität. Wir müssen nämlich wissen, daß Elektrolytkondensatoren Kapazitätstoleranzen von -10% bis $+100\%$ haben können. Die tatsächliche Kapazität eines Kondensators mit dem Aufdruck $2000\ \mu\text{F}$ kann demnach zwischen $1800\ \mu\text{F}$ und $4000\ \mu\text{F}$ liegen! Der endgültige Zusammenhang zwischen Strom und Spannungs-Änderungsgeschwindigkeit am Kondensator lautet also

Bild 4.6
Konstruktion der Kurve einer sinusförmigen Wechselspannung und Berechnung des Kondensatorwechselstromes

$$I = C \frac{\Delta U}{\Delta t} .$$

Diese Gleichung gestattet uns, zwei wichtige Aussagen über das besondere Verhalten einer Kapazität im Wechselstromkreis zu machen.



Der Kondensator an Wechselspannung

Wir nehmen an, ein Kondensator von $1000\ \mu\text{F}$ liege an einer Wechselspannung mit dem Maximalwert $U_m = 10\ \text{V}$. Um den zeitlichen Verlauf des Wechselstromes ermitteln zu können, müssen wir zunächst die Spannungskurve konstruieren. Im Bild 4.6 ist links die Drehung einer Leiterschleife L um 90° in einem Magnetfeld dargestellt (Generatorprinzip). Der senkrechte Abstand von L zur Grundlinie ist ein direktes Maß für die Größe der Augenblicksspannung u . Wenn wir die Stellung

der Leiterschleife nach jeweils 10° betrachten und für die Drehung um diesen Winkel willkürlich eine Zeit von einer Sekunde vorgeben, erhalten wir den im Bild 4.6 rechts eingetragenen Teil der Wechselspannungskurve.

Den Stromverlauf berechnen wir nun „etappenweise“ nach der Beziehung $I = C \frac{\Delta U}{\Delta t}$. Als Zeitdifferenz Δt wählen wir jeweils eine Sekunde.

In der ersten Sekunde steigt die Spannung von 0 V auf 1,74 V, die Spannungsdifferenz beträgt also $\Delta U = 1,74 \text{ V} - 0 \text{ V} = 1,74 \text{ V}$, so daß

wir einen Strom von $I = 1000 \mu\text{F} \cdot \frac{1,74 \text{ V}}{1 \text{ s}} = 10^3 \cdot 10^{-6} \frac{\text{As}}{\text{V}} \cdot 1,74 \frac{\text{V}}{\text{s}} =$

1,74 mA erhalten. In der zweiten Sekunde beträgt $\Delta U = 3,42 \text{ V} - 1,74 \text{ V} = 1,68 \text{ V}$, der Strom sinkt in dieser Zeit auf 1,68 mA. In der

neunten Sekunde ändert sich schließlich die Spannung nur noch um $\Delta U = 10 \text{ V} - 9,85 \text{ V} = 0,15 \text{ V}$; der Strom fällt auf $I = 0,15 \text{ mA}$. Wir

könnten nun die für jede Sekunde berechneten Ströme in das Diagramm eintragen und erhielten eine Treppenkurve. Da sich jedoch die Spannung nicht – wie wir das vereinfachend in der Rechnung angenommen

haben – nach jeder Sekunde sprunghaft, sondern kontinuierlich ändert, muß sich auch der Strom gleichmäßig ändern. Deshalb tragen wir die

Stromwerte nicht nach den vollen Sekunden, sondern jeweils nach einer halben Sekunde als „mittlere“ Ströme ein, also den ersten nach 0,5 s,

den zweiten nach 1,5 s usw. Nach dem Verbinden aller Punkte erhalten wir den im Bild 4.6 eingezeichneten Stromverlauf. Wir erkennen, daß

am Kondensator der Strom eine Viertelperiode vor der Spannung sein

Maximum erreicht, er eilt der Spannung um $\frac{T}{4}$ voraus. Diese Erscheinung

bezeichnen wir als *Phasenverschiebung* zwischen Strom und Spannung. Das ist die erste wichtige Erkenntnis.

Die zweite betrifft den Wechselstromwiderstand des Kondensators. Der Maximalstrom I_m fließt dann, wenn sich die Spannung während der

Zeitdifferenz Δt am stärksten ändert. Bild 4.6 läßt erkennen, daß dies unmittelbar zu Beginn des Spannungsanstieges der Fall ist. Auf Grund

der Ähnlichkeit der beiden Dreiecke gilt $\frac{(\Delta U)_m}{\Delta t} = \frac{x \cdot U_m}{\frac{T}{4}}$. Daraus berechnen wir zunächst den Wert für x zu

$$x = \frac{(\Delta U)_m \cdot \frac{T}{4}}{\Delta t \cdot U_m} = \frac{1,74 \text{ V} \cdot 9 \text{ s}}{1 \text{ s} \cdot 10 \text{ V}} = 1,57.$$

Dieser Zahlenwert ist aber gerade $\frac{\pi}{2}$, denn $2 \cdot 1,57 = 3,14$. Damit kann nun

$$\frac{(\Delta U)_m}{\Delta t} = \frac{\frac{\pi}{2} \cdot U_m}{\frac{T}{4}}$$

geschrieben werden, oder – wenn für $T = \frac{1}{f}$ ein-

gesetzt wird – $\frac{(\Delta U)_m}{\Delta t} = 2 \pi \cdot f \cdot U_m$. Wegen $I_m = C \cdot \frac{(\Delta U)_m}{\Delta t}$ erhalten wir

damit für den maximalen Strom $I_m = C \cdot 2 \pi \cdot f \cdot U_m$. Die Maximalwerte von Strom und Spannung lassen sich durch die Effektivwerte

ersetzen, wenn beide Seiten dieser Gleichung durch $\sqrt{2}$ (vgl. S. 34) dividiert werden: $I_{\sim} = 2 \pi \cdot f \cdot C \cdot U_{\sim}$. Nach $I_{\sim} = \frac{U_{\sim}}{R_{\sim}}$ muß das Produkt $2 \pi \cdot f \cdot C$ der Kehrwert des kapazitiven Widerstandes sein, und deshalb können wir für den Widerstand selbst

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

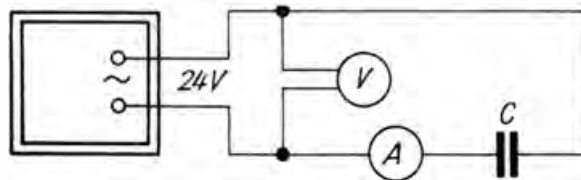
schreiben. Er ist also sowohl von der Kapazität als auch von der Frequenz abhängig.

Zum Nachweis der Richtigkeit dieser Beziehung wollen wir R_C für den im Versuch nach Bild 4.2 verwendeten Kondensator von $10 \mu\text{F}$ berechnen. Wir wissen, daß er etwa 300Ω groß sein muß. Die Frequenz unseres Wechselstromes beträgt 50 Hz . Wir erhalten

$$R_C = \frac{1}{2 \pi \cdot 50 \text{ s}^{-1} \cdot 10 \cdot 10^{-6} \frac{\text{As}}{\text{V}}} = 0,318 \cdot 10^3 \frac{\text{V}}{\text{A}} = 318 \Omega.$$

Eine Widerstandsermittlung durch Strom- und Spannungsmessung soll das noch bestätigen. Wir schalten nach Bild 4.7. Für $C = 10 \mu\text{F}$ messen wir bei einer Wechselspannung von $U_{\sim} = 24 \text{ V}$ einen Wechselstrom von $I_{\sim} = 75 \text{ mA}$. Der kapazitive Widerstand beträgt also $R_C = \frac{U_{\sim}}{I_{\sim}} = \frac{24 \text{ V}}{75 \text{ mA}} = 320 \Omega$.

Bild 4.7
Wir ermitteln den kapazitiven Widerstand



Die Spule an Wechselspannung

Schauen wir uns nun die Verhältnisse bei einer Spule an! Zuvor müssen wir sie jedoch wickeln. Wir verwenden einen Kern EI 66. Die Maße des Spulenkörpers betragen in mm nach unserer Norm N1: $a_1 = 48$, $a_2 = 25$, $a_3 = 22$, $a_4 = 13$, $b_1 = 42$, $b_2 = 24$, $b_3 = 22$, $c = 32$, $d = 1$. Zum Wickeln nehmen wir lackisolierten Kupferdraht von $0,5 \text{ mm}$ Durchmesser, den wir wieder sauber Windung an Windung legen. In jede Lage passen 50 Windungen. Insgesamt erhält die Spule 600 Windungen; Anzapfungen bringen wir bei der hundertfünfzigsten und dreihundertsten an. Dann schieben wir sämtliche E-Kernbleche in die Spulenöffnung, legen anschließend alle I-Bleche in die Montagekappe und stülpen sie über den E-Kern. Zwischen E-Kern und I-Kern darf kein Luftspalt vorhanden sein.

Und nun zu den Versuchen! Nach Bild 4.8a legen wir unsere beiden

Lämpchen $4\text{ V}/0,1\text{ A}$ parallel an eine Gleichspannung von etwa 6 V . In einem Lampenzweig liegt die Experimentierspule mit 600 Windungen. Schalten wir die Spannung ein, leuchtet das Lämpchen hinter der Spule etwas später als das direkt an der Spannungsquelle liegende auf. Die Induktivität der Spule bewirkt ein verzögertes Anwachsen des Lampenstromes. Uns interessiert hier aber etwas anderes: Der Gleichstromwiderstand der Spule muß gering sein, denn beide Lämpchen brennen etwa gleich hell. Ersetzen wir nun die Gleichspannung durch eine Wechselspannung von 6 V ! Jetzt leuchtet nur das unmittelbar mit der Spannungsquelle verbundene Lämpchen, das im Spulenzweig liegende bleibt dunkel. Der Wechselstromwiderstand der Spule – wir nennen ihn *induktiven Scheinwiderstand* R_L – muß beträchtlich größer als der Gleichstromwiderstand sein.

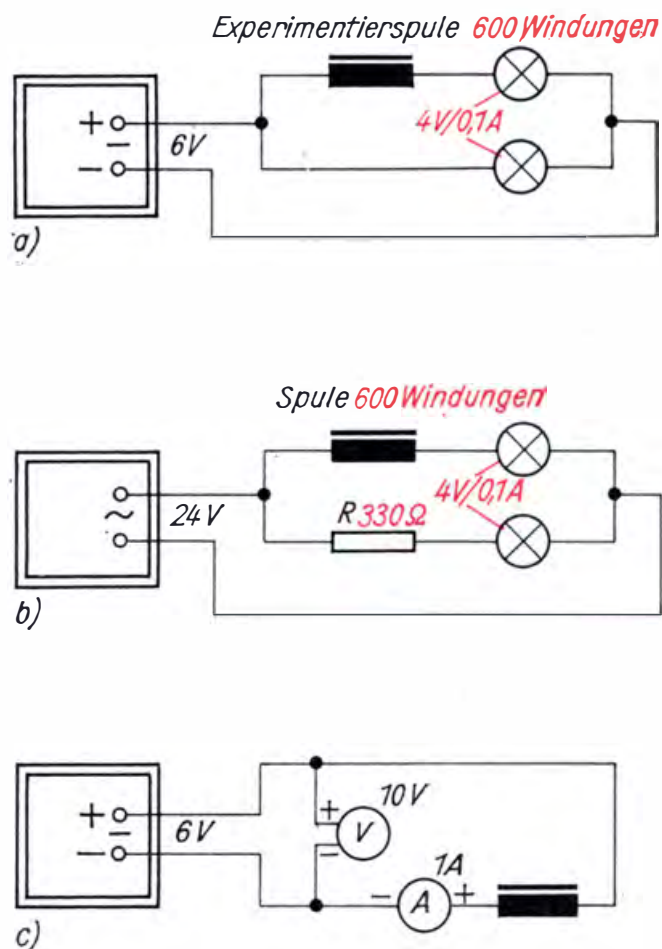


Bild 4.8
 Versuche mit unserer Experimentierspule:
 a) Die Spule im Gleichstromkreis
 b) Spule und Ohmscher Widerstand an Wechselspannung
 c) Wir ermitteln die „Widerstände“ unserer Spule

Nun bauen wir nach Bild 4.8b in den zweiten Lampenzweig einen Ohmschen Widerstand von $330\ \Omega$ ein und erhöhen die Wechselspannung auf 24 V . Beide Lämpchen zeigen jetzt etwa die gleiche Helligkeit; der induktive Widerstand unserer Spule muß demnach in der Größenordnung des Ohmschen liegen. Ermitteln wir zunächst den Gleichstromwiderstand der Spule (vgl. Bild 4.8c)! Bei einer Spannung von 6 V fließt ein Strom von $0,64\text{ A}$. Wir berechnen einen Widerstand von $R = \frac{U}{I} = \frac{6\text{ V}}{0,64\text{ A}} = 9,4\ \Omega$. Das ist einfach der Widerstand des Spulendrahtes. Den induktiven Widerstand wollen wir in Abhängigkeit von den

Windungszahlen feststellen. Wir verwenden einheitlich eine Wechselspannung von 12 V:

N	U_{\sim} in V	I_{\sim} in mA	R_L in Ω
150	12	570	21
300	12	136	88
600	12	35	344

Die nach $R_L = \frac{U_{\sim}}{I_{\sim}}$ errechneten Werte für den jeweiligen induktiven Scheinwiderstand sind in Spalte 4 bereits eingetragen. Während die Windungszahlen im Verhältnis 1 : 2 : 4 stehen, verhalten sich die zugehörigen Wechselstromwiderstände etwa wie 1 : 4 : 16. Damit haben wir eine wichtige Gesetzmäßigkeit gefunden: Die Quadrate der Windungszahlen verhalten sich wie die induktiven Widerstände, oder in symbolischer Schreibweise

$$\frac{N_1^2}{N_2^2} = \frac{R_{L1}}{R_{L2}}.$$

Und nun blättern wir noch einmal nach Seite 25 zurück. Wir hatten dort festgestellt, daß der Kopfhörerstrom recht merklich auf die unterschiedliche Diodenankopplung reagierte. Da die Diode über den Hörerkondensator parallel zum Schwingkreis liegt, müßte ihr Widerstand unendlich groß sein, damit die *Dämpfung* des Kreises möglichst klein bleibt. Der Durchlaßwiderstand einer Halbleiterdiode ist aber alles andere als unendlich groß. Also wird der Schwingkreis vom Diodenwiderstand stark belastet.

Legen wir aber – wie bei unserem Diodenempfänger – die Diode nicht an alle 50 Windungen der Schwingkreisspule, sondern nur an 5, so verhalten sich die Windungszahlen wie 10 : 1 und die Scheinwiderstände demnach wie $10^2 : 1^2 = 100 : 1$. Dem Schwingkreis liegt damit der hundertfache Wert des Diodenwiderstandes parallel, und seine Dämpfung wird beträchtlich geringer. Er kann sich auf eine viel höhere Resonanzspannung „aufschaukeln“, so daß wir sogar noch eine größere Spannung an der Diode liegen haben, als wenn wir sie ohne Anzapfung an den Schwingkreis anschließen. Das „Aufschaukeln“ der Spannung tritt aber nur bei der sogenannten *Resonanzfrequenz* (vgl. S. 61) ein, so daß die *Trennschärfe* des Kreises vergrößert wird.

Nach diesem Nachtrag zum Diodenempfänger nun wieder zurück zum induktiven Widerstand.

In der uns bekannten Gleichung für die Induktivität der einlagigen Zylinderspule ist die Induktivität dem Quadrat der Windungszahl direkt proportional; L wird viermal so groß, wenn wir N verdoppeln. Da der gleiche Zusammenhang auch zwischen R_L und N besteht, muß es zwischen R_L und L eine Beziehung der Form $R_L = a \cdot L$ geben.

Wie in der entsprechenden Gleichung für den kapazitiven Widerstand

$$- R_C = \frac{1}{2 \pi \cdot f \cdot C} - \text{tritt auch hier neben der kennzeichnenden Größe}$$

des Bauelements (C bzw. L) der Faktor $2 \pi \cdot f$ auf, so daß wir schreiben können: $R_L = 2 \pi \cdot f \cdot L$. Unsere Spule mit 600 Windungen muß dem-

nach eine Induktivität von $L = \frac{R_L}{2\pi \cdot f} = \frac{344 \Omega}{2\pi \cdot 50 \text{ s}^{-1}} = 1,09 \text{ H}$ haben.

Abschließend sei auf eine kleine Ungenauigkeit hingewiesen. Der Wechselstrom- oder Scheinwiderstand einer Spule oder eines Kondensators ist nicht genau gleich dem induktiven bzw. kapazitiven Widerstand. Der Elektrotechniker unterscheidet deshalb zwischen dem

Scheinwiderstand $\frac{U_{\sim}}{I_{\sim}}$, dem Ohmschen Widerstand oder Wirkwiderstand $\frac{U_{-}}{I_{-}}$ sowie dem induktiven bzw. kapazitiven Blindwiderstand $R_L = 2\pi \cdot f \cdot L$ bzw. $R_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C}$. Vollkommen „reine“ Blindwiderstände

gibt es nicht; jede Spule hat zusätzlich einen Wirkwiderstand – bei unserer Spule ist er $9,4 \Omega$ groß –, und kein Kondensatordielektrikum ist ein vollkommener Isolator. Deshalb müssen wir uns die Scheinwiderstände von Spule und Kondensator, wie aus Bild 4.9 ersichtlich, aus Teilwiderständen zusammengesetzt vorstellen. Für unsere weiteren Betrachtungen vernachlässigen wir das vorerst, müssen uns aber später wieder daran erinnern.

Eigenartiges Verhalten von Widerstandskombinationen im Wechselstromkreis

Wir wollen uns nun an Hand einer weiteren Versuchsreihe mit dem besonderen Verhalten von Widerstandskombinationen im Wechselstromkreis befassen. Dabei werden wir auch die Funktion des Schwingkreises kennenlernen.

Teilströme werden größer als der Gesamtstrom

Zunächst bauen wir einen Versuch nach Bild 4.10 auf. Von unserer Experimentierspule verwenden wir 150 Windungen, der Kondensator C hat eine Kapazität von $2 \mu\text{F}$. Bei der Wechselspannung von 6 V brennen die Lämpchen La1 und La3 etwa gleich hell, Lampe La2 bleibt dunkel. Wir schlußfolgern: R_C muß sehr viel größer als R_L sein; fast der gesamte Strom fließt über die Spule.

Im nächsten Versuch verwenden wir alle 600 Windungen der Spule und erhöhen die Spannung auf 24 V . Jetzt leuchten La3 hell, La1 schwach und La2, wie vorhin, überhaupt nicht. Der induktive Widerstand ist größer geworden, ist aber immer noch kleiner als der kapazitive. Nach wie vor fließt annähernd der gesamte Strom über die Spule. Aber warum

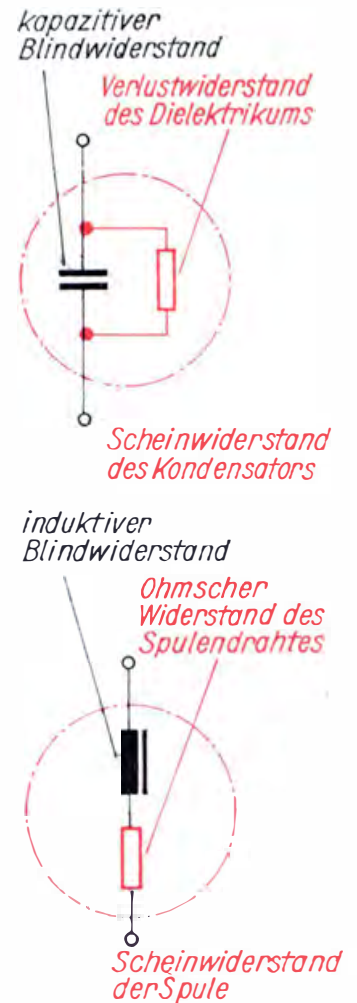


Bild 4.9
So müssen wir uns die Scheinwiderstände von Spule und Kondensator „zusammengesetzt“ vorstellen

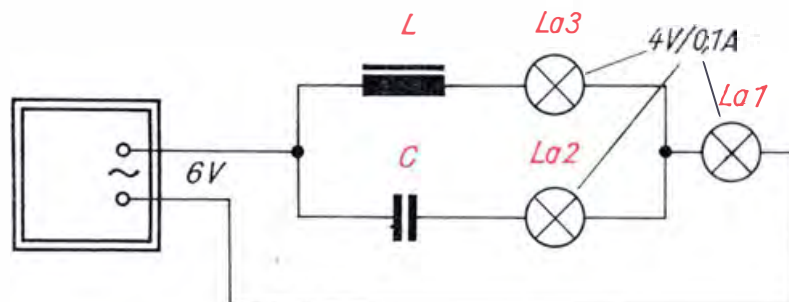


Bild 4.10
Spule und Kondensator an Wechselspannung

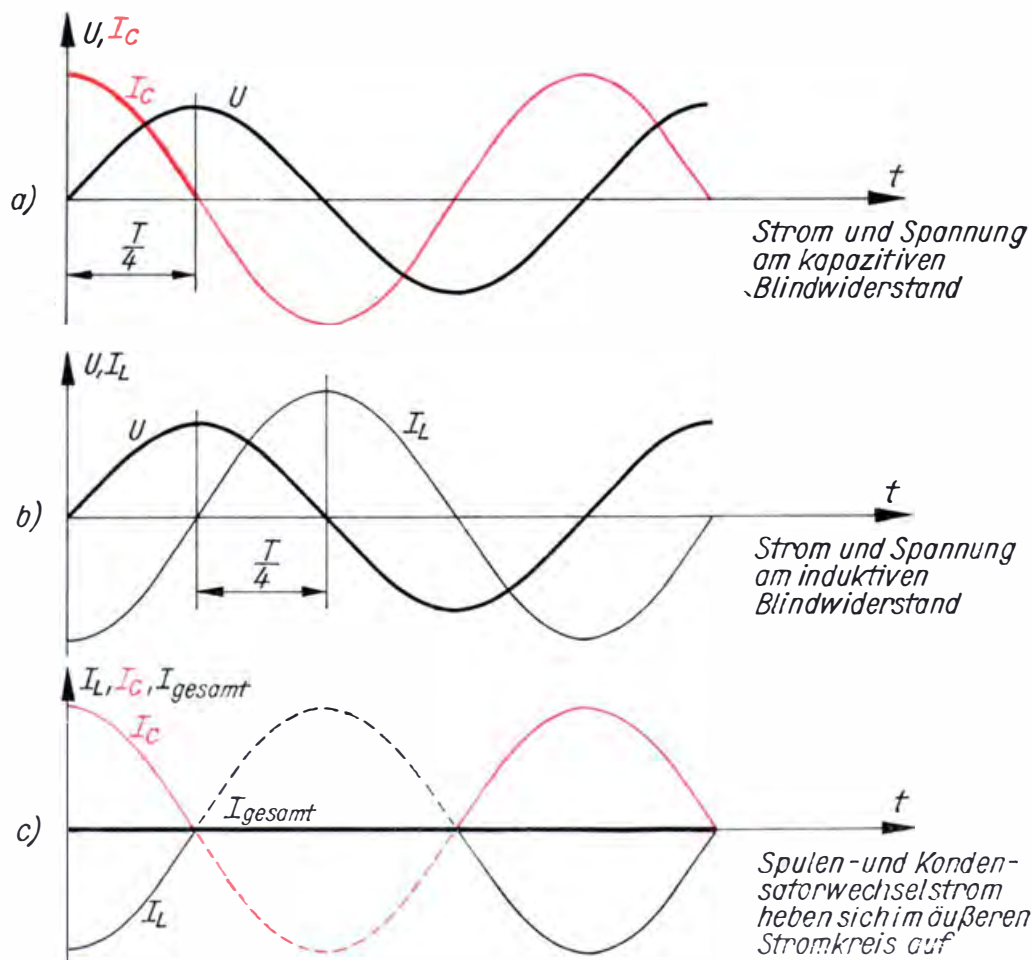
leuchtet La1 schwächer als La3? Der Gesamtstrom muß also kleiner als der Strom im Spulenzweig sein. Vom Gleichstromkreis wissen wir, daß bei der Parallelschaltung von Widerständen die Summe der Teilströme den Gesamtstrom ergibt. Sollte dieses Gesetz keine allgemeine Gültigkeit haben? Nähern wir die beiden Blindwiderstände einander weiter an, indem wir die Kapazität des Kondensators auf $10 \mu\text{F}$ erhöhen! Der induktive Widerstand beträgt – wir erinnern uns – 344Ω , der kapazitive 320Ω . La2 und La3 brennen jetzt etwa gleich hell, La1 verlischt. Die Teilströme I_L und I_C sind größer als der Gesamtstrom. Eine exakte Strommessung soll dieses Ergebnis bestätigen. An Stelle der Lämpchen bauen wir drei Strommesser in die Schaltung und notieren folgende Meßwerte:

$$I_C = 65 \text{ mA}, \quad I_L = 65 \text{ mA}, \quad I_{\text{gesamt}} = 12 \text{ mA}.$$

Warum ist bei der Parallelschaltung von Wechselstromwiderständen der Gesamtstrom kleiner als jeder der Teilströme?

Wie an kapazitiven Blindwiderstand tritt auch am induktiven eine Phasenverschiebung auf. Hier eilt jedoch die Spannung dem Strom um $\frac{T}{4}$ voraus (vgl. Bild 4.11b). Wenn nun sowohl eine Spule als auch ein Kondensator an der gleichen Wechselspannung liegen, wie es bei der Parallelschaltung der Fall ist, dann beträgt die Phasenverschiebung zwischen dem Spulenstrom I_L und dem Kondensatorstrom I_C eine halbe Periode. Beide Zweigströme fließen gegeneinander und ergeben einen Gesamtstrom, der kleiner ist als jeder der Teilströme. Sind die beiden Blindwiderstände gleich groß, muß der Gesamtstrom Null

Bild 4.11
Zur Phasenbeziehung
zwischen Strom und
Spannung



(s. Bild 4.11c) werden. In unserer Parallelschaltung beträgt er aber noch 12 mA. Das liegt am Ohmschen Widerstand der Spule und der Lampen bzw. der Strommesser.

Wenn wir die ursprüngliche Parallelschaltung von L und C als neuen Stromkreis auffassen, wird die Unterscheidung der beiden gleichen Teilströme I_L und I_C überflüssig. Der über beide Widerstände fließende Strom ist ein neuer Wechselstrom, eine *elektrische Schwingung* (vgl. Bild 4.12). Deshalb bezeichnen wir diese Schaltung als *Schwingkreis*. Auf Grund seiner beiden frequenzabhängigen Blindwiderstände hat er eine ganz bestimmte *Eigenfrequenz*. Aus $R_L = R_C$ bzw. $2\pi \cdot f \cdot L =$

$$\frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} \text{ folgt } f^2 = \frac{1}{4\pi^2 \cdot L \cdot C} \text{ und } f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}.$$

Induktivität und Kapazität bestimmen die Eigenfrequenz des Schwingkreises. In unserem Beispiel beträgt sie

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{1 \text{ H} \cdot 10 \mu\text{F}}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{1 \frac{\text{V} \cdot \text{s}}{\text{A}} \cdot 10 \cdot 10^{-6} \frac{\text{A} \cdot \text{s}}{\text{V}}}}$$

$$= \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{10} \cdot 10^{-3} \text{ s}} = \frac{500}{\pi \cdot \sqrt{10}} \text{ s}^{-1} = 50,2 \text{ Hz}.$$

Die Eigenfrequenz stimmt also ziemlich mit der Netzfrequenz überein, die den Schwingkreis immer wieder anstößt. Diese Übereinstimmung von anstoßender Frequenz und Eigenfrequenz bezeichnen wir als *Resonanz*. In diesem Fall nimmt der Schwingkreisstrom ein Maximum an; er wird schnell kleiner, wenn die Anstoßfrequenz von der Eigenfrequenz abweicht. Im Bild 4.13 ist die Resonanzkurve eines Schwingkreises aufgezeichnet (vgl. auch Bild 2.11).

Auf dieser Grundlage arbeitet auch der Schwingkreis unseres Diodenempfängers nach Bild 2.9. Hier fließt im „äußeren Stromkreis“ Antenne-Erde nicht nur ein einziger Wechselstrom, sondern es fließen sehr viele unterschiedlicher Frequenz, entsprechend den einfallenden Senderschwingungen. Aber nur ein Sender vermag den Schwingkreis zu maximalen Schwingungen anzuregen, nämlich der, dessen Frequenz mit der Eigenfrequenz des Schwingkreises übereinstimmt; ihn empfangen wir. Da wir die **Kapazität** unseres Drehkondensators verändern können, sind wir in der Lage, die Eigenfrequenz unseres Diodenempfängers mit jedem Mittelwellensender in Resonanz zu bringen, d. h. auf diesen *abzustimmen*.

Die Frequenzen der Rundfunksender liegen beträchtlich höher als die Netzfrequenz von 50 Hz. Angenommen, unser Drehkondensator habe gerade eine Kapazität von 200 pF. Da die Spule auf dem Ferritstab eine Induktivität von 0,2 mH hat, könnten wir einen Sender der Frequenz

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{0,2 \cdot 10^{-3} \text{ H} \cdot 200 \cdot 10^{-12} \text{ F}}} = \frac{10^7}{2\pi \cdot \sqrt{4}} \text{ s}^{-1} = 795 \cdot 10^3 \text{ Hz} =$$

795 kHz empfangen. Wenn wir einen Blick auf die Skale eines Rundfunkempfängers werfen, stellen wir fest, daß dieser Sender etwa in der Mitte des Mittelwellenbereiches zu finden ist.

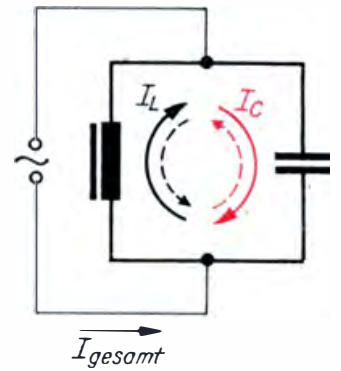


Bild 4.12
 I_L gleich I_C gleich Schwingkreisstrom

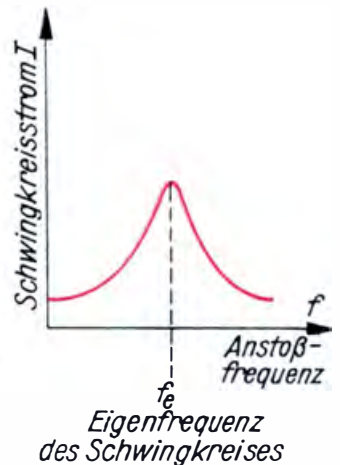


Bild 4.13
Resonanzkurve eines Schwingkreises

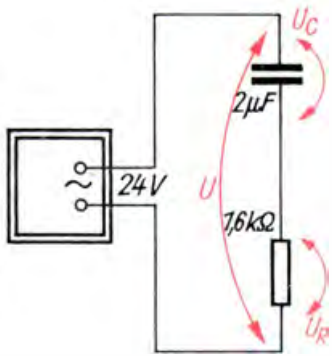


Bild 4.14
Widerstand und Kondensator an Wechselspannung

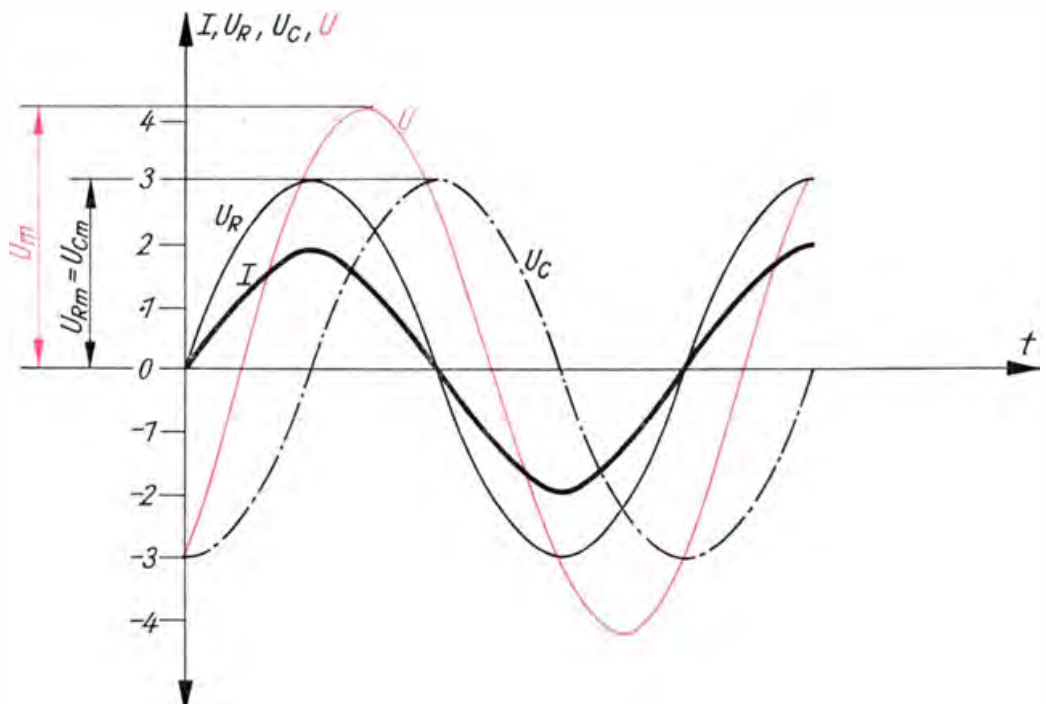
$$16,5 + 16,5 = 24?$$

Zum Schluß unseres kleinen Ausfluges in das Gebiet der Wechselstromwiderstände wollen wir noch einen Sonderfall der Reihenschaltung untersuchen. Wir bauen einen Versuch nach Bild 4.14 auf. Uns interessiert hier der Zusammenhang zwischen der anliegenden Spannung und den Spannungsabfällen. Die Kapazität des Kondensators beträgt $2 \mu\text{F}$, sein kapazitiver Widerstand für 50 Hz demnach $1,6 \text{ k}\Omega$. Etwa ebenso groß soll der Wert des Ohmschen Widerstandes sein. Wir schalten zu diesem Zweck zwei Schichtwiderstände von je $3,3 \text{ k}\Omega$ parallel. Zunächst messen wir die anliegende Wechselspannung und lesen beispielsweise 24 V ab. Dann messen wir die Spannung über dem Widerstand, anschließend die über dem Kondensator. In beiden Fällen zeigt der Spannungsmesser $16,5 \text{ V}$ an und nicht 12 V , wie wir vielleicht erwartet hatten. Der Grund dafür liegt wie bei der Parallelschaltung von Wechselstromwiderständen in der Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung. Betrachten wir dazu Bild 4.15. Die stark ausgezogene Kurve stellt den zeitlichen Verlauf des Wechselstromes dar, der über beide Widerstände fließt. Am Ohmschen Widerstand sind Strom I und Spannung U_R in Phase, am kapazitiven Blindwiderstand eilt der Strom I der Spannung U_C um $\frac{T}{4}$ voraus. Wenn wir nun punktweise beide Teilspannungen addieren, erhalten wir die farbig gezeichnete Kurve der Gesamtspannung U . Das Verhältnis der Maximalwerte $\frac{U_m}{U_{Cm}}$ bzw. $\frac{U_m}{U_{Rm}}$

$$= \frac{4,2}{3} = 1,4 \text{ stimmt recht gut mit dem Verhältnis der Meßwerte } \frac{24 \text{ V}}{16,5 \text{ V}} = 1,45 \text{ überein.}$$

Der genaue Wert dieses Verhältnisses beträgt $\sqrt{2}$. Ist ein Wirkwiderstand mit einem gleichgroßen Blindwiderstand in Reihe an eine Wechselspannung geschaltet, fällt über jedem von beiden das $\frac{1}{\sqrt{2}}$ fache, d. h. etwa das 0,7fache der Gesamtspannung, ab.

Bild 4.15
Teilspannungen und Gesamtspannung für die Reihenschaltung eines Wirkwiderstandes mit einem gleichgroßen Blindwiderstand

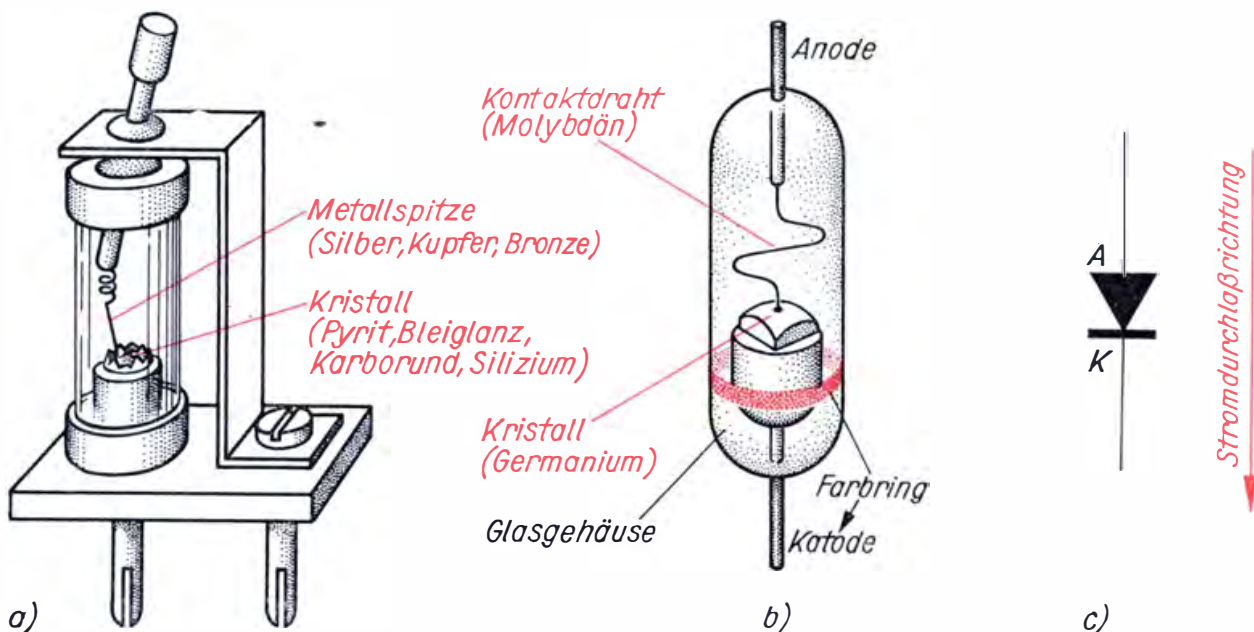


5. Der Halbleiter – eine Grundlage der modernen Rundfunktechnik

In den Gründerjahren der Hörfunkentwicklung mußten sich die vom Geist des technischen Fortschritts besessenen Radioamateure oft stundenlang mit einem wichtigen, aber äußerst unzulänglichen Bauelement herumschlagen, dem *Kristalldetektor*. Mit ihm konnte die empfangene Hochfrequenzspannung (HF) demoduliert werden, wenn nach geduldigem Abtasten der Kristalloberfläche mit einer feinen Metallspitze die richtige Stelle gefunden war. Mit der Entwicklung der Elektronenröhre verlor der Detektor sehr rasch an Bedeutung. Wohl niemand ahnte damals, daß er eines Tages zum Ausgangspunkt einer Revolutionierung der gesamten Elektronik werden sollte. Und doch ist die Verwandtschaft der uns bereits gut bekannten Germaniumdiode mit dem Kristalldetektor unbestreitbar. Bild 5.1 stellt beide Bauelemente gegenüber. Wir erkennen in beiden Fällen die zwei wichtigsten Teile: Kristall und Kontaktdraht. Bei der Germaniumdiode ist die Metallspitze allerdings bereits vom Hersteller an der richtigen Stelle fest mit dem Kristall verschweißt; der große Nachteil des Kristalldetektors berührt uns heute nicht mehr.

Wir haben solche Halbleitergleichrichter im Diodenempfänger und auch in unserem Stromversorgungsgerät eingesetzt. Welche Funktionen sie erfüllen, ist uns bekannt, aber über das „Wie“ haben wir uns bisher wenig Gedanken gemacht. Beschäftigen wir uns deshalb etwas näher mit

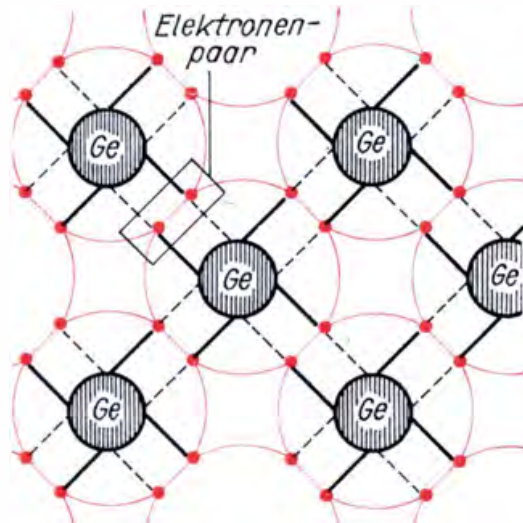
Bild 5.1
 Detektor und Germaniumdiode:
 a) Kristalldetektor
 b) Germaniumspitzendiode
 c) Schaltzeichen der Diode



dem *Leitungsmechanismus der Halbleiter*. Als Beispiel wählen wir Germanium. Die Ausführungen gelten jedoch ebenfalls für Silizium; auf besondere Unterschiede im Vergleich zu Germanium wird speziell hingewiesen.

In 1 cm^3 Germanium befinden sich etwa 10^{22} Atome, von denen jedes eine genau bestimmte Lage in einem Kristallgitteraufbau einnimmt. Die Atome bestehen, wie wir wissen, aus dem positiv geladenen Kern und den negativ geladenen Elektronen; die Elektronen der äußersten Schale, die *Valenzelektronen*, sind für die Bindung der einzelnen Atome im Kristallgitter verantwortlich. Ein Germaniumatom hat vier Valenzelektronen und ist – chemisch gesehen – bestrebt, seine äußere Schale mit acht Elektronen zu besetzen. Dieser Zustand ist besonders stabil und wird vom Germanium dadurch erreicht, daß sich im Kristallgitter jeweils vier Atome um ein fünftes herum anordnen und gemeinsame Elektronenpaare bilden. Das Zentralatom hat dann acht Elektronen auf der äußeren Schale. Da aber jedes Atom wiederum Zentralatom einer sich anschließenden Gruppierung ist, werden so die Außenschalen aller Atome mit vier eigenen und vier „geborgten“ Elektronen besetzt (Bild 5.2). Die einzelnen Atome sind nicht nur in einer Ebene, sondern

Bild 5.2
Elektronenpaarbindung der Germaniumatome



gleichmäßig im Raum verteilt. Da die Valenzelektronen in den Gitteraufbau einbezogen sind, wirkt reines Germanium wie ein Isolator – allerdings muß die Temperatur des Halbleiters in der Nähe des absoluten Nullpunktes (etwa $-273 \text{ }^\circ\text{C}$) liegen. Wird dem Halbleiter Energie in Form von Wärme zugeführt, werden Gitterbindungen gesprengt, und es steht eine der Temperatur direkt verhältnismäßige Anzahl von Ladungsträgern zur Verfügung.

So sind in 1 cm^3 Germanium bei Zimmertemperatur rund 10^{13} freie Ladungsträger vorhanden, bei Silizium nur $1,5 \cdot 10^{10}$. Diese Zahlen sind zwar für unsere „Alltagsvorstellung“ riesig, im Verhältnis zur Anzahl der im gleichen Raum eingebauten Atome jedoch verschwindend klein.

Für ein freies Elektron sind $\frac{10^{22}}{10^{13}} = 10^9$ Atome notwendig.

Im Bild 5.3a hat ein Elektron seinen ursprünglichen Platz verlassen. Wir wollen diese Stelle zunächst als *Fehlstelle* – weil ein Elektron fehlt – bezeichnen. Bild 5.3b zeigt den Gitteraufbau einige Augenblicke später. In die Fehlstelle ist ein anderes Elektron gewandert und hat dabei selber eine neue Lücke hinterlassen. Während das Elektron von rechts

nach links gewandert ist, hat es den Anschein, als wäre die Fehlstelle gerade entgegengesetzt, also von links nach rechts, gerückt. Dieser Gedanke ist für das weitere Verständnis der Leitungsvorgänge in einem Halbleiter von großer Wichtigkeit. Es ist dabei sehr zweckmäßig, die Fehlstelle als einen neuen Ladungsträger aufzufassen.

Ein Atom ist nach außen elektrisch neutral, d. h., die Anzahl der negativen Teilchen, der Elektronen, stimmt mit der Anzahl der positiven Kernladungen überein. Wenn nun ein Elektron abwandert, fehlt am elektrischen Gleichgewicht eine negative Ladung. Das Germaniumatom hat dann eine positive Kernladung mehr als Elektronen. Dieses neue Gebilde ist nach außen einwertig positiv geladen. Wir denken uns nun die positive Ladung in der Fehlstelle sitzend und bezeichnen sie als (*positives*) „Loch“.

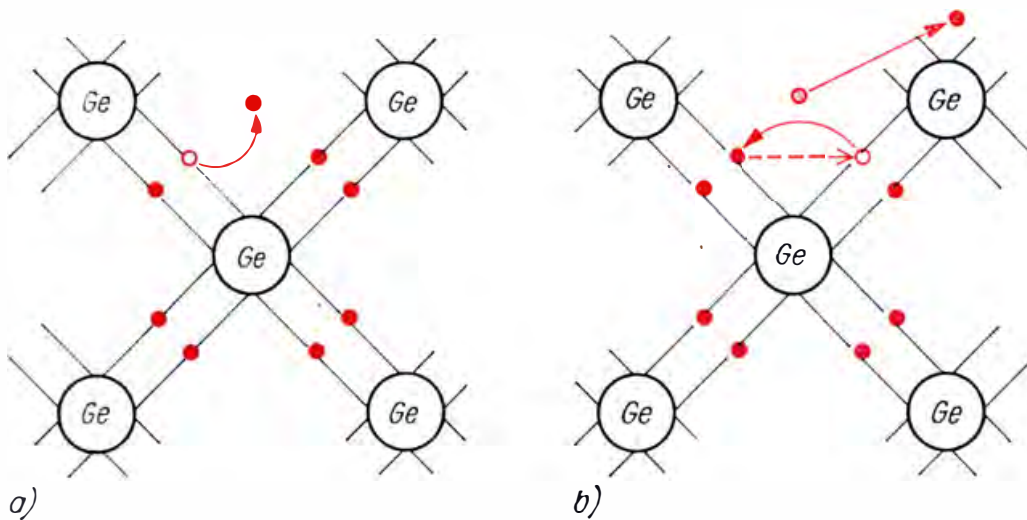
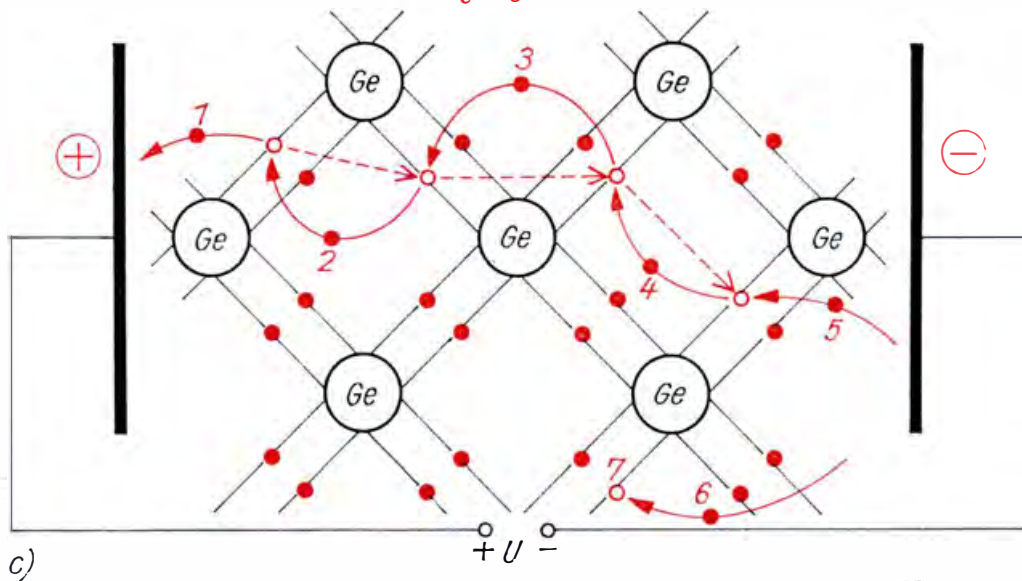


Bild 5.3
Eigenleitung im Germaniumgitter:
a) Fehlstelle im Gitteraufbau als Folge geringer Energiezufuhr
b) Das Elektron wandert tatsächlich, die Fehlstelle jedoch nur scheinbar
c) Prinzip der Eigenleitung

● Elektron ○ positives Loch
—→ Bewegung eines Elektrons
- - - -> scheinbare Bewegung eines Loches



Der Leitungsmechanismus im Halbleiter

In einem Halbleiter spielen zwei Leitungsarten eine Rolle: der *Elektronenstrom* und der *Löcherstrom*. Im Elektronenstrom wandern negative Ladungsträger, im Löcherstrom positive. Wenn an einen Germaniumkristall eine Gleichspannung angelegt wird, wandern die Elektronen zum positiven Pol, die Löcher zum negativen. Das Prinzip dieser *Eigenleitung* ist im Bild 5.3c dargestellt. Durch Energiezufuhr in Form von Wärme hat ein Elektron seinen Platz verlassen und bewegt sich unter dem Einfluß des elektrischen Feldes zur positiven Elektrode (1). In das entstandene positive Loch springt ein neues Elektron (2); das erste Loch ist scheinbar in Richtung der negativen Elektrode gewandert. Steigt die Temperatur des Halbleiters, werden mehr Gitterverbindungen gesprengt, und die Eigenleitung wird größer.

Die Ursache dafür, daß bei einer bestimmten Temperatur nur eine begrenzte Anzahl von freien Ladungsträgern vorhanden ist, liegt in einem Vorgang, der dem Entstehen neuer Ladungsträgerpaare entgegenwirkt. Wenn ein freies Leitungselektron (6) auf ein Loch (7) trifft, hört die weitere Ladungsbewegung auf. Die beiden unterschiedlich geladenen Ladungsträger existieren nicht mehr. Dieser Vorgang heißt *Rekombination*.

Soll die Leitfähigkeit eines Halbleiters ohne Temperaturerhöhung vergrößert werden, müssen mehr freie Ladungsträger vorhanden sein. Dies erreicht man dadurch, daß dem Germanium Fremdatome mit drei oder fünf Valenzelektronen in einem bestimmten Verhältnis hinzugefügt werden. Den kontrollierten Einbau nennt man *Dopen* oder *Dotieren*.

Bild 5.4
Störstellen im
Germanium:
a) Antimon im
Germaniumgitter
(n-Germanium)
b) Indium im
Germaniumgitter
(p-Germanium)

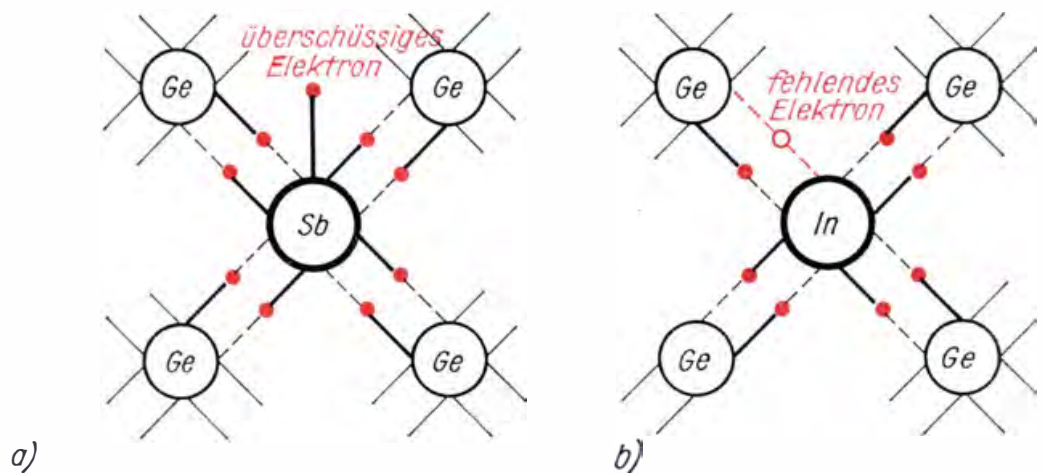


Bild 5.4a zeigt eine Gitterstruktur mit Antimon (Sb) als Fremdatom. Es hat fünf Elektronen auf seiner äußeren Schale, von denen nur vier zur Paarbildung benötigt werden. Das fünfte ist überflüssig und steht als Leitungselektron zur Verfügung. Antimon wirkt als „Elektronenspender“ und wird als *Donator* (lat. donare = geben) bezeichnet. Da für die Elektrizitätsleitung Elektronen, also negative Ladungsträger, vorhanden sind, bezeichnen wir diesen Halbleiter als *n-Typ* (n: negativ). Neben der Eigenleitung bestimmen hier vor allem die überschüssigen Elektronen den Leitungsmechanismus (Elektronenüberschussleitung, *n-Leitung*). So wie im reinen, d. h. störstellenfreien Germanium

sowohl Elektronen als auch Löcher vorhanden sind, werden auch im n-Germanium noch Löcher existieren. Ihre Anzahl je Kubikzentimeter, die wir als *Löcherdichte* p bezeichnen, ist dabei von der *Elektronendichte* n abhängig, und zwar ist das Produkt beider gleich dem Quadrat der – für eine bestimmte Temperatur – konstanten *Eigenleitungsdichte* n_E , die für Germanium bei Zimmertemperatur (vgl. S. 64) $n_E \approx 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ beträgt. Wird z. B. eine Elektronendichte $n = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ gefordert, so wird die Löcherdichte nach $n \cdot p = n_E^2$

$$p = \frac{n_E^2}{n} = \frac{(10^{13} \text{ cm}^{-3})^2}{10^{16} \text{ cm}^{-3}} = \frac{10^{26} \text{ cm}^{-6}}{10^{16} \text{ cm}^{-3}} = 10^{10} \text{ cm}^{-3} \text{ betragen.}$$

Bei Silizium ist die Eigenleitungsdichte geringer als bei Germanium. Sie liegt bei $n_E \approx 1,5 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$. Wenn hier im n-Gebiet ebenfalls eine Elektronendichte von 10^{16} cm^{-3} vorliegen soll, wird sich die Löcherdichte auf

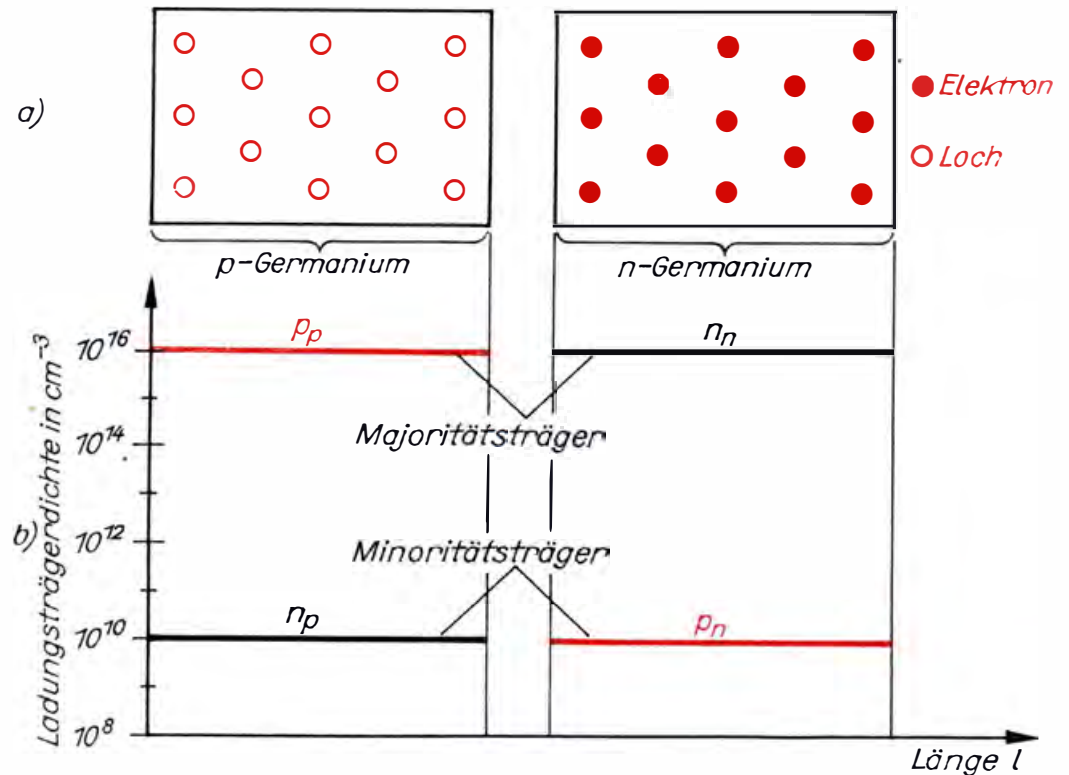
$$p = \frac{(1,5 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3})^2}{10^{16} \text{ cm}^{-3}} = \frac{2,25 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-6}}{10^{16} \text{ cm}^{-3}} = 2,25 \cdot 10^4 \text{ cm}^{-3} \text{ einstellen.}$$

Neben Atomen mit fünf Valenzelektronen können auch Störatome mit drei Valenzelektronen in das Gitter eingebaut werden. Im Bild 5.4b ist an Stelle eines Germaniumatoms ein Indium-(In-)Atom eingefügt.

Zum störungsfreien Aufbau fehlt ein Elektron. Dieses Loch kann leicht durch ein Elektron aus einer benachbarten Bindung aufgefüllt werden, so daß das Loch weiter wandert. Zurück bleibt ein In-Atom, das ein Elektron aufgenommen hat und deshalb *Akzeptor* (lat. accipere = aufnehmen) genannt wird. Hier wird die Elektrizitätsleitung vorwiegend von den positiven Löchern übernommen (Elektronenmangelleitung, *p-Leitung*); der entsprechende Halbleiter ist vom *p-Typ* (p: positiv).

Wie im n-Germanium Löcher, so sind im p-Germanium auch Elektronen vorhanden. Soll die Löcherdichte p_p (der Index gibt an, um welchen Halbleitertyp es sich handelt) 10^{16} cm^{-3} betragen, so wird sich bei Germanium eine Elektronendichte von $n_p = 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ einstellen. Im Bild 5.5 sind die Ladungsträgerdichten über der Länge des jeweiligen Halbleiters dargestellt. Die in einem Halbleiter in der Mehrzahl vorhandenen Ladungsträger heißen *Majoritätsträger* (lat. maior = mehr), die in der Minderheit vorhandenen *Minoritätsträger* (lat. minor = weniger). Wenn ein Krist. llplättchen aus reinem Germanium – wie im Bild 5.6a dargestellt – von einer Seite mit Antimon als Donator und von der gegenüberliegenden mit Indium als Akzeptor dotiert wird, so bilden sich in einem Kristall zwei unterschiedliche Halbleitertypen aus. An der Berührungsstelle beider Gebiete ändern sich die Dichten der *beweglichen* Ladungsträger nicht schroff von dem hohen Wert in dem einen Gebiet auf den niedrigen Wert im anderen, sondern sie gleichen sich innerhalb einer Übergangszone an. Wie an der Berührungsstelle von Flüssigkeiten unterschiedlicher Konzentrationen eine Diffusion in Richtung niedriger Konzentration einsetzt, so diffundieren in der *Grenzschicht* einer pn-Struktur Majoritätsträger in das Nachbargebiet und heben dort die Minoritätsträgerdichte an (vgl. Bild 5.6b). Die beweglichen Überschusselektronen wandern aus dem n-Gebiet in das p-Gebiet. Im n-Gebiet bleiben dabei die im Gitteraufbau fixierten positiv geladenen Donatorreste zurück, und die Akzeptoren des p-Gebietes laden sich durch das Aufnehmen der Elektronen negativ auf. In der

Bild 5.5
Ladungsträgerverteilung in dotiertem Germanium:
a) Schematische Darstellung des Leitungstyps
b) Elektronendichte n und Löcherdichte p in p-Germanium und n-Germanium (Anzahl je cm^3)



Grenzschicht entstehen zwei gleich große, entgegengesetzte Ladungen; deshalb wird sie auch *Raumladungszone* genannt (vgl. Bild 5.6c).

Das elektrische Feld der Raumladung wirkt der weiteren Ladungsträgerdiffusion entgegen, und zwar verhindert die negative Ladung in der Grenzschicht zum p-Gebiet, daß noch mehr Elektronen aus dem n-Gebiet abwandern, und die positive Ladung am Rande des n-Gebietes stößt die Löcher in das p-Gebiet zurück.

Die positiven Donatorreste und die infolge Einfangens von Elektronen negativ gewordenen Akzeptoren sind natürlich nicht nur in der Raumladungszone, sondern auch in den *Bahngebieten* vorhanden. Dort werden aber die Ladungen durch die jeweiligen Majoritätsträger kompensiert.

Da sich in der Raumladungszone zwei gleich große, entgegengesetzte Ladungen gegenüberstehen, wirkt sie wie eine Kapazität, die sich sogar ähnlich der eines Plattenkondensators berechnen läßt und als *Sperrschichtkapazität* bezeichnet wird: $C_{\text{Sp}} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{A}{d}$. Dabei ist ϵ_r die relative Dielektrizitätskonstante des Halbleiters und beträgt für Germanium 16, für Silizium 12. Bei einem angenommenen Querschnitt der Raumladungszone von $A = 0,2 \text{ mm}^2$ und einer Breite von $d = \frac{1}{1000} \text{ mm}$ – so klein ist diese etwa bei den oben angeführten Ladungsträgerdichten – berechnen wir für eine Siliziumdiode eine Sperrschichtkapazität

$$C_{\text{Sp}} = 8,86 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{Vm}} \cdot 12 \cdot \frac{0,2 \text{ mm}^2}{10^{-3} \text{ mm}} \approx 20 \text{ pF.}$$

Mit solchen *Kapazitätsdioden* lassen sich Schwingkreise elektronisch abstimmen, da sich die Breite der Raumladungszone, wie wir gleich sehen werden, mit einer angelegten Spannung verändern läßt.

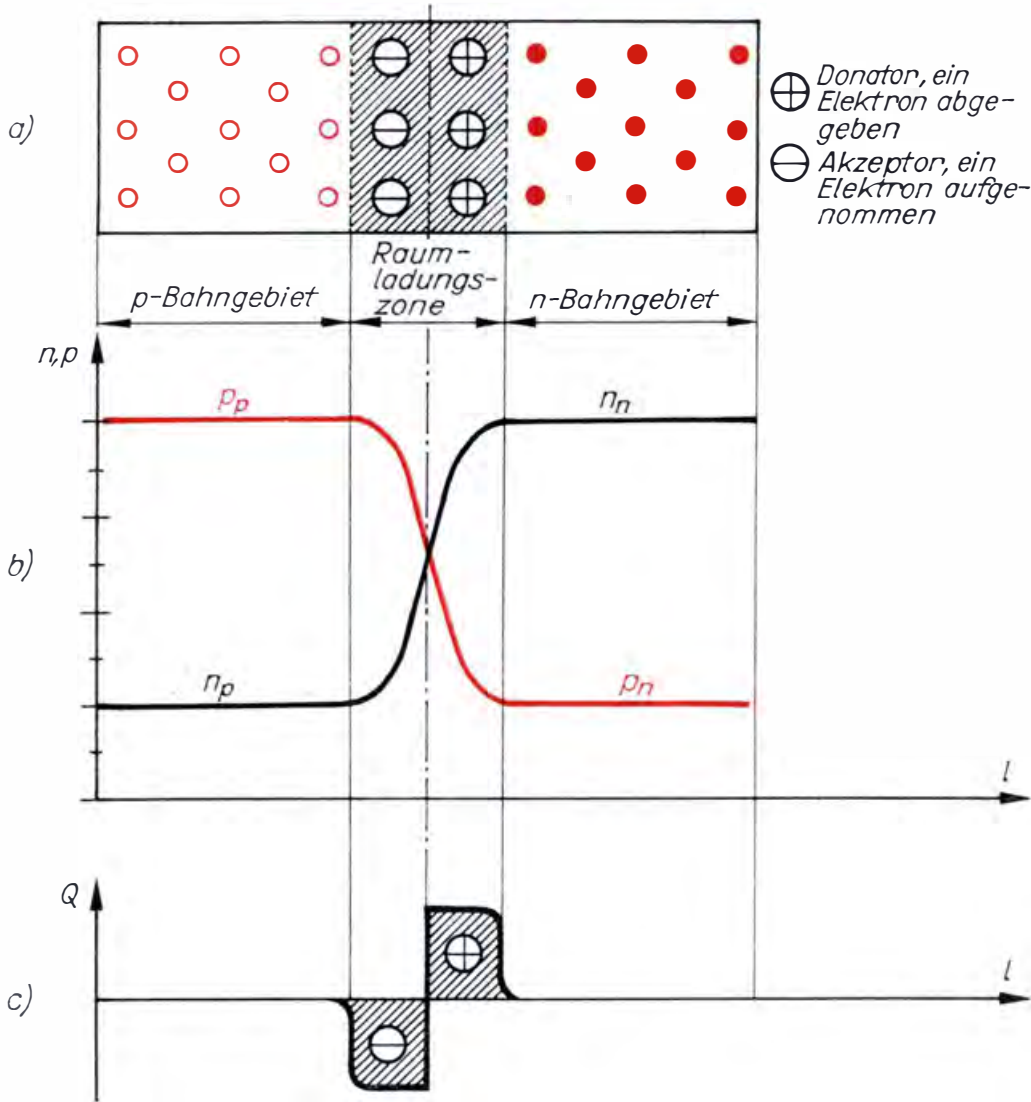


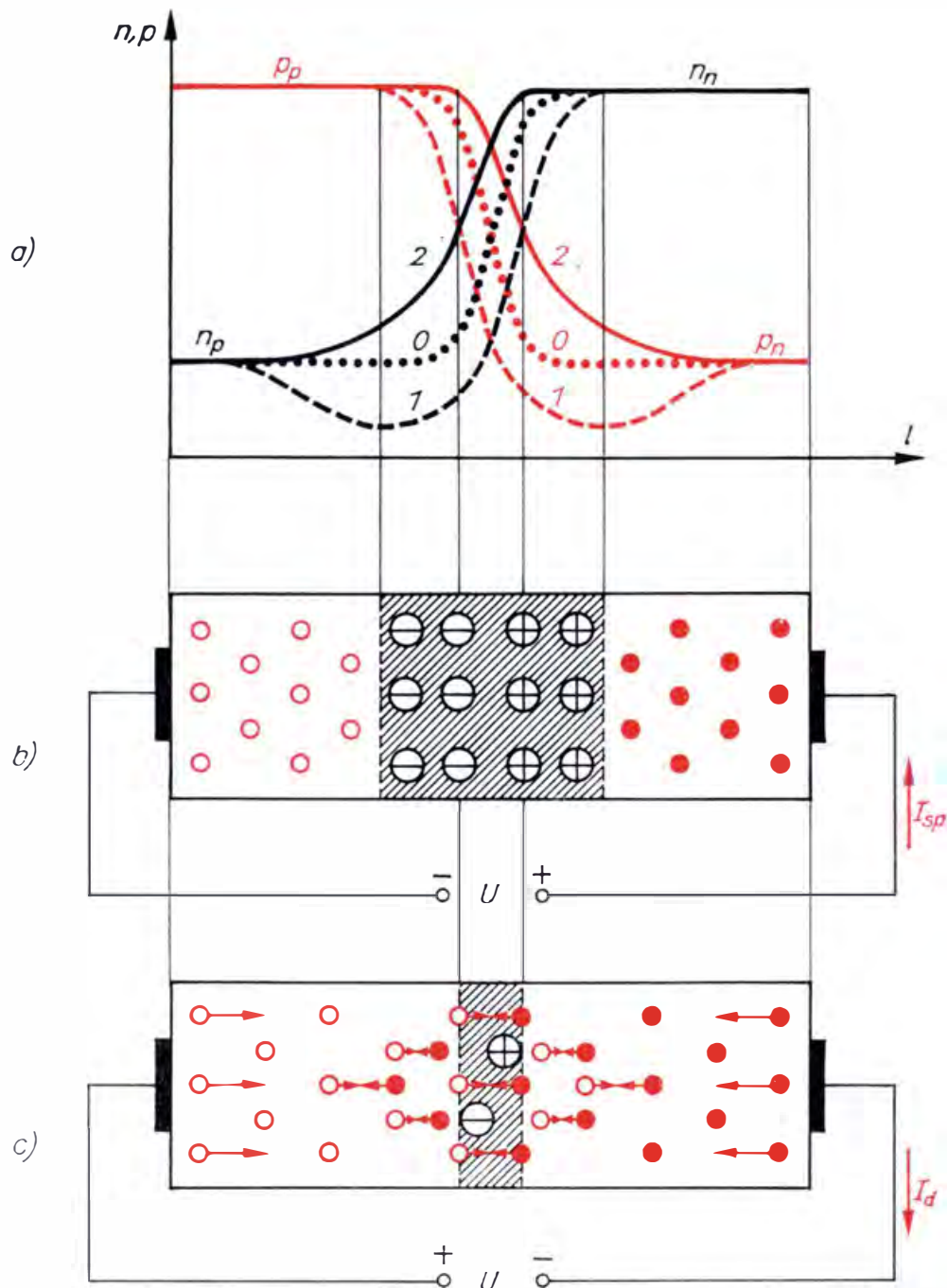
Bild 5.6
 pn-Übergang im
 stromlosen Zustand :
 a) Bahngebiete und
 Raumladungs-
 zone eines pn-
 Übergangs
 b) Elektronen-
 Löcher-Verteilung
 am pn-Übergang
 c) Verteilung der
 Raumladung

Legen wir an die pn-Struktur eine Gleichspannung in der Art, daß der positive Pol am n-Gebiet liegt (vgl. Bild 5.7b), so „saugt“ dieser Elektronen aus dem gegenüberliegenden p-Gebiet und der negative Pol natürlich Löcher aus dem n-Gebiet ab. Die Raumladungszone wird verbreitert und die Ladungsträgerdichte in ihr abgesenkt (vgl. Kurven 1 im Bild 5.7a). Das entspricht einem Erhöhen des Sperrschichtwiderstandes, und es fließt nur ein geringer *Sperrstrom*. Seine Größe wird von der Dichte der Minoritätsträger in den Randzonen der Bahngebiete begrenzt. Die Absenkung der Dichte kann nur bis zum Wert Null erfolgen, und dann bleibt der Sperrstrom nahezu unabhängig von der Spannung konstant.

Sobald die Dichte der Ladungsträger in einem in Sperrichtung betriebenen pn-Übergang durch Wärmezufuhr, Lichteinstrahlung (innerer Fotoeffekt) oder durch Injektion von Trägern aus einer fremden Trägerquelle ansteigt, so wird auch der Sperrstrom größer werden. Ein in Sperrichtung betriebener pn-Übergang eignet sich also als „Sammler“ von Ladungsträgern. Am Transistor wird er deshalb als *Kollektor* (lat. colligere = sammeln) bezeichnet.

Im umgekehrten Fall liegt der Minuspol am n-Gebiet (vgl. Bild 5.7c). Dadurch werden die Elektronen des n-Gebietes in das gegenüberlie-

Bild 5.7
 Ventilwirkung eines
 pn-Übergangs:
 a) Elektronen-
 Löcher-Verteil-
 lungsänderung
 (0: stromloser
 Fall, 1: Sperrfall,
 2: Durchlaßfall)
 b) pn-Übergang in
 Sperrrichtung ge-
 schaltet
 c) pn-Übergang in
 Durchlaßrichtung
 geschaltet



gende p-Gebiet und vom Pluspol die Löcher des p-Gebietes in das n-Gebiet „gedrückt“. Die Ladungsträgerdichte in der Raumladungszone wird größer (vgl. Bild 5.7a, Kurven 2), damit sinkt der Sperrschichtwiderstand, und es fließt ein sehr starker, von der Spannung abhängiger Strom, der *Durchlaßstrom*. Je höher die Dichte der Minoritätsträger angehoben wird, um so größer kann der Durchlaßstrom werden. Wenn das p-Gebiet wie im Bild 5.8 stärker als das n-Gebiet dotiert ist und dieser *unsymmetrische* pn-Übergang in Durchlaßrichtung betrieben wird, dann werden mehr Löcher in das n-Gebiet injiziert als Elektronen in das p-Gebiet; der Strom im n-Gebiet besteht jetzt im wesentlichen aus Löchern. Das ist für die Transistorfunktion wichtig: Ein in Durchlaßrichtung betriebener pn-Übergang mit stark dotiertem p- und schwächer dotiertem n-Gebiet wirkt als guter *Emitter* (lat. *emittere* = aussenden) von Löchern in das n-Gebiet.

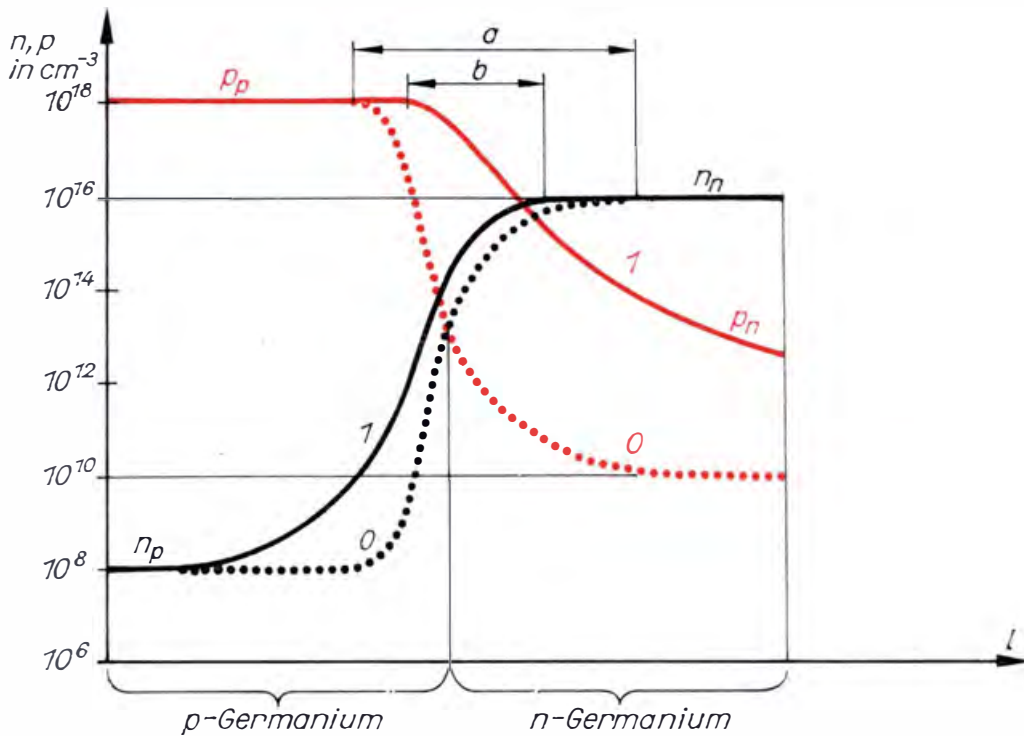


Bild 5.8
 Unsymmetrischer
 pn-Übergang:
 0: stromloser Fall mit
 Breite der Raum-
 ladungszone a
 1: Durchlaßfall mit
 Breite der Raum-
 ladungszone b

Wir nehmen die Kennlinien von Halbleitgleichrichtern auf

Nach der vielen Theorie folgt nun wieder die Praxis. Mit der Schaltung im Bild 5.9a ermitteln wir die Abhängigkeit des Sperrstromes von der anliegenden Spannung bei unterschiedlichen Temperaturen. Als Spannungsquelle dient uns eine Monozelle von 1,5 V. Damit wir die Spannung zwischen 0 V und 1,5 V stetig einstellen können, verwenden wir als Spannungsteiler einen Drahtdrehwiderstand von etwa 100 Ω für eine Belastbarkeit von 3 bis 5 W. Wir experimentieren sowohl mit einer Germaniumdiode als auch mit einer aus Silizium für jeweils 1 A Durchlaßstrom; der spezielle Typ spielt keine Rolle. Zuerst untersuchen wir die Germaniumdiode. Das Gehäuse der Diode berühren wir auf keinen Fall mit unseren Fingern. Wir fassen die Diode nur an den Zuleitungsdrähten an. Bei einer Sperrspannung von 0 V fließt kein Strom. Bei 0,05 V zeigt der Strommesser z. B. 8 μA , bei 0,1 V 14 μA , bei 0,15 V 16 μA und ab 0,2 V 17 μA Sperrstrom an. Er ist also in einem weiten Bereich unabhängig von der anliegenden Spannung.

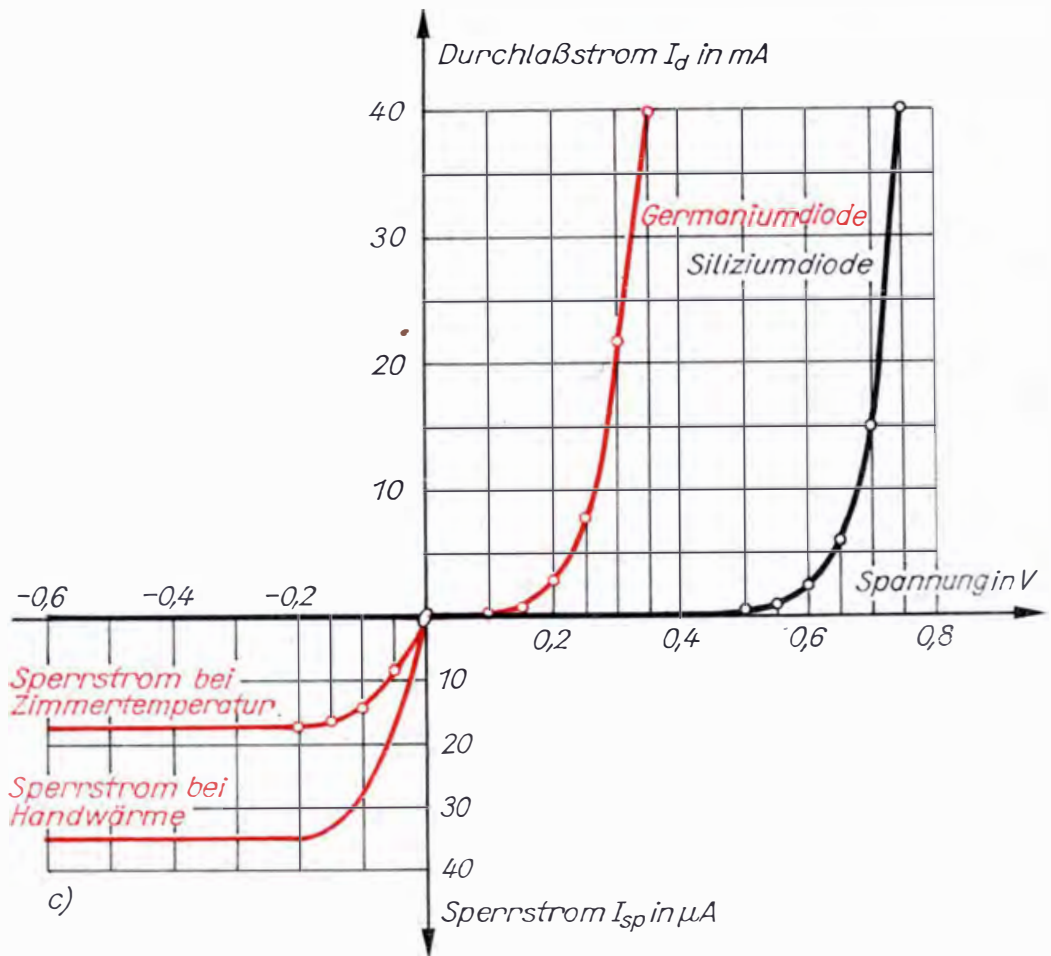
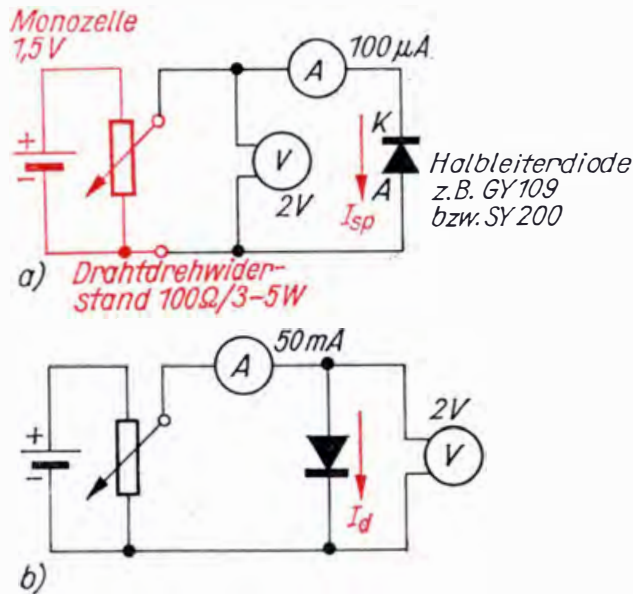
Die hier genannten Werte hat der Autor an seinem Versuchsexemplar gemessen. Sie sind bei allen Halbleiterbauelementen sehr stark exemplarabhängig. Wir dürfen uns daher nicht wundern, wenn unser gemessener Einzelwert um das Zehnfache vom hier angegebenen Wert abweicht. Entscheidend sind dabei nicht die einzelnen Meßwerte, sondern ihr Verhältnis; nicht bestimmten Zahlen wollen wir nachspüren, sondern der Gesetzmäßigkeit. Das berücksichtigen wir bei all den folgenden Versuchen mit Dioden und Transistoren. Die in diesem Buch angegebenen Werte sind auch nur Beispiele, die nicht einmal unbedingt dem Durchschnitt entsprechen müssen.

Als nächstes wollen wir feststellen, wie sich ein geringfügiges Erwärmen der Germaniumdiode bemerkbar macht. Die eingestellte Sperrspannung

beträgt noch 1,5 V, und nun berühren wir das Diodengehäuse mit Daumen und Zeigefinger. Innerhalb einer Minute steigt der Sperrstrom von beispielsweise $17 \mu\text{A}$ auf $35 \mu\text{A}$!

Mit diesem Experiment haben wir anschaulich bestätigt, daß bei Erwärmung eines Halbleiters weitere Elektronenpaare gesprengt werden und mit dem Erhöhen der Eigenleitendichte auch ein höherer Sperrstrom fließt.

- Bild 5 9
Wir nehmen die Kennlinien von Halbleiterdioden auf:
- a) Schaltung zur Aufnahme der Sperrkennlinie
 - b) Schaltung zur Aufnahme der Durchlaßkennlinie
 - c) Kennlinie einer Germaniumdiode (rot) und einer Siliziumdiode (schwarz)



Wiederholen wir den Versuch mit einer Siliziumdiode! Das Ergebnis ist hier ein ganz anderes. Weder bei einer Spannung von 1,5 V noch nach versuchter Erwärmung des Diodengehäuses mit der Hand zeigt das Mikroamperemeter einen Stromfluß an. Wir haben einen recht wesentlichen Unterschied zwischen Silizium- und Germaniumbauelementen entdeckt: Weil Silizium eine geringere Eigenleitungsichte als Germanium hat, ist die Dichte der Minoritätsträger viel geringer – bei gleicher Majoritätsträgerdichte – und reicht selbst bei Erwärmung nicht mehr für einen mit unseren Mitteln meßbaren Sperrstrom aus. Er liegt im nA-Bereich und kann deshalb von einem üblichen Strommesser nicht angezeigt werden.

Nun ändern wir unsere Versuchsschaltung nach Bild 5.9b ab und nehmen die Wertepaare für die Durchlaßkennlinie auf. Auch hier beginnen wir wieder mit der Germaniumdiode. Bei 0,1 V messen wir jetzt 0,4 mA, bei 0,15 V 1,2 mA, bei 0,2 V 3 mA, bei 0,25 V 8 mA, bei 0,3 V 22 mA und bei 0,33 V 40 mA. Die Kennlinie unserer Germaniumdiode erhalten wir, indem sämtliche ermittelten Wertepaare in ein Strom-Spannungsdiagramm nach Bild 5.9c übertragen werden. In ihm sind I_a und I_{sp} nicht im gleichen Maßstab eingetragen, da sonst die Sperrstromkurve mit der Spannungsachse nahezu zusammenfielen.

Anschließend ermitteln wir die Abhängigkeit des Durchlaßstromes von der Spannung bei der Siliziumdiode. Hier fließt bis zu einer Spannung von 0,45 V überhaupt kein Strom. Erst bei 0,5 V messen wir 0,3 mA, bei 0,55 V sind es 0,9 mA, bei 0,6 V 2,2 mA, bei 0,65 V 6 mA, bei 0,7 V 15 mA und bei 0,75 V 40 mA. Auch diese Wertepaare übertragen wir in unser Diagramm und erhalten die schwarze Kurve. Wiederum stellen wir einen offensichtlichen Unterschied zur Germaniumdiode fest: Während durch die Germaniumdiode bereits bei der geringsten Durchlaßspannung ein – wenn auch zunächst geringer – Strom fließt, beginnt dieser Effekt in der Siliziumdiode erst bei Spannungen oberhalb 0,5 V. Der Grund dafür ist ebenfalls wieder in der geringen Eigenleitungsichte des Siliziums und der zwangsläufig damit verbundenen niedrigen Minoritätsträgerdichte (vgl. S. 67) zu suchen.

Im Bild 5.10a ist noch einmal die Kennlinie einer Germaniumdiode dargestellt, und zwar mit gleichem Maßstab für Durchlaß- und Sperrstrom. Hier dient uns die Kennlinie zum Erklären der Gleichrichterwirkung. Den Vorgang selbst kennen wir bereits. Im Spannungs-Zeit-Diagramm b ist eine Wechsellspannung eingetragen. Sie steigt mit positiver Polarität an und verursacht einen wachsenden Durchlaßstrom (s. Zeitdiagramm c, Punkte 1, 2 und 3). Dann fällt die Spannung wieder auf Null ab. Der Durchlaßstrom verhält sich analog. Für die Zeitdauer der negativen Spannung an der Anode fließt der geringe Sperrstrom (4, 5 und 6). Dann wiederholt sich der Vorgang von neuem. Wir wollen uns diese Art der Darstellung gut einprägen; noch öfter werden wir solche oder ähnliche Betrachtungen durchführen.

Die im Bild 5.1b dargestellte *Spitzendiode* ist auf Grund der kleinen Berührungsstelle von Kristall und Kontaktdraht nur für geringe Durchlaßströme geeignet. Sie liegen bei 10 bzw. 20 mA. Solche Spitzendioden sind vor allem als HF-Gleichrichter gedacht. Für höhere Stromstärken muß die Fläche des pn-Übergangs vergrößert werden. Den prinzipiellen Aufbau einer derartigen *Flächendiode* zeigt Bild 5.11. An Stelle des einfachen Drahtes ist hier in den Germaniumkristall eine Indiumperle eingeschmolzen. Durch den Überschuß an Indiumatomen mit drei Außen-

Bild 5.10
Zur Gleichrichter-
wirkung der Diode

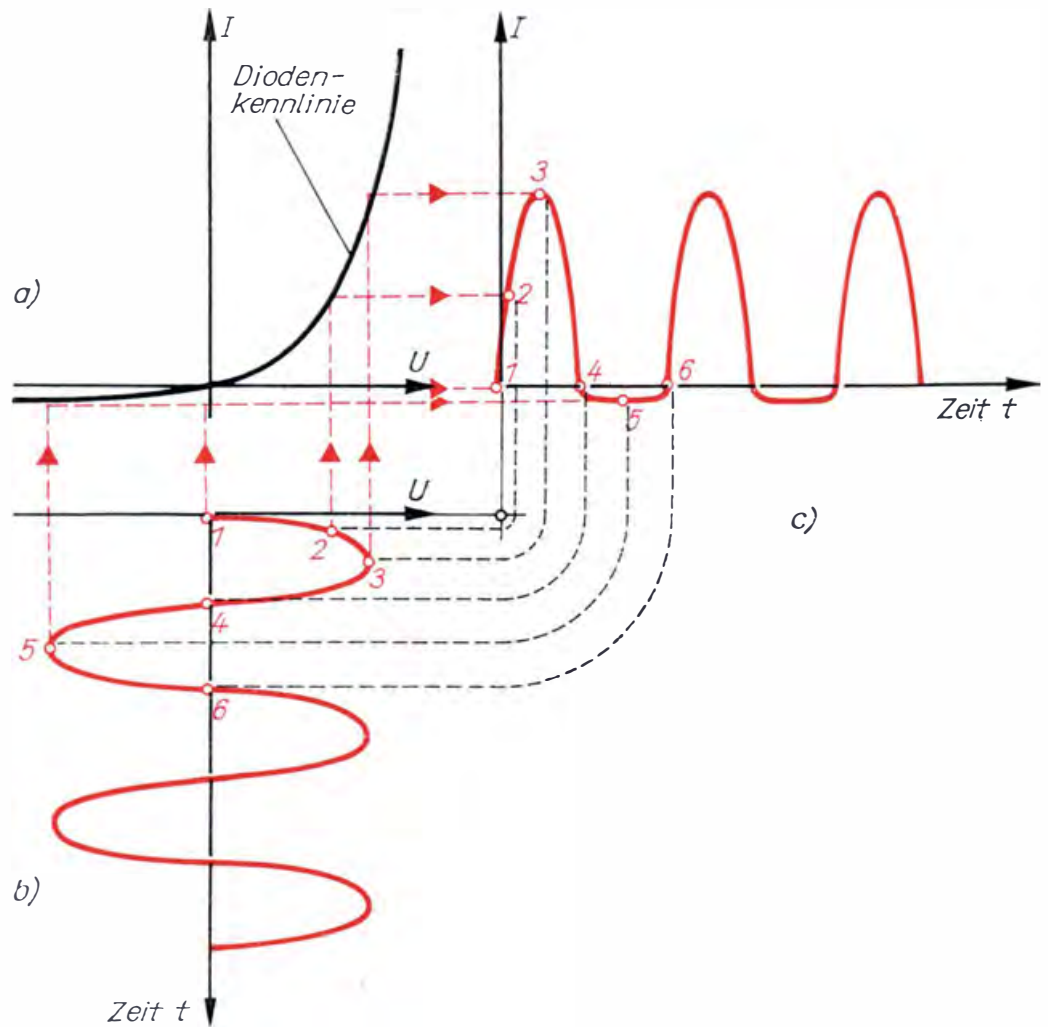
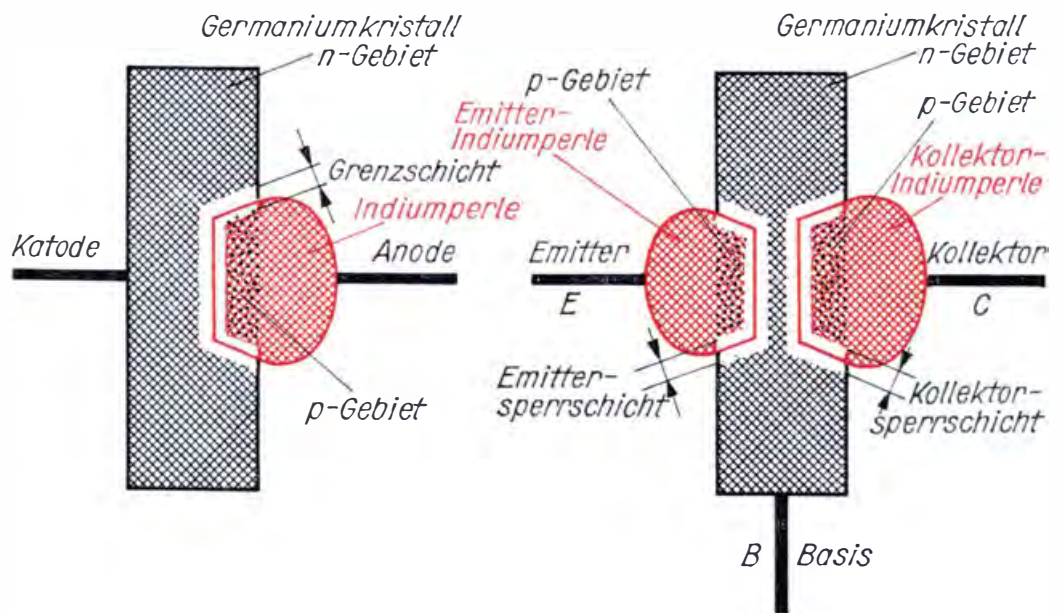


Bild 5.11
Prinzip der Flächen-
diode (links) und
Prinzip des Flächen-
transistors (rechts)



elektronen wird das Gebiet des ursprünglich n-leitenden Germaniumkristalls, in das die Atome der Indiumperle eindringen, p-leitend. Zwischen diesem p-Gebiet und dem Kristall bildet sich die für den Gleichrichtereffekt erforderliche Grenzschicht aus, die jetzt eine bedeutend größere Fläche als bei der Spitzendiode hat. Unsere GY 109 ist bereits eine Flächendiode für einen Durchlaßstrom von 1 A.

Tafel 10 auf Seite 357 ff. bringt eine Übersicht über die Bezeichnungen und Kenndaten der wichtigsten Halbleiterdioden. Neben Germanium wird in immer stärkerem Maße Silizium als Halbleiterwerkstoff verwendet. Mit ihm ergeben sich weitere Vorteile, vor allem im Hinblick auf die Sperrspannung und die Wärmefestigkeit. Da die Halbleiterwerkstoffe sehr feuchtigkeitsempfindlich sind, werden die Bauelemente in Metallgehäusen luftdicht untergebracht oder in Glas- bzw. Plastikgehäuse eingeschmolzen.

Der Transistor ist ein Verstärkerelement

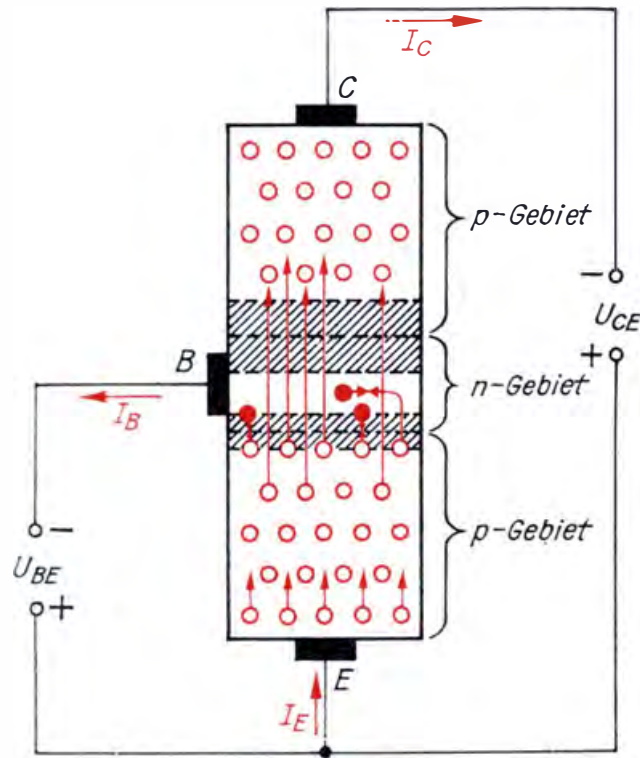
Analog der Flächendiode ist der *Flächentransistor* aufgebaut. Sein Prinzip entnehmen wir Bild 5.11. Von zwei gegenüberliegenden Seiten ist in den n-leitenden Germaniumkristall je eine Indiumperle einlegiert, so daß sich zwei Grenzschichten herausbilden. Ihr gegenseitiger Abstand liegt zwischen einem zehntel und einem hundertstel Millimeter.

Legierungstransistoren lassen sich technologisch einfach herstellen, haben aber eine verhältnismäßig niedrige Grenzfrequenz. Die derzeit wichtigste Dotierungstechnik ist die Diffusion. Hier wird in einem Diffusionsofen das Halbleitermaterial erwärmt und eine bestimmte Zeit lang einer Atmosphäre ausgesetzt, die mit Dotierungsmaterial angereichert ist. In Abhängigkeit von der Temperatur und der Diffusionszeit dringen die Störatome verschieden tief ein, so daß mittels Zeit und Temperatur die Lage des pn-Übergangs genau bestimmt werden kann. Deshalb lassen sich auch wiederholt gleich kleine Basisbreiten erzielen und geometrische Abmessungen genau einhalten. Die Diffusionstechnik ist damit zur Grundlage der billigen Massenfertigung geworden.

Aus den Bemerkungen zum pn-Übergang ist bereits hervorgegangen, daß die Funktion des Transistors im Zusammenwirken zweier pn-Übergänge besteht: Mit dem in Durchlaßrichtung betriebenen Emitterübergang wird der in Sperrichtung gepolte Kollektorübergang gesteuert. Beide pn-Übergänge dürfen wir als Dioden auffassen, die mit den Kathoden gegeneinander geschaltet sind. Über eine solche Diodenschaltung vermag nur ein geringer Sperrstrom zu fließen. In der am meisten verwendeten *Emitterschaltung* liegt bei pnp-Transistoren am Emitter der positive, am Kollektor der negative Pol der Spannungsquelle U_{CE} , der hier zwischen Emitter und Kollektor fließende Sperrstrom wird als *Kollektorreststrom* I_{CE0} (lies: I-C-E-Null) bezeichnet und ist eine wichtige Kenngröße des Transistors.

Legen wir nach Bild 5.12 zusätzlich zur Kollektorspannung noch eine Spannung U_{BE} zwischen Basis und Emitter, und zwar so, daß der negative Pol an der Basis liegt, so ist der Emitter-pn-Übergang in Durchlaßrichtung gepolt. Da der Emitter stärker mit Akzeptoren als die Basis mit Donatoren dotiert ist, strömen die Löcher aus dem Emitter-p-Gebiet in die Basis und heben dort die Minoritätsträgerdichte außerordentlich stark an. Die überwiegende Mehrzahl der Löcher durchheilt –

Bild 5.12
Leitungsmechanismus in einem pnp-Transistor



von der negativen Polung des Kollektors angezogen – die schmale Basiszone und wird vom Kollektor „eingesammelt“; der *Kollektorstrom* I_C steigt erheblich an. Nur ein geringer Teil der vom Emitter gelieferten Löcher rekombiniert in der Raumladungszone zwischen Emitter und Basis und in der Basis selbst mit Elektronen und bildet den Basisstrom I_B . Damit dieser gegenüber dem Kollektorstrom gering bleibt, muß die Basisschicht sehr schmal sein. Je breiter sie nämlich wird, um so mehr rekombinieren vom Emitter gelieferte Löcher auf dem Weg zum Kollektor-pn-Übergang mit Elektronen der Basis-n-Schicht, was zu einem höheren Basisstrom und geringerem Kollektorstrom führt. Eine schmale Basiszone vorausgesetzt – schmal in dem Sinne, daß die Löcher ohne größeren Rekombinationsverlust bis zum Kollektor gelangen –, läßt sich der Kollektorstrom mit dem Basisstrom steuern. Eine geringe Erhöhung des Basisstromes bewirkt ein starkes Ansteigen des Kollektorstromes.

Überzeugen wir uns wieder selbst davon an Hand weiterer Experimente! Den Versuchsaufbau für pnp-Transistoren entnehmen wir Bild 5.13a, im Bild 5.13b ist er für npn-Transistoren dargestellt. Die Spannungsquellen und Meßgeräte sind wegen der entgegengesetzten Zonenfolge umgepolt. Übrigens haben nicht grundsätzlich alle Ge-Transistoren die Zonenfolge pnp, sondern es gibt auch Ge-npn-Transistoren. Ebenso werden neben der für Silizium üblichen npn-Zonenfolge auch Si-pnp-Transistoren hergestellt. Für den Einsatz eines Transistors ist also neben dem Halbleitermaterial auch die Kenntnis der Zonenfolge wichtig, da von ihr die Polarität der Betriebsspannungen abhängt.

Als Spannungsquelle für die Basisspannung U_{BE} verwenden wir unsere Monozelle mit dem Drahtpotentiometer von 100 $\Omega/3$ W. Für die Kollektorspannung U_{CE} brauchen wir drei Monozellen und eine Flachbatterie, die wir hintereinanderschalten. An ihnen können wir die Span-

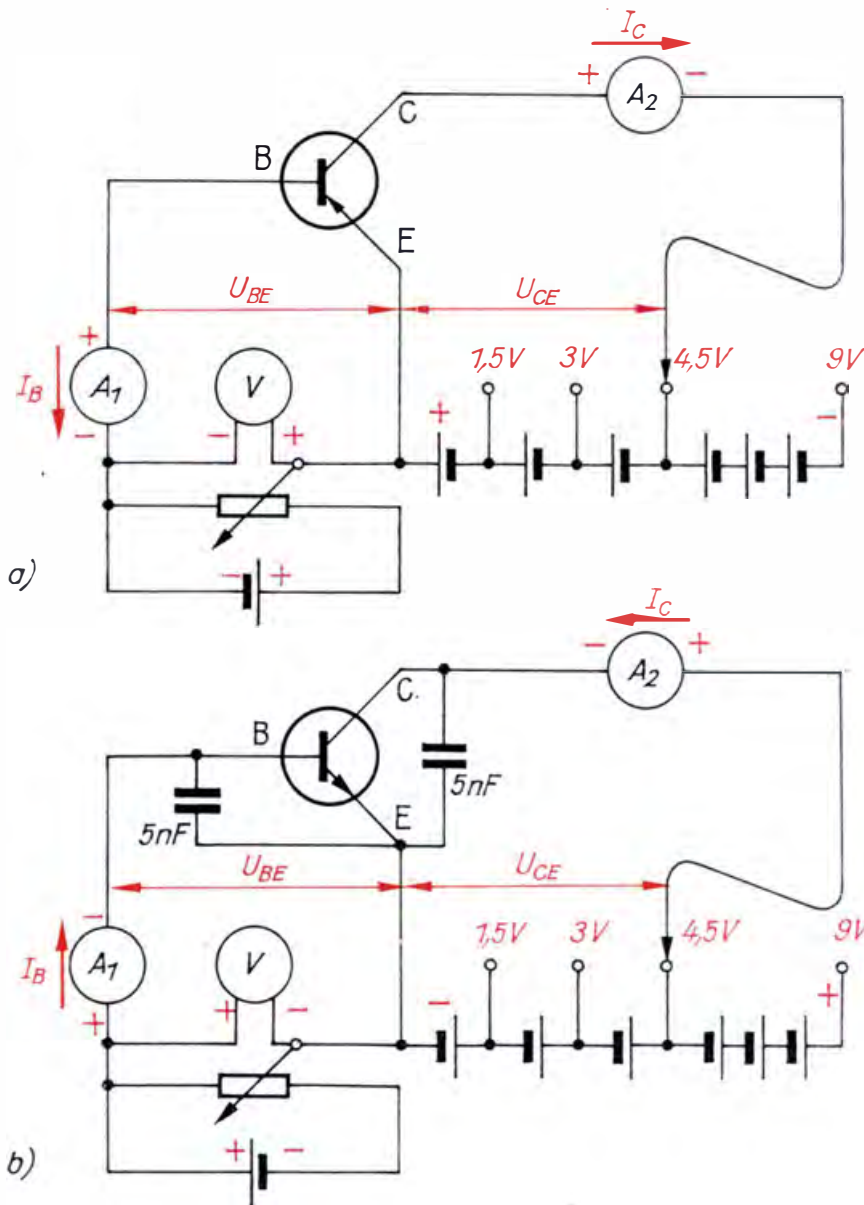


Bild 5.13
Schaltung zur Aufnahme des Kennlinienfeldes
a) für pnp-Transistoren
b) für npn-Transistoren

nungen 1,5 V, 3 V, 4,5 V und 9 V abgreifen. Welche speziellen Transistoren wir verwenden, ist nebensächlich. Als Ge-pnp-Transistor empfiehlt sich ein GC 121 mit einer maximalen *Kollektorverlustleistung* von $P_{\max} = 120 \text{ mW}$ und als Si-npn-Transistor ein SF 121 mit $P_{\max} = 600 \text{ mW}$. Wir achten bei den Einstellungen streng darauf, daß das Produkt aus anliegender Kollektorspannung und fließendem Kollektorstrom die Verlustleistung P_{\max} des jeweiligen Transistors nicht überschreitet. Die Verlustleistung wird im Halbleiterkristall des Transistors in Wärme umgesetzt. Ist diese entstehende Wärme zu groß, so können das Kristallgitter und somit der Transistor zerstört werden.

Wir nehmen die Kennlinienfelder von Transistoren auf

Wie bei den Dioden beginnen wir auch diese Versuchsserie mit dem Exemplar aus Germanium. Die Basisspannungsquelle wird vorläufig noch nicht angeschlossen. Wir können sie bereits in den Versuchsaufbau einbeziehen, lassen aber den Basisanschluß offen. Wir wollen als erstes

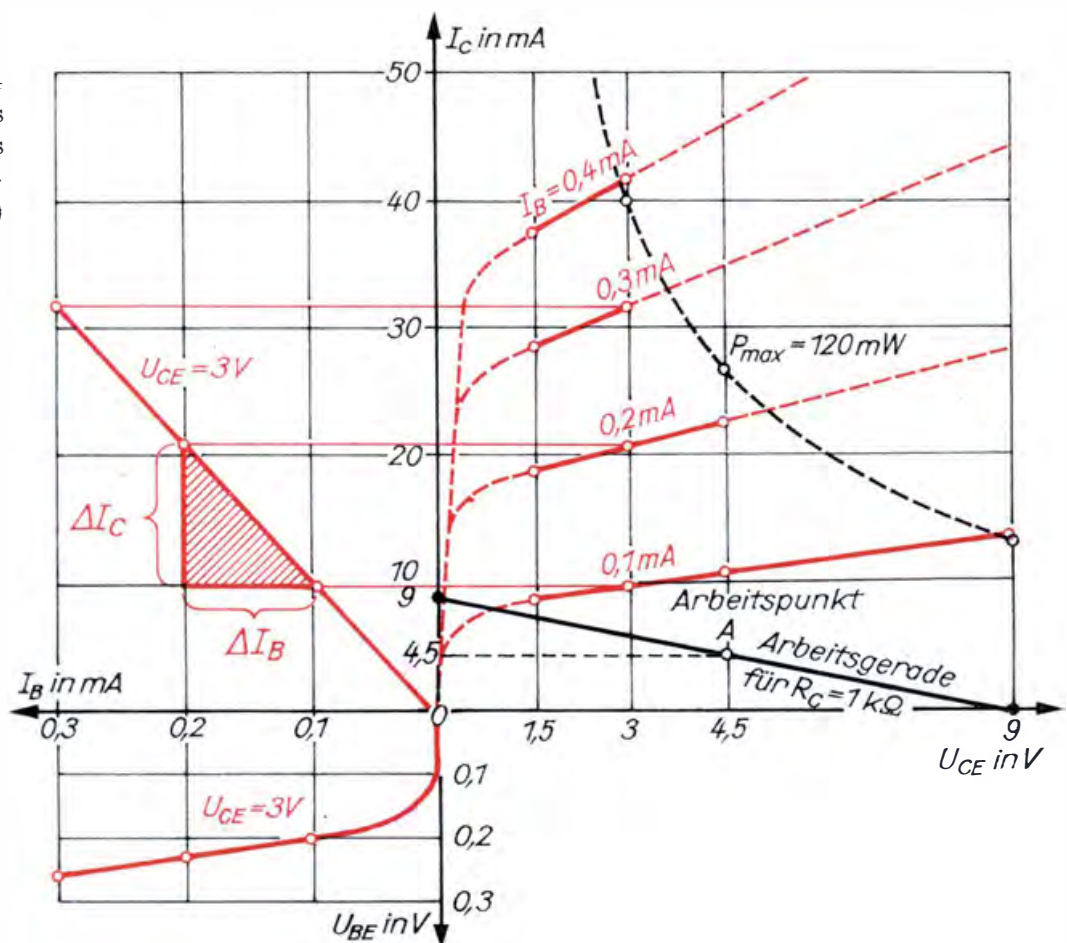
den Kollektorreststrom I_{CE0} in Abhängigkeit von der Kollektorspannung U_{CE} messen. Bei 1,5 V zeigt der Strommesser A_2 z. B. 0,3 mA, bei 3 V 0,32 mA, bei 4,5 V 0,34 mA und bei 9 V 0,40 mA an. Wir erinnern uns, daß der Sperrstrom einer Germaniumdiode stark von der Temperatur abhängig ist, und untersuchen deshalb auch gleich den Einfluß einer Temperaturerhöhung auf den Kollektorreststrom des Transistors. Wir berühren bei $U_{CE} = 9$ V das Metallgehäuse mit Daumen und Zeigefinger. Wie in unserem Versuch mit der Ge-Diode steigt der Strom innerhalb kurzer Zeit stark an. Wir lesen am Strommesser A_2 beispielsweise 1 mA ab. Also ist auch – wir vermuteten es bereits – der Reststrom I_{CE0} eines Ge-Transistors sehr stark temperaturabhängig.

Bevor wir den nächsten Versuch durchführen, zeichnen wir ein Diagramm nach Bild 5.14, auf dessen Abszissenachse (waagerechte Achse) die einzustellenden Kollektorspannungen U_{CE} von 0 bis 9 V markiert werden und dessen Ordinatenachse (senkrechte Achse) für das Eintragen der entsprechenden Kollektorströme I_C von 0 bis 50 mA zu unterteilen ist. Anschließend berechnen wir für unsere Spannungen die maximalen Ströme, um die Grenzlinie der Belastbarkeit P_{max} unseres speziellen Transistors in das Diagramm einzeichnen zu können. Bei 9 V darf der

Kollektorstrom für $P_{max} = 120$ mW höchstens $I_C = \frac{P_{max}}{U_{CE}} = \frac{0,12 \text{ W}}{9 \text{ V}} = 13,3$ mA, bei 4,5 V 26,6 mA und bei 3 V 40 mA betragen.

Als nächstes wollen wir gleich drei Zusammenhänge ermitteln, und zwar wie

Bild 5.14
Kennlinienfeld eines
Ge-pnp-Transistors
für 120 mW Verlust-
leistung (GC 121)



1. der Kollektorstrom I_C bei jeweils konstantem Basisstrom I_B von der Kollektorspannung U_{CE} ,
2. der Kollektorstrom I_C bei konstanter Kollektorspannung U_{CE} vom Basisstrom I_B und
3. der Basisstrom I_B bei konstanter Kollektorspannung U_{CE} von der Basisspannung U_{BE} abhängt.

Das ist nicht ganz einfach. Deshalb müssen wir vorher alles genau durchdenken und einen exakten Ablaufplan aufstellen. Zu diesem Zweck fertigen wir uns eine Tabelle mit fünf Zeilen und sechs Spalten an. Die erste Zeile bildet den Tabellenkopf, in die darunterliegenden tragen wir die Meßwerte ein. Der Tabellenkopf und die erste Spalte werden noch vor Versuchsbeginn ausgefüllt (s. u.).

Nachdem die Basis an die Spannungsquelle für U_{BE} angeschlossen wurde und der Kollektor an $U_{CE} = 1,5 \text{ V}$ liegt, stellen wir mit dem Potentiometer einen Basisstrom $I_B = 0,1 \text{ mA}$ ein. Der Strommesser A_2 in der Kollektorleitung zeigt $I_C = 9 \text{ mA}$ an; das ist unsere erste Eintragung. Dann erhöhen wir U_{CE} auf 3 V , stellen – falls erforderlich – den Basisstrom wieder genau auf $0,1 \text{ mA}$ nach und lesen $I_C = 10 \text{ mA}$ ab; zweite Eintragung. Nun werfen wir einen Blick auf den Spannungsmesser, der jetzt $U_{BE} = 0,20 \text{ V}$ anzeigt; dritte Eintragung. Bei $U_{CE} = 4,5 \text{ V}$ lesen wir $I_C = 11 \text{ mA}$ und bei 9 V 14 mA ab; vierte und fünfte Eintragung. Bei jeder Änderung von U_{CE} kontrollieren wir, ob der Basisstrom noch unverändert $0,1 \text{ mA}$ beträgt.

I_B in mA	I_C in mA bei $U_{CE} =$				U_{BE} in V für $U_{CE} = 3 \text{ V}$
	1,5 V	3 V	4,5 V	9 V	
0,1	9	10	11	14	0,20
0,2	19	21	23	–	0,23
0,3	29	32	–	–	0,26
0,4	38	42	–	–	0,29

In der gleichen Art ermitteln wir noch die Kollektorströme für $I_B = 0,2 \text{ mA}$, $0,3 \text{ mA}$ und $0,4 \text{ mA}$ und die bei $U_{CE} = 3 \text{ V}$ dafür erforderlichen Spannungen U_{BE} .

Dann übertragen wir die Wertepaare in unser Diagramm. Im ersten Teilfeld (rechts oben) tragen wir alle Kollektorstrommeßwerte über den zugehörigen Spannungen ein, verbinden die Punkte für gleichen Basisstrom und erhalten so die I_C - U_{CE} -Kennlinien.

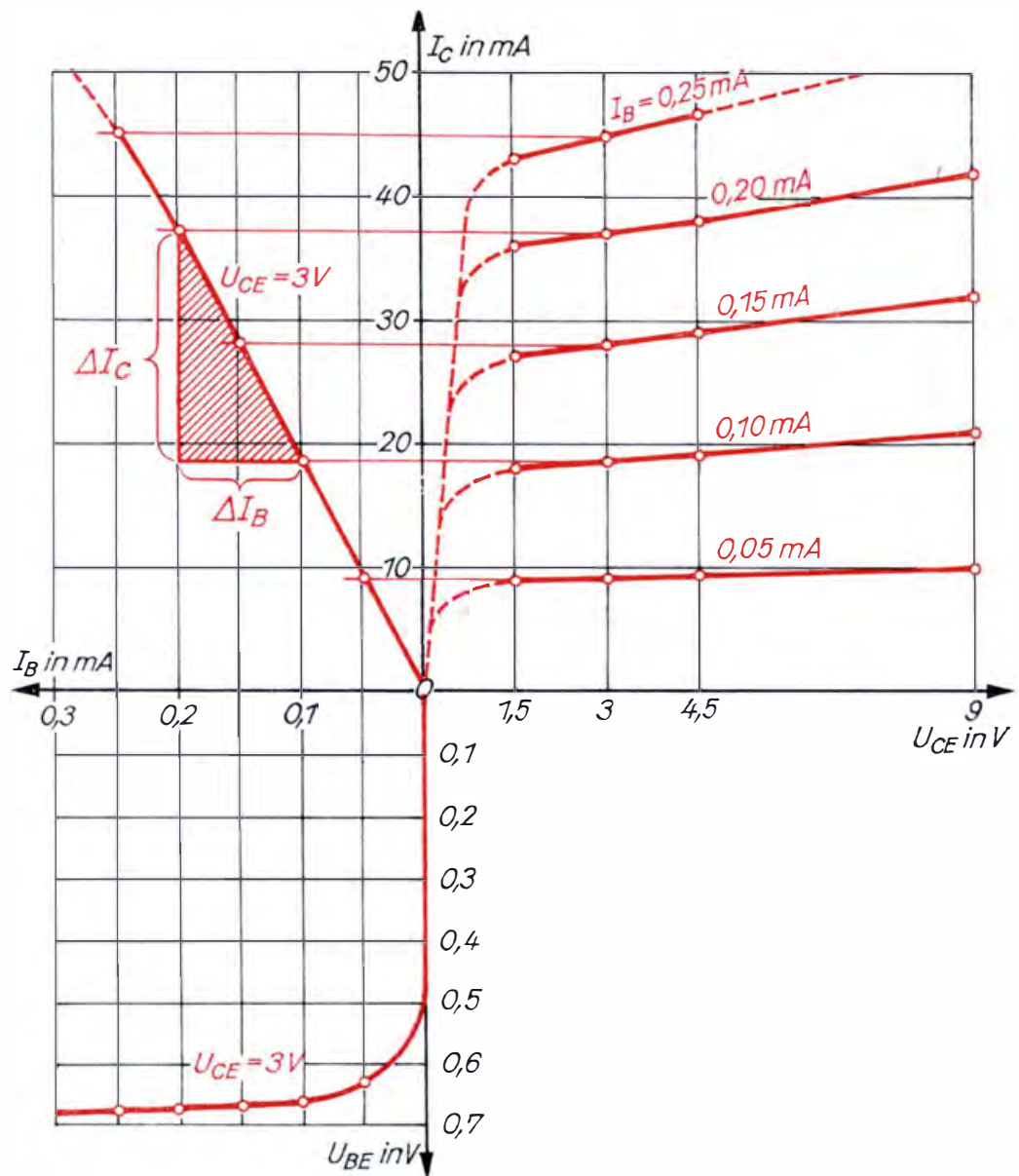
Im zweiten Teilfeld (links oben) wollen wir den Zusammenhang zwischen Kollektorstrom und Basisstrom darstellen. Auf der Abszissenachse tragen wir die Basisströme und darüber die zugehörigen Kollektorströme für $U_{CE} = 3 \text{ V}$ auf und zeichnen die I_C - I_B -Kennlinie.

Im dritten Teilfeld (links unten) schließlich soll die Abhängigkeit des Basisstromes von der Basisspannung veranschaulicht werden. Nach dem Verbinden der Punkte erhalten wir die I_B - U_{BE} -Kennlinie; wir sehen sofort die Ähnlichkeit dieser Kurve mit der Durchlaßkennlinie einer Ge-Diode (vgl. Bild 5.9). Genauso nehmen wir das Kennlinienfeld eines Si-npn-Transistors mit der Schaltung nach Bild 5.13b auf. Neu sind die beiden Kondensatoren zwischen Kollektor und Emitter sowie zwi-

schen Basis und Emitter. Für die Kennlinien sind sie ohne jeden Einfluß, verhindern jedoch, daß der Transistor unter Umständen zu schwingen anfängt. Deshalb klemmen oder löten wir sie direkt an die Transistorfahnen. Nachdem wieder sämtliche Meßwerte in einer Tabelle festgehalten wurden, übertragen wir die Wertepaare

I_B in mA	I_C in mA bei $U_{CE} =$				U_{BE} in V für $U_{CE} = 3\text{ V}$
	1,5 V	3 V	4,5 V	9 V	
0,05	9	9	9,5	10	0,63
0,10	18	18,5	19	21	0,65
0,15	27	28	29	32	0,66
0,20	36	37	38	42	0,67
0,25	43	45	47	55	0,68

Bild 5.15
Kennlinienfeld eines
Si-npn-Transistors
für 600 mW Verlust-
leistung (SF 121)



in ein neues Diagramm nach Bild 5.15 und erhalten so das Kennlinienfeld eines Si-npn-Transistors. Auch hier entspricht die I_B-U_{BE} -Kennlinie der Durchlaßkennlinie einer Siliziumdiode (vgl. Bild 5.9). Das ist auch ganz verständlich, denn der Basis-Emitter-Übergang wird in Durchlaßrichtung betrieben.

Eine wichtige Größe: der Stromverstärkungsfaktor

Da die Kurven der I_C-I_B -Kennlinien nahezu geradlinig verlaufen, muß sich der Kollektorstrom genau in dem gleichen Verhältnis ändern wie der Basisstrom. Wächst I_B beispielsweise von 0,1 mA auf 0,2 mA an, so steigt beim Ge-Transistor I_C von 10 mA auf 21 mA. Einer Änderung des Basisstromes um $\Delta I_B = 0,1$ mA entspricht eine Kollektorstromänderung von $\Delta I_C = 11$ mA. Das Verhältnis beider Stromänderungen ist eine weitere wichtige, stark exemplarabhängige Kenngröße: der

Stromverstärkungsfaktor h_{21e} bzw. $\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$. Im Beispiel unseres Ge-Transistors beträgt $\beta = \frac{11 \text{ mA}}{0,1 \text{ mA}} = 110$, für unseren Si-Transistor

berechnen wir $\beta = \frac{(37 - 18,5) \text{ mA}}{(0,2 - 0,1) \text{ mA}} = \frac{18,5}{0,1} = 185$. Der Stromver-

stärkungsfaktor ist nicht völlig konstant, sondern hängt sowohl von der anliegenden Kollektorspannung als auch in gewissen Grenzen vom fließenden Kollektorstrom ab. Vom Stromverstärkungsfaktor β , der auch als *Kleinsignalverstärkung* bezeichnet wird, unterscheidet der Techniker die *Gleichstromverstärkung* oder *Großsignalverstärkung*

$$B = \frac{I_C - I_{CE0}}{I_B}.$$

Bei $U_{CE} = 3$ V und $I_B = 0,1$ mA beträgt die Gleichstromverstärkung des Ge-Transistors $B = \frac{10 \text{ mA} - 0,32 \text{ mA}}{0,1 \text{ mA}} = \frac{9,68}{0,1} \approx 97$, die des

Si-Transistors $B = \frac{18,5 \text{ mA} - 0,00 \text{ mA}}{0,1 \text{ mA}} = 185$.

So wirkt ein Verstärker für Wechselspannung

Kehren wir wieder zu unserer Schaltung mit dem Ge-Transistor (Bild 5.13a) zurück und nehmen wir nun an, zwischen Basis und Emitter liegt eine Wechselspannung von 30 mV Maximalwert! Die Augenblicksspannung an der Basis wechselt demnach zwischen $-0,03$ V, 0 und $+0,03$ V gegenüber dem Emitter. Der I_B-U_{BE} -Kennlinie im Bild 5.14 entnehmen wir, daß kein Basisstrom und damit auch kein Kollektorstrom fließt. Erst wenn der Maximalwert der Wechselspannung auf beispielsweise 0,2 V steigt, fließt während der negativen Halbwelle ein Basisstrom von maximal 0,1 mA und daraufhin ein Kollektorstrom von 10 mA. Die Wechselspannung wird an der Basis-Emitter-Diode, so wie aus Bild 5.10 ersichtlich, gleichgerichtet.

Ein Transistor soll aber verstärken und nicht gleichrichten. Deshalb muß die Basis zunächst eine feste Vorspannung von $-0,23$ V erhalten. Erst dann legen wir die Wechselspannung von 30 mV Maximalwert an.

Bild 5.16
Die Basisspannung steuert den Kollektorstrom

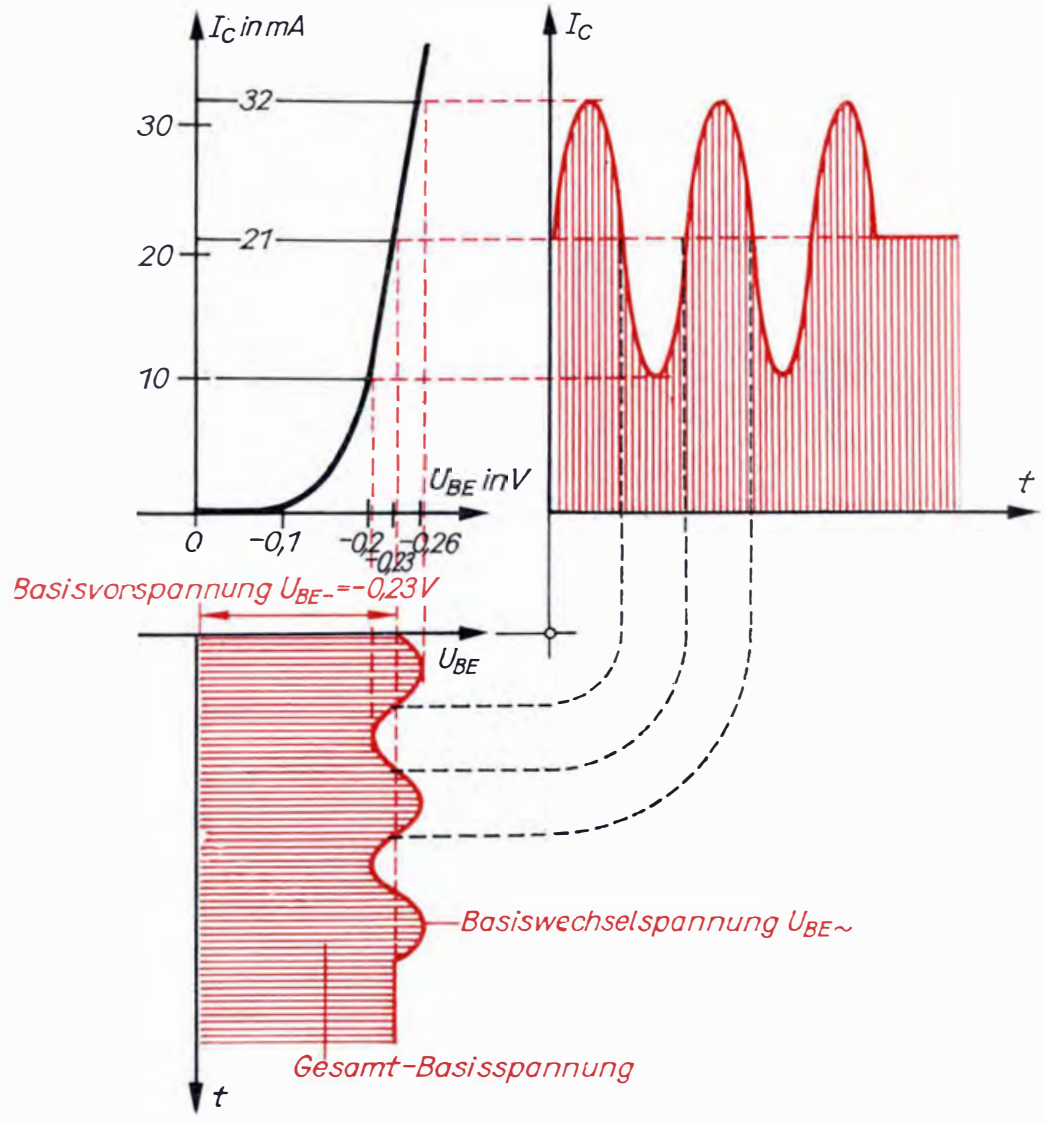
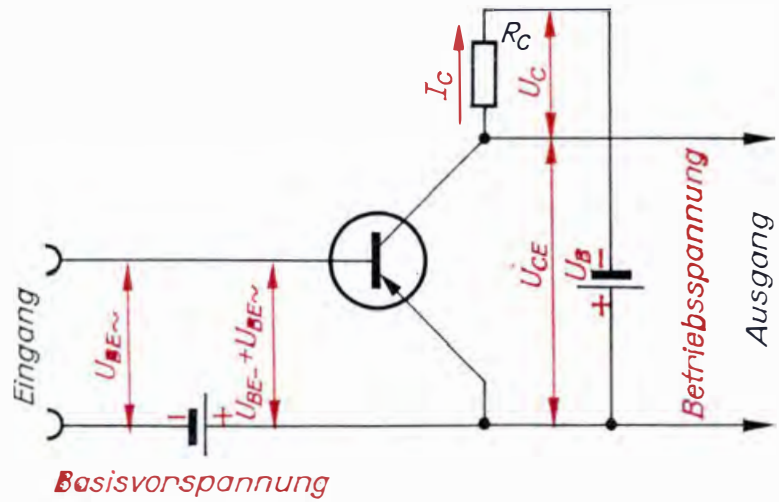


Bild 5.17
Grundsätzliche Schaltung eines Verstärkers



Nun schwankt die Basisspannung zwischen $-0,20\text{ V}$ und $-0,26\text{ V}$. Im Bild 5.16 ist der Sachverhalt dargestellt. Mit dieser Gesamtbasisspannung wird der Kollektorstrom des Transistors nahezu abbildungsgetreu gesteuert. Die Kollektorstromänderung allein nützt uns noch nicht viel. Wenn wir aber den Strom über einen Widerstand fließen lassen, müssen an ihm analoge Spannungsschwankungen auftreten, die wir abgreifen können. Damit haben wir eine Möglichkeit, niedrige Wechselspannungen zu verstärken.

Im Bild 5.17 ist die grundsätzliche Schaltung eines *Transistorverstärkers* dargestellt. Eine besondere Gleichspannungsquelle erzeugt die erforderliche Basisvorspannung U_{BE} . Die Größe U_{BE} ist die zu verstärkende Eingangsspannung. Über dem Kollektorwiderstand R_C erzeugt der Kollektorstrom unterschiedlicher Stärke Spannungen U_C verschiedener Größe. Wenn kein Kollektorstrom fließt, liegt die Betriebsspannung U_B voll zwischen Kollektor und Emitter. Sobald der Kollektorstrom größer wird, verringert sich U_{CE} , da jetzt über R_C ein Spannungsabfall $U_C = R_C \cdot I_C$ auftritt und $U_{CE} + U_C$ niemals größer oder kleiner als U_B sein kann. Erreicht der Kollektorstrom sein Maximum, fällt die gesamte Betriebsspannung über R_C ab, U_{CE} wird gleich Null. Zwischen diesen beiden Extremwerten arbeitet unser Transistor. Dabei darf die Verlustleistung $P = U_{CE} \cdot I_C$ den Wert P_{\max} niemals überschreiten.

Wir berechnen und bauen einstufige Verstärker für Kopfhörerbetrieb

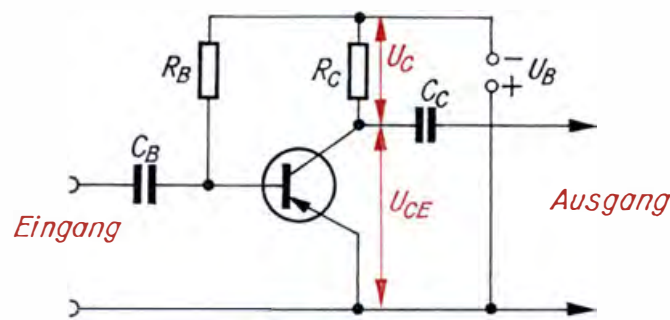
Zum Ermitteln von R_C brauchen wir das I_C - U_{CE} -Kennlinienfeld und tragen den für eine Betriebsspannung $U_B = 9\text{ V}$ resultierenden Extremwert $I_C = 0\text{ mA}$, $U_{CE} = 9\text{ V}$ in das Diagramm ein. Von diesem Punkt muß nun eine Gerade ausgehen – die sogenannte *Arbeitsgerade* –, auf der alle Betriebswerte innerhalb der beiden Extremwerte liegen. Soll das Leistungsvermögen des Transistors ausgenutzt werden, legen wir die Gerade möglichst nahe an die Verlusthyperbel und erhalten dann auf der I_C -Achse den zweiten Extremwert. In unserem Falle ist das nicht erforderlich. Wir legen den maximalen Kollektorstrom mit $I_{C\max} =$

9 mA fest, weil dann der Arbeitswiderstand gerade $R_C = \frac{U_B}{I_{C\max}} = \frac{9\text{ V}}{9\text{ mA}} = 1\text{ k}\Omega$ groß wird.

Wenn wir den Transistor voll, d. h. bis zu den beiden Extremwerten, aussteuern wollen, muß der Arbeitspunkt genau in der Mitte der Arbeitsgeraden liegen. Das sind in unserem Beispiel $I_C = 4,5\text{ mA}$. Dieser Strom muß fließen, wenn an der Basis keine Eingangsspannung liegt. Nach $B \approx \frac{I_C}{I_B}$ muß der Basisruhestrom $I_B \approx \frac{I_C}{B} = \frac{4,5\text{ mA}}{100} = 45\text{ }\mu\text{A}$ betragen.

Um eine besondere Basisspannungsquelle U_{BE} einzusparen, wollen wir die für den Basisruhestrom erforderliche Basisspannung aus der Betriebsspannung U_B gewinnen. Diesem Zweck dient im Bild 5.18 der Basiswiderstand R_B . Je größer er ist, um so kleiner wird der Basisstrom werden. Wir wollen seine Größe ermitteln und gehen dabei von der

Bild 5.18
Einstufiger Verstärker für Wechselspannungen



Gleichstromverstärkung aus: $B \approx \frac{I_C}{I_B}$ oder $I_B \approx \frac{I_C}{B}$. Für I_C setzen wir $\frac{U_C}{R_C}$ und für I_B – etwas vereinfacht – $\frac{U_B}{R_B}$. Eigentlich müßten wir zu R_B noch den Grenzschichtwiderstand der Basis-Emitter-Strecke addieren. Er ist jedoch im Verhältnis zu R_B klein; wir vernachlässigen ihn deshalb und schreiben $\frac{U_B}{R_B} \approx \frac{1}{B} \cdot \frac{U_C}{R_C}$. Diese Beziehung, nach dem gesuchten Widerstand aufgelöst, ergibt $R_B \approx \frac{B \cdot U_B \cdot R_C}{U_C}$. Da entsprechend dem gewählten Arbeitspunkt nach Bild 5.14 im Ruhezustand der Spannungsabfall U_C über dem Kollektorwiderstand R_C halb so groß wie die Betriebsspannung U_B ist, setzen wir für $U_C = \frac{U_B}{2}$ ein, kürzen gleichzeitig U_B und erhalten so $R_B \approx 2 \cdot B \cdot R_C$.

Für unser begonnenes Beispiel ($R_C = 1 \text{ k}\Omega$, $B = 100$) muß der Basiswiderstand $R_B \approx 2 \cdot 100 \cdot 1 \text{ k}\Omega = 200 \text{ k}\Omega$ groß sein. Wir nehmen dafür einen Miniatur-Schichtdrehwiderstand von $500 \text{ k}\Omega$ und stellen mit ihm einen Kollektorstrom von $4,5 \text{ mA}$ ein. Zu diesem Zweck schalten wir zwischen Kollektorwiderstand und Kollektor einen Strommesser. Beim Einbau des Potentiometers achten wir darauf, daß zunächst zwischen Minuspolanschluß und Basisabgriff der volle Widerstandswert liegt. Ist der Basiswiderstand zu klein, können der Basisstrom und damit auch der Kollektorstrom sehr rasch zu groß werden und den Transistor zerstören.

Damit die Basisvorspannung, die sich auf Grund des über R_B fließenden Basisruhestromes einstellt, nicht verändert wird, schalten wir nach Bild 5.18 in die Basisleitung einen Basiskondensator C_B . Die zu verstärkende Wechselspannung liegt dann an der Reihenschaltung $C_B R_{BE}$, wobei R_{BE} kein besonderes Bauelement, sondern der Widerstand der Basis-Emitter-Strecke ist. Nur der über R_{BE} abfallende Teil der Eingangsspannung liegt an der Basis.

Der I_B - U_{BE} -Kennlinie im Bild 5.14 entnehmen wir, daß für $I_B = 45 \mu\text{A}$ eine Basisvorspannung $U_{BE} = 0,18 \text{ V}$ benötigt wird. Der Widerstand der Basis-Emitter-Strecke muß dann in der Größenordnung $R_{BE} = \frac{U_{BE}}{I_B} = \frac{0,18 \text{ V}}{0,045 \text{ mA}} = 4 \text{ k}\Omega$ liegen. Aus Kapitel 4 ist uns bekannt (vgl.

S. 62), daß bei Widerstandsgleichheit in einer Reihenschaltung aus einem Ohmschen Widerstand und einem kapazitiven Wechselstromwiderstand über jedem der Teilwiderstände etwa das 0,7fache der Eingangsspannung abfällt. Wir wissen weiter, daß der kapazitive Widerstand mit fallender Frequenz steigt. Die Frequenz, für die R_C gleich R_{BE} wird, bezeichnet man als untere Grenzfrequenz des Verstärkers.

Damit die tiefsten Töne ebenso wie die hohen verstärkt werden, wählen wir die Kapazität des Basiskondensators so hoch, daß sein Wechselstromwiderstand für 50 Hz höchstens ein Fünftel von R_{BE} beträgt:

$$R_C = \frac{1}{5} R_{BE}.$$

Das gilt für alle RC-Reihenschaltungen in Transistorverstärkern. Bei RC-Parallelschaltungen geht man sogar bis zu $R_C = \frac{1}{10} R_{BE}$.

Die Kapazität des Basiskondensators muß dann

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot \frac{R_{BE}}{5}} = \frac{5}{2\pi \cdot 50 \text{ s}^{-1} \cdot 4 \cdot 10^3 \Omega} = 4 \mu\text{F} \text{ betragen.}$$

Im allgemeinen sind Basiskondensatoren in Tonfrequenz- oder *Niederfrequenzverstärkern* – kurz *NF-Verstärkern* – zwischen 2 und 10 μF groß.

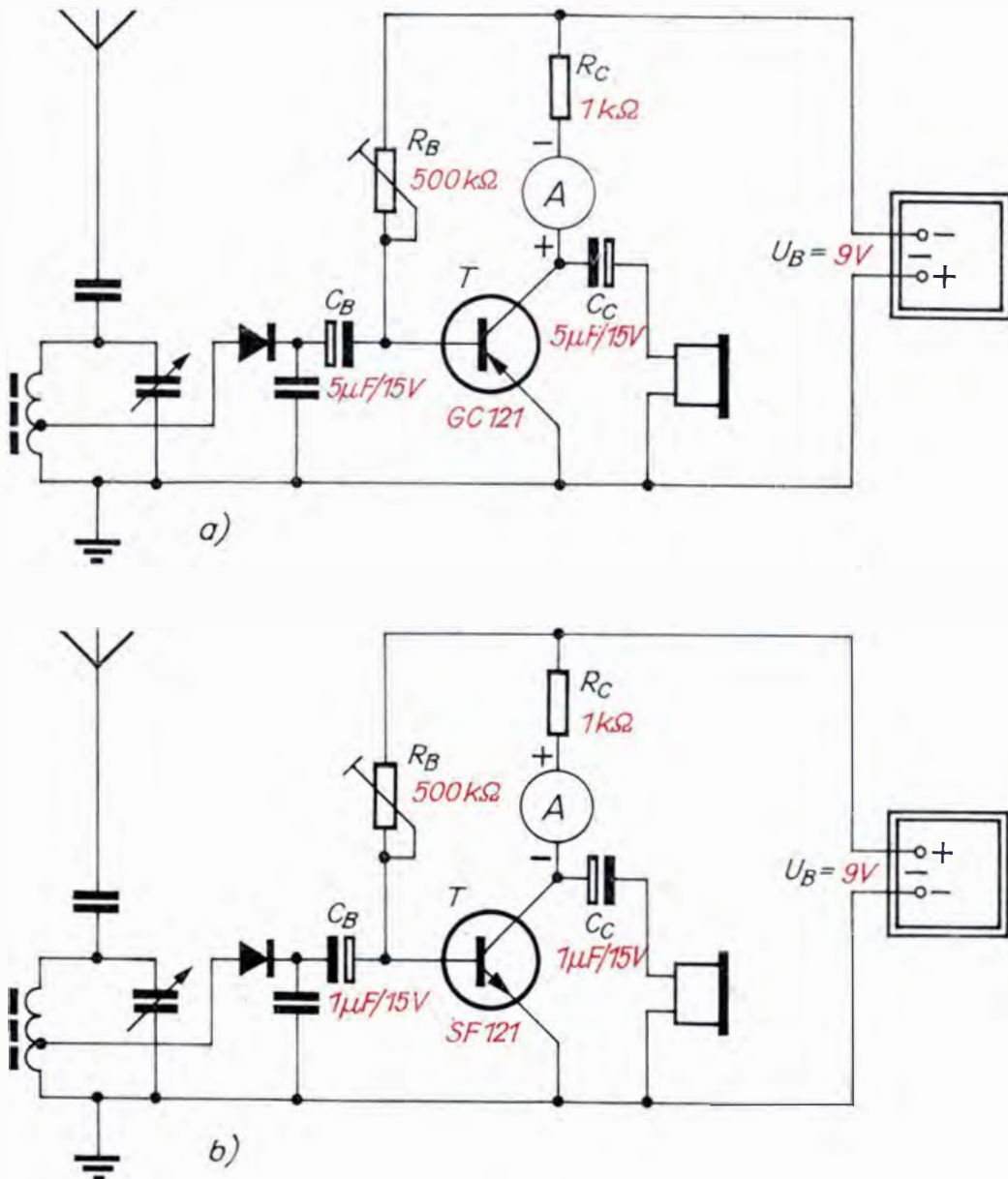


Bild 5.19
Diodenempfänger mit einstufigen NF-Verstärkern
a) Verstärker mit Ge-npn-Transistor
b) Verstärker mit Si-npn-Transistor

Bild 5.19a zeigt, wie wir den NF-Verstärker an unseren Diodenempfänger anschließen. Da sich mit einem Transistor noch kein Lautsprecherbetrieb lohnt, legen wir an den Ausgang des einstufigen Verstärkers einen Kopfhörer. Der Orts- bzw. Bezirkssender kann gut abgehört werden. Vom Verstärkungsgrad können wir uns überzeugen, indem wir den Kopfhörer direkt an den Diodenempfänger anschließen; jetzt muß es im Zimmer mäuschenstill sein, wenn wir noch etwas hören wollen.

Bauen wir einen analogen Verstärker mit unserem Si-Transistor auf! Bei $R_C = 1 \text{ k}\Omega$ muß der Basiswiderstand hier $R_B \approx 2 \cdot 185 \cdot 1 \text{ k}\Omega = 370 \text{ k}\Omega$ groß werden. Wir verwenden wieder den $500\text{-k}\Omega$ -Einstellwiderstand. Der Basisstrom ist wegen der größeren Stromverstärkung nur

$I_B \approx \frac{I_C}{B} = \frac{4,5 \text{ mA}}{185} = 24 \text{ }\mu\text{A}$ groß. Aus der I_B - U_{BE} -Kennlinie im

Bild 5.15 lesen wir dafür eine Basisvorspannung $U_{BE} = 0,61 \text{ V}$ ab; der Widerstand der Basis-Emitter-Strecke beträgt demnach $R_{BE} =$

$\frac{0,61 \text{ V}}{0,024 \text{ mA}} = 25 \text{ k}\Omega$. Deshalb braucht die Kapazität des Basiskonden-

sators nur $C = 1 \text{ }\mu\text{F}$ groß zu sein. Im Bild 5.19b ist unser NF-Verstärker mit einem Siliziumtransistor an den Diodenempfänger geschaltet. Den Kollektorstrom stellen wir mit R_B wieder auf $4,5 \text{ mA}$ ein.

Schaltungen mit Germaniumtransistoren sind besonders temperaturempfindlich

Wir hatten an zwei Versuchen festgestellt, daß sowohl der Sperrstrom einer Germaniumdiode als auch der Kollektorreststrom eines Germaniumtransistors mit steigender Temperatur beträchtlich größer werden. Wenn wir einen Transistor in der Nähe seiner maximalen Verlustleistung betreiben und der Kollektorreststrom ansteigt, wird die umgesetzte Leistung noch größer. Die Folge davon ist ein weiteres Erwärmen, das schließlich zum Zerstören des Transistors führen kann. Dieser Erscheinung muß durch geeignete Schaltungen entgegengewirkt werden.

In den meisten Fällen werden wir den Arbeitspunkt eines Transistors so einstellen, daß ein „Heißlaufen“ ausgeschlossen ist, also weit unterhalb der maximalen Verlustleistung. Daß auch dann noch Maßnahmen zur Konstanthaltung des Kollektorstromes erforderlich sind, schauen wir uns an einem einfachen Beispiel an. Der Transistor habe bei $20 \text{ }^\circ\text{C}$ einen Reststrom von $I_{CE0} = 125 \text{ }\mu\text{A}$, die Batteriespannung betrage 1 V , und der Kollektorwiderstand sei mit $2 \text{ k}\Omega$ gewählt. Den maximalen

Kollektorstrom errechnen wir zu $I_{C\text{max}} = \frac{U_B}{R_C} = \frac{1 \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega} = 0,5 \text{ mA}$, der

Arbeitspunkt muß dementsprechend bei einem Kollektorstrom von $0,25 \text{ mA}$ liegen. Bei den Versuchen mit unserem Germaniumtransistor hatten wir gesehen, daß der Reststrom bei Erwärmung um rund 10 K (K: Symbol für Kelvin; Einheit der Temperatur und Temperaturdifferenz) etwa auf den doppelten Wert ansteigt. Allgemein rechnet man mit einer Verdoppelung des Reststromes bei 8 bis 10 K Temperaturerhöhung. Wenn der Reststrom bei $20 \text{ }^\circ\text{C}$ bereits $125 \text{ }\mu\text{A}$ beträgt, so wird er bei $30 \text{ }^\circ\text{C}$ auf etwa $250 \text{ }\mu\text{A}$ und bei $40 \text{ }^\circ\text{C}$ auf $500 \text{ }\mu\text{A}$ ansteigen. Bei weiterer Temperaturerhöhung wird der Reststrom größer als der maximal vor-

gesehene Kollektorstrom. Der Arbeitspunkt des Transistors hat sich so weit verschoben, daß unser Transistor nicht mehr verstärkt.

Also ist auch in diesem Fall eine *Temperaturstabilisierung* unbedingt erforderlich. Bild 5.20a zeigt eine Schaltung, die den Kollektorstrom bei Temperaturschwankungen relativ konstant hält. Der Basiswiderstand liegt hier zwischen Kollektor und Basis. Angenommen, der Kollektorstrom steigt infolge Erwärmung an, dann wird der Spannungsabfall über R_C größer, die Kollektorspannung sinkt und mit ihr gleichzeitig der Basisstrom. Ein Sinken des Basisstromes bewirkt – und darauf kommt es gerade an – auch ein Sinken des Kollektorstromes. Die Schaltung arbeitet jetzt stabil, der Kollektorstrom bleibt nahezu konstant. Die Größe des Basiswiderstandes hängt ebenfalls von der Stromverstärkung

B des jeweiligen Transistors ab. Nach $I_B \approx \frac{I_C}{B}$ setzen wir für I_C wieder $\frac{U_C}{R_C}$ ein. Da in dieser Schaltung der Basiswiderstand direkt am Kollektor R_C liegt, gilt für den Basisstrom $I_B = \frac{U_{CE}}{R_B}$. Wir erhalten $\frac{U_{CE}}{R_B} \approx \frac{U_C}{B \cdot R_C}$.

Im Arbeitspunkt sind Kollektorspannung U_{CE} und Spannungsabfall U_C über R_C gleich groß, so daß sich $R_B \approx B \cdot R_C$ ergibt. Für unseren Ge-Experimentiertransistor muß dann $R_B \approx 100 \cdot 1 \text{ k}\Omega = 100 \text{ k}\Omega$ betragen, und für den Si-Transistor mit $B = 185$ berechnen wir $R_B \approx 185 \cdot 1 \text{ k}\Omega = 185 \text{ k}\Omega$. Wir verwenden ein passendes Potentiometer und stellen mit ihm, beim größten Widerstandswert beginnend, einen Kollektorstrom von 4,5 mA ein.

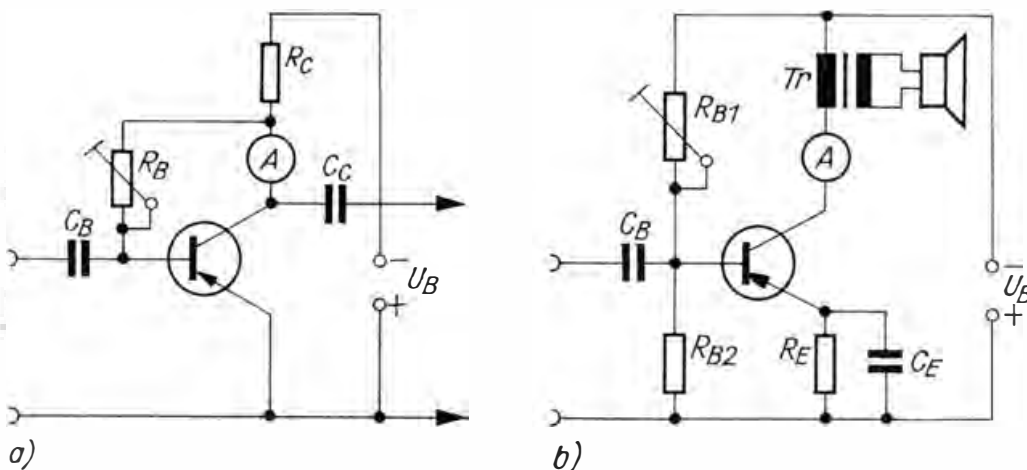
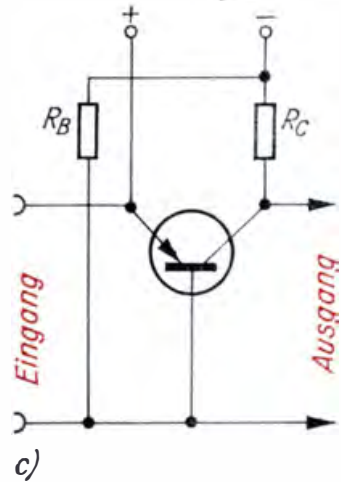
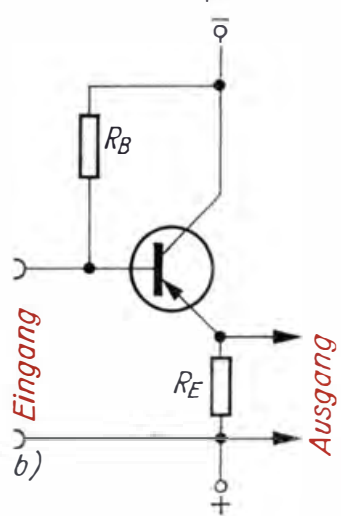
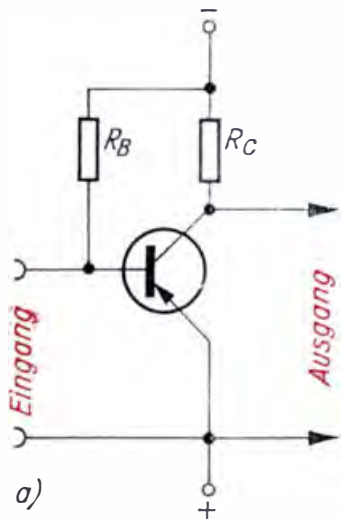


Bild 5.20
Schaltungen zur
Temperaturkompensation:

- a) Stabilisierung des Kollektorstromes durch einen am Kollektor liegenden Basiswiderstand
- b) Stabilisierung einer Endstufe durch Basisspannungsteiler und Emitterwiderstand

Da über den Basiswiderstand ein Teil der verstärkten Wechselspannung an die Basis zurückgelangt, kommt es zu einer leicht verzerrungsmindernden Gegenkopplung. In Endstufen kann diese Art der Stabilisierung nicht angewendet werden, weil der Ohmsche Widerstand des Lautsprecherübertragers sehr klein ist und deshalb die Kollektorspannung nur geringfügig unterhalb der Batteriespannung liegt. Die grundsätzliche Schaltung einer NF-Endstufe ist im Bild 5.20b dargestellt. Hier erhält die Basis über einen Spannungsteiler eine feste Vorspannung. Sobald der Kollektorstrom infolge Erwärmung ansteigt, fällt über dem Emitterwiderstand R_E eine höhere Spannung ab, und die Spannung an der Basis-Emitter-Strecke wird geringer. Da wir den Übergang Basis-Emitter als eine in Durchlaß betriebene Diode auffassen dürfen, wirken sich geringste Spannungsänderungen bereits merklich auf den Basisstrom und damit auch auf den Kollektorstrom aus.



Der Emitterwiderstand R_E liegt in Reihe mit dem Widerstand der Basis-Emitter-Strecke R_{BE} , und deshalb fällt auch ein Teil der Eingangswchselspannung an R_E ab. Das ist jedoch in den meisten Fällen unerwünscht, weil dann auch die Ausgangswchselspannung absinkt. Aus diesem Grund schaffen wir für den Wechselstromanteil des Basisstromes eine Umleitung geringen Widerstandes, indem wir zu R_E einen *Emitterkondensator* C_E parallelschalten. Da sein Wechselstromwiderstand für die tiefsten Töne nicht größer als $R_C = \frac{1}{10} R_E$ werden darf (vgl. S. 85), muß seine Kapazität bei einer angenommenen Größe von $R_E = 500 \Omega$ mindestens $C_E = \frac{1}{2 \pi \cdot f \cdot \frac{1}{10} R_E} = \frac{10}{2 \pi \cdot 50 \text{ s}^{-1} \cdot 500 \Omega} =$

$64 \mu\text{F}$ betragen. Wir würden in diesem Fall einen Kondensator mit einer Kapazität von $100 \mu\text{F}$ einsetzen.

Die möglichen Schaltungsarten eines Transistors

Obwohl wir in den meisten Fällen die Transistoren in *Emitterschaltung* betreiben werden, sind auch noch andere Schaltungsarten möglich: *Kollektorschaltung* und *Basisschaltung*. Dabei gibt die wechselstrommäßig gleichzeitig am Eingang und am Ausgang liegende Elektrode der jeweiligen Schaltung den Namen. Im Bild 5.21 sind die drei Schaltungsarten zusammengestellt. Die wichtigsten Unterscheidungsmerkmale entnehmen wir der folgenden Tabelle.

	Emitter-schaltung	Kollektor-schaltung	Basis-schaltung
Stromverstärkung	10...300	10...300	1
Spannungsverstärkung	10... 30	<1	≈ 10
Leistungsverstärkung	<10000	<1000	<1000
Eingangswiderstand	1...5 k Ω	0,01...1 M Ω	10...50 Ω
Ausgangswiderstand	$\approx 10 \text{ k}\Omega$	$\approx 1 \text{ k}\Omega$	$\approx 100 \text{ k}\Omega$

Die Gegenüberstellung zeigt, daß die Emitterschaltung im Normalfall den anderen Schaltungen vorzuziehen ist. Aber auch die übrigen Schaltungen haben spezielle Anwendungsgebiete gefunden. Soll beispielsweise ein Kristallmikrofon oder ein Kristalltonabnehmer mit seinem hohen Innenwiderstand an einen Verstärker angeschlossen werden, ist der Eingangswiderstand des Verstärkers dem Widerstand der Wechselspannungsquelle anzupassen. Dazu eignet sich die Kollektorschaltung; sie wird vorwiegend als *Impedanzwandler* („Scheinwiderstandswandler“) zur Anpassung hochohmiger Quellen an niederohmige Eingänge (Verstärker in Emitterschaltung) verwendet.

Die Basisschaltung erscheint zunächst von den drei Möglichkeiten als die ungeeignetste. Schwierigkeiten bereitet vor allem ihr sehr niedriger Eingangswiderstand. Trotzdem hat auch sie einen nicht übersehbaren Vorteil: Ein Transistor ist in Basisschaltung noch bei weitaus höheren Frequenzen betriebsfähig als in Emitter- oder Kollektorschaltung. Deshalb wird diese Schaltung fast ausschließlich in der HF-Technik angewendet.

Bild 5.21
Schaltungsarten eines
Transistors:
a) Emitterschaltung
b) Kollektorschaltung
c) Basisschaltung

6. Ein Transistorprüfgerät wird gebaut

Für unsere Belange sind nur die Stromverstärkung B und der Kollektorreststrom I_{CE0} von Interesse. Auf die Messung anderer Größen können wir daher verzichten. Der prinzipielle Aufbau des Prüfgerätes entspricht der Schaltung zur Kennlinienaufnahme nach Bild 5.13. Dort haben wir jedoch drei Meßgeräte und zwei Spannungsquellen benötigt. Wie man einen bestimmten Basisstrom mit Hilfe der Batteriespannung erzeugen kann, ist uns vom Aufbau der Verstärker bekannt. Wir können deshalb auf eine besondere Basis-Emitter-Spannungsquelle verzichten. Den Basiswiderstand dimensionieren wir so, daß bei einer Batteriespannung von 4,5 V (Flachbatterie) ein Basisstrom von genau $10 \mu\text{A}$ fließt. Dann brauchen wir keinen zweiten Strommesser. Da für Ge-Transistoren die Basis-Emitter-Spannung etwa 0,1 V und für Si-Transistoren 0,6 V betragen muß, ehe überhaupt ein Basisstrom fließt (vgl. S. 78 ff.), verwenden wir für beide Halbleiter unterschiedliche Basiswiderstände. Für Germanium muß $R_B = \frac{4,5 \text{ V} - 0,1 \text{ V}}{0,01 \text{ mA}} = 440 \text{ k}\Omega$, für Silizium $R_B = \frac{4,5 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{0,01 \text{ mA}} = 390 \text{ k}\Omega$ groß werden. Wir schalten zwei Widerstände von $R_1 = 390 \text{ k}\Omega$ und $R_2 = 56 \text{ k}\Omega$ in Reihe, von denen der kleinere bei Si-Transistoren mit S_1 kurzgeschlossen wird (vgl. Bild 6.1). Damit

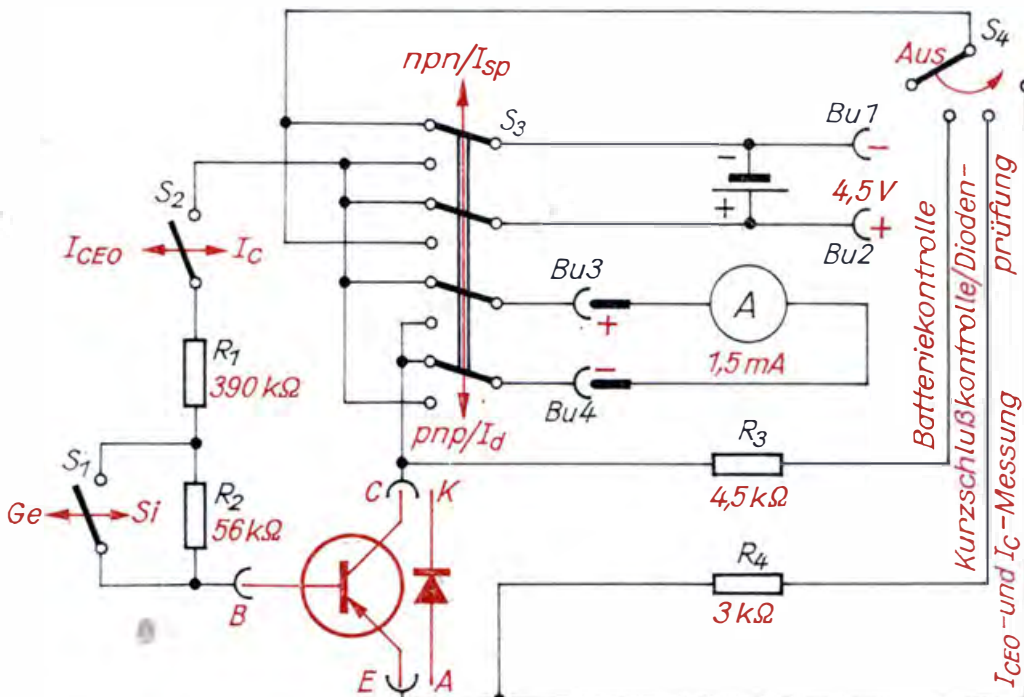


Bild 6.1
Schaltbild des
Transistorprüf-
gerätes

nicht ein ungenauer Basiswiderstand die Meßgenauigkeit unseres Prüfgerätes beeinträchtigt, überzeugen wir uns von der tatsächlichen Größe der Widerstände. Wenn wir keinen Widerstandsmesser (Ohmmeter) besitzen, genügen bereits eine Strom- und Spannungsmessung.

Zur Reststrommessung wird der Basiswiderstand mit S_2 von der Batterie getrennt. Das Weglassen des Basisstrommessers birgt aber auch eine Gefahr in sich: Der Basisstrom kann kleiner als $10 \mu\text{A}$ werden, ohne daß wir es bemerken. Dieser Fall tritt dann ein, wenn die Batteriespannung unter $4,5 \text{ V}$ gesunken ist. Deshalb müssen wir uns vor jeder Messung überzeugen können, ob die Batterie noch verwendbar ist. Als Meßgerät wollen wir den Kollektorstrommesser verwenden. Wir einigen uns darauf, daß er bei voller Batterie einen Strom von $I = 1 \text{ mA}$ anzeigen soll. Dazu ist ein weiterer Widerstand erforderlich, der in Reihe mit dem Strommesser und der Batterie geschaltet wird. Seine Größe ist

$$R_3 = \frac{4,5 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 4,5 \text{ k}\Omega.$$

Welchen Meßbereich soll das Anzeigeinstrument haben? Die Restströme der Ge-Transistoren bis 150 mW schwanken zwischen 50 und $500 \mu\text{A}$, die Stromverstärkungen zwischen 20 und 300 . Der kleinste in Betracht kommende Meßbereich wäre demnach 1 mA ; für das Mustergerät wurde ein Vielfachmesser mit $1,5 \text{ mA}$ verwendet. Da die Skale 30 Teilstriche enthält, entsprechen $50 \mu\text{A}$ einem Teilstrich. Diese Ablesegenauigkeit genügt. Reicht aber der Meßbereich $1,5 \text{ mA}$ auch für hohe Stromverstärkungen aus? Angenommen, B betrage 300 . Bei

einem Basisstrom von $10 \mu\text{A}$ fließt nach $B \approx \frac{I_C}{I_B}$ ein Kollektorstrom von $I_C \approx B \cdot I_B = 300 \cdot 0,01 \text{ mA} = 3 \text{ mA}$. Für diesen Fall müssen wir den Vielfachmesser in den nächstgrößeren Bereich, z. B. 6 mA , umschalten.

Bei den vom Handel verbilligt angebotenen „Bastlertransistoren“ kann unter Umständen die Sperrschicht beschädigt sein. Der Übergangswiderstand zwischen Emitter und Kollektor ist dann verschwindend klein, so daß beim Anlegen der vollen Batteriespannung ein recht hoher Strom fließt. Unser Meßgerät hält solchen Belastungen nicht stand; wir müssen diese Fehlermöglichkeit – sie kann übrigens auch als Folge unsachgemäßer Behandlung ursprünglich fehlerfreier Transistoren durch den Bastler auftreten – bei der Messung einkalkulieren. Nach der Batteriekontrolle folgt deshalb die Kontrolle auf Kollektorkurzschluß. Ein in die Emitterleitung geschalteter Widerstand wird in seiner Größe so bemessen, daß das Meßgerät bei erwähntem Kurzschluß Vollausschlag anzeigt. Dieser Widerstand muß mindestens $R_4 = \frac{4,5 \text{ V}}{1,5 \text{ mA}} =$

$3 \text{ k}\Omega$ groß sein. Die fehlerhafte Sperrschicht erkennen wir am Ausschlag des Zeigers: Alle Transistoren, bei denen der Strom größer als zwei Drittel des Vollausschlages ist, sind für unsere Zwecke ungeeignet. Die Messung von I_{CE0} und I_C darf dann nicht durchgeführt werden.

Mit dem vierpoligen Umschalter S_3 werden sowohl die Anschlüsse der Batterie als auch die des Strommessers umgepolt, wenn z. B. nach npn-Transistoren pnp-Typen zu messen sind.

Sollte die Batterie einmal verbraucht und keine neue zur Hand sein, können wir das Prüfgerät auch über die Buchsen Bu1 und Bu2 an unser Stromversorgungsgerät anschließen.

Bild 6.2
Unser Transistor-
prüfgerät

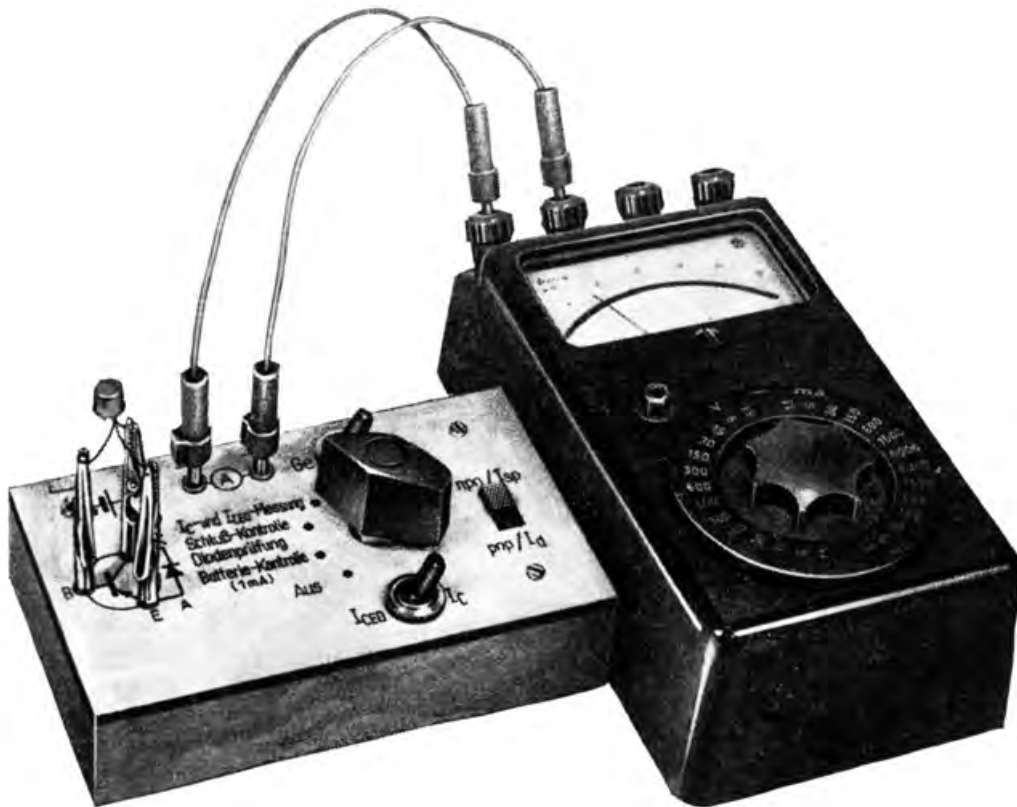
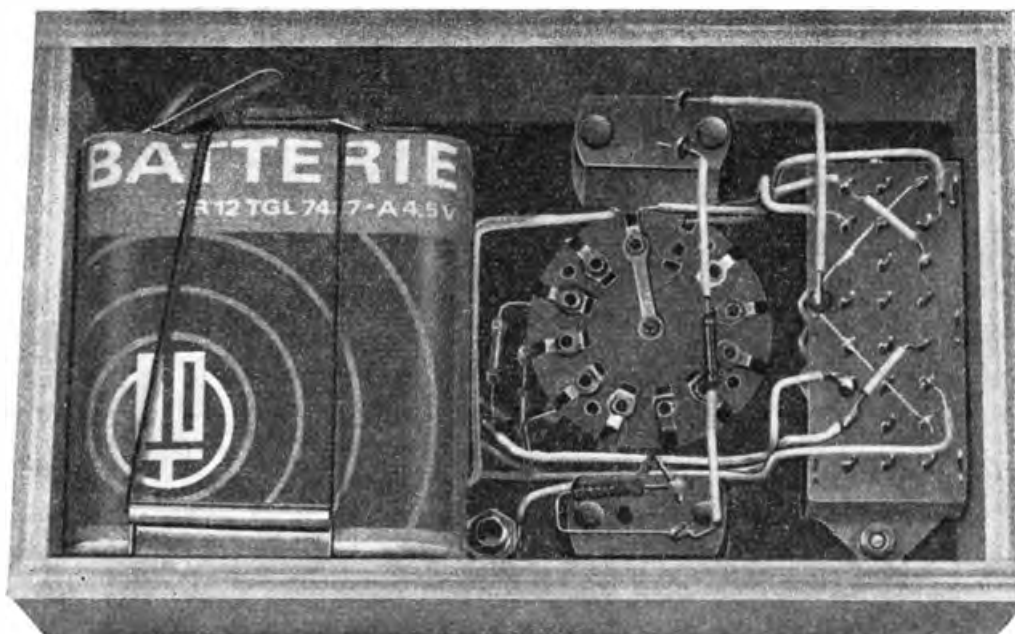


Bild 6.3
Blick in die Ver-
drahtung des Prüf-
gerätes



Wir bauen die Schaltung – bis auf das Meßgerät – in ein kleines Gehäuse nach Bild 6.2 ein. Bild 6.3 gestattet einen Blick in die Verdrahtung. Der zu prüfende Transistor wird mittels dreier Krokodilklemmen, die auf Bananensteckern sitzen, festgeklemmt. Bei Transistoren mit kurzen Anschlußfahnen und bei Miniplasttransistoren klemmen wir an die Krokodilklemmen eine kleine Transistorfassung, an deren Anschlußfahnen etwa 20 mm lange Drahtstückchen angelötet wurden. Das Gehäuse des Mustergerätes ist 150 mm lang, 90 mm breit und 30 mm tief. Vor jeder Messung sind die Schalter S_1 und S_2 geöffnet, und

S₄ steht in Stellung „Aus“. Wir arbeiten mit unserem Prüfgerät folgendermaßen:

1. S₃ je nach Zonenfolge auf „nnp“ oder „pnp“ stellen.
2. S₁ je nach Halbleitermaterial auf „Ge“ bzw. „Si“ stellen.
3. Anschlüsse des Transistors feststellen und anklemmen.
4. Schalter S₄ auf „Batteriekontrolle“ stellen; das Meßgerät muß einen Strom von 1 mA anzeigen.
5. Schalter S₄ auf „Kurzschlußkontrolle“ stellen; der Zeiger des Meßgerätes darf höchstens bis zu zwei Dritteln der Skalenlänge ausschlagen. Bei größerem Ausschlag weitere Messung unterlassen.
6. Schalter S₄ in die vierte Stellung bringen. Jetzt lesen wir den Reststrom I_{CE0} ab.
7. Schalter S₂ schließen. Der Strommesser zeigt den Kollektorstrom I_C für einen Basisstrom von $10 \mu A$ an. Wenn der Meßbereich nicht ausreicht, auf den nächsthöheren umschalten.
8. Schalter S₄ und S₂ in die Ausgangslage zurückbringen.

Nehmen wir als Beispiel an, der Prüfling habe einen Reststrom von 0,15 mA und der Kollektorstrom betrage 0,85 mA. Nach $B = \frac{I_C - I_{CE0}}{I_B}$

$$\text{ist die Stromverstärkung } B = \frac{0,85 \text{ mA} - 0,15 \text{ mA}}{10 \mu A} = \frac{0,70 \text{ mA}}{0,01 \text{ mA}} = 70.$$

Sicherlich ist uns inzwischen verständlich geworden, weshalb wir gerade einen Basisstrom von $10 \mu A$ gewählt haben. Nach einiger Übung können wir nämlich die Stromverstärkung unmittelbar vom Gerät ablesen. Wir merken uns den Reststrom in mA, ziehen ihn vom Kollektorstrom ab und multiplizieren die Differenz mit 100.

Neben dem Ermitteln der Transistordaten können wir mit unserem Gerät auch Dioden überprüfen. Wir klemmen sie mit dem Katodenanschluß an die Kollektorklemme, der Anodenanschluß kommt in die Emitterklemme. In Stellung „nnp“ von S₃ liegt dann der Pluspol an der Katode; die Diode wird in Sperrichtung betrieben. In Stellung 3 von S₄ darf der Zeiger des Meßgerätes nur geringfügig ausschlagen. Bei Vollausschlag ist die Sperrschicht beschädigt und die Diode unbrauchbar. Nur wenn der Ausschlag in dieser Stellung gering ist, dürfen wir S₄ in die vierte Stellung bringen und den Sperrstrom messen.

Die Durchlaßprüfung erfolgt in Stellung 3 des Schalters S₄, indem S₃ nach „pnp“ umgeschaltet wird. Hier muß der Strommesser mehr als 1 mA anzeigen. Schlägt der Zeiger nicht aus, ist die Zuleitung nicht mehr mit dem Kristall verbunden und die Diode ebenfalls unbrauchbar.

Achtung! Bei der Durchlaßprüfung darf der Schalter S₄ nicht in die vierte Stellung gebracht werden. Diode und Meßgerät wären dann unmittelbar mit der Batterie verbunden und würden auf Grund des hohen Stromflusses zerstört!

7. Experimente mit einfachen Transistor-NF-Verstärkern

Oft ist die zu verstärkende Wechselspannung so gering, daß eine einzelne Transistorstufe nicht ausreicht. Dann müssen wir eine zweite oder gar dritte Verstärkerstufe hinter die erste schalten. Im Bild 7.4 ist beispielsweise die Schaltung eines zweistufigen NF-Verstärkers dargestellt. Der Kondensator C_2 hält die Kollektorgleichspannung des ersten Transistors von der Basis des zweiten fern. In der Kollektorleitung der „Endstufe“ liegt der Übertrager Tr, an dessen Sekundärspule der Lautsprecher Lt angeschlossen ist. Sein Aufbau ist im Bild 7.1 dargestellt. Die auf einen Zylinderansatz der Membran gewickelte Schwingspule ragt in das Feld eines kräftigen Dauermagnetsystems. Sobald durch die Schwingspule ein Wechselstrom fließt, wird sie weiter in das Feld gezogen oder herausgedrückt und mit ihr gleichzeitig die Lautsprechermembran, die somit die Luft in Schallschwingungen versetzt. Wir hören einen Ton. Wenn wir uns etwas genauer mit dem Lautsprecher befassen und vielleicht sogar selber einen bauen wollen, lesen wir in „Elektrotechnik selbst erlebt“ nach.

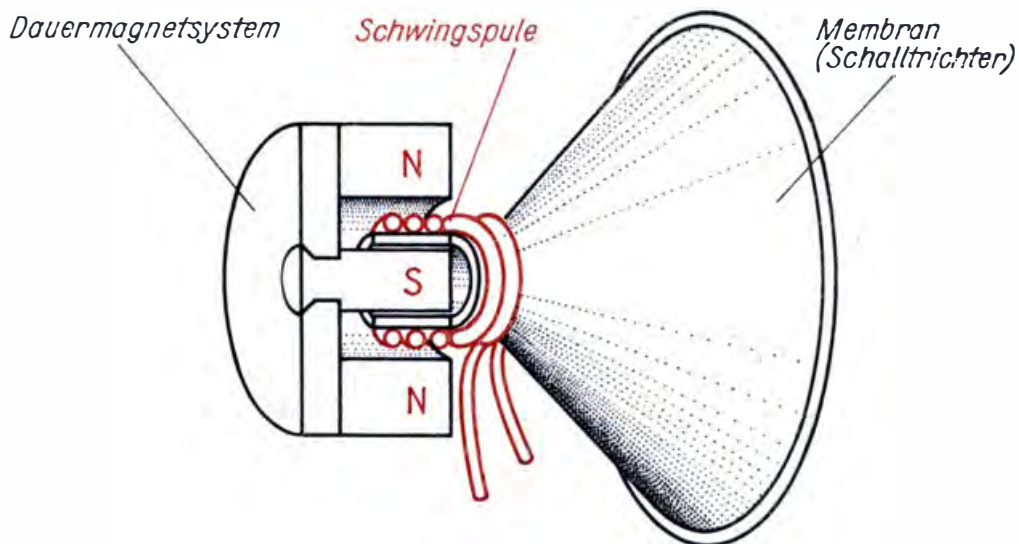


Bild 7.1
So ist ein dynamischer Lautsprecher aufgebaut

Die Schwingspule eines permanent-dynamischen Lautsprechers – so heißt er in der Fachsprache – hat nur einen geringen induktiven Widerstand, der typenabhängig zwischen 3 und 20 Ω liegt und auf eine Frequenz von 1000 Hz bezogen ist. Wenn wir diese „niederohmige“ Schwingspule als Arbeitswiderstand direkt in die Kollektorleitung des Endtransistors legen, wird der Verstärkungsfaktor der Endstufe sehr klein.

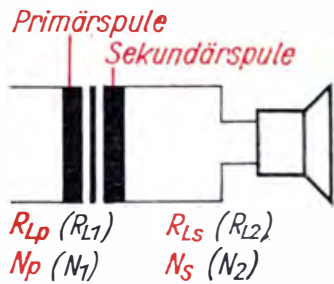


Bild 7.2

Ein Lautsprecher-
übertrager paßt
Widerstände an

Erinnern wir uns des Zusammenhangs zwischen den induktiven Widerständen zweier Spulen und ihren Windungszahlen:

$\frac{N_1^2}{N_2^2} = \frac{R_{L1}}{R_{L2}}$. Mit Hilfe eines *Übertragers*, der aus zwei Spulen entsprechender Windungszahlen besteht, können wir demnach den niederohmigen Lautsprecherwiderstand R_{LS} an den hochohmigen Verstärkerausgang R_{LP} „anpassen“ (vgl. Bild 7.2).

Etwas Rechnerei rund um die Endstufe

Für einen Übertrager mit $R_{LP} = 1,8 \text{ k}\Omega$, $R_{LS} = 8 \Omega$ und $N_s = 66$ Windungen müßte die Primärspule $N_p = N_s \cdot \sqrt{\frac{R_{LP}}{R_{LS}}} = 66 \cdot \sqrt{\frac{1800 \Omega}{8 \Omega}} = 66 \cdot \sqrt{225} = 66 \cdot 15 = 990$ Windungen haben.

Verlieren wir nun mit unserem „Abwärtsumspanner“ nicht den größten Teil der vorher verstärkten Spannung? Ja, aber die Schalleistung des Lautsprechers ist von der elektrischen Leistung, also vom Produkt aus Spannung und Strom, nicht von der Spannung allein abhängig.

Für eine Leistung von 20 mW reicht bei einem Lautsprecherwiderstand von 8Ω eine Spannung von $U_{\sim} = \sqrt{P \cdot R_{LS}} = \sqrt{0,02 \text{ W} \cdot 8 \Omega} = \sqrt{0,16 \text{ V}} = 0,4 \text{ V}$ aus. Der Wechselstrom wird 50 mA betragen, denn $50 \text{ mA} \cdot 0,4 \text{ V}$ ergeben 0,02 W. An der Primärwicklung muß dann eine bedeutend höhere Wechselspannung auftreten, aber dafür ein geringer Kollektorwechselstrom, bei $R_{LP} = 1,8 \text{ k}\Omega$ beispielsweise

$$I_{\sim} = \sqrt{\frac{P}{R_{LP}}} = \sqrt{\frac{0,02 \text{ W}}{1,8 \text{ k}\Omega}} = \sqrt{\frac{20}{1,8}} \cdot 10^{-3} \text{ A} = \sqrt{11} \text{ mA} = 3,3 \text{ mA}.$$

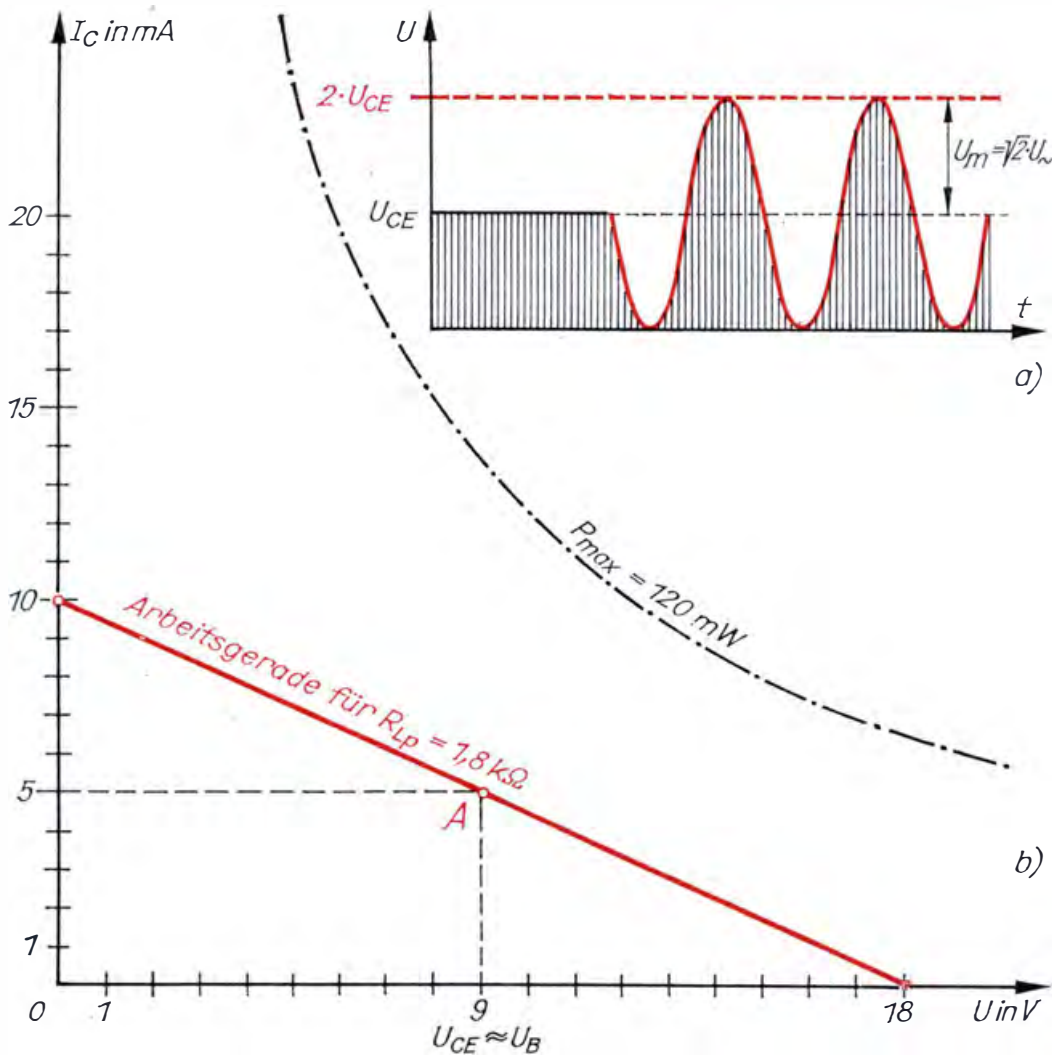
Die Berechnung einer Endstufe unterscheidet sich erheblich von der einer Vorstufe mit rein Ohmschem Kollektorwiderstand. Wenn nämlich durch die Primärspule des Übertragers ein Wechselstrom fließt, wird in der Spule eine Wechselspannung induziert. Der Maximalwert der Selbstinduktionsspannung kann genau so groß wie die Kollektorspannung werden. Kollektorspannung U_{CE} und Selbstinduktionsspannung addieren sich, so daß nach Bild 7.3a zwischen Emitter und Kollektor Spitzenspannungen von $2 \cdot U_{CE}$ auftreten können. Da nun auf Grund des geringen Ohmschen Widerstandes einer Spule die Kollektorspannung nur geringfügig unterhalb der Batteriespannung liegt, dürfen wir die Batteriespannung höchstens halb so groß wie die zulässige Kollektorspannung des entsprechenden Transistors wählen:

$$U_B \leq \frac{U_{CE\text{max}}}{2}. \text{ Für den GC 121 wird } U_{CE\text{max}} \text{ mit } 20 \text{ V angegeben, so daß}$$

wir die für den einstufigen NF-Verstärker nach Bild 5.19 gewählte Batteriespannung von 9 V beibehalten dürfen.

Als Übertrager wählen wir den Kleinstübertrager K 21. Er hat einen primären Wechselstromwiderstand von $R_{LP} = 1,8 \text{ k}\Omega$. An diesen Übertrager paßt der „Sternchen“-Lautsprecher LP 558 mit einer Impedanz von 8Ω und einer Leistung von 0,1 W. Vernachlässigt man den geringen Spannungsabfall über dem Ohmschen Widerstand der Primärspule, so beträgt die Kollektorspannung im Arbeitspunkt 9 V, und der Ruhestrom muß nach $R_{LP} = \frac{U}{I}$ auf $I = \frac{U}{R_{LP}} = \frac{9 \text{ V}}{1,8 \text{ k}\Omega} = 5 \text{ mA}$ eingestellt

Bild 7.3
Zur Einstellung des
Arbeitspunktes einer
Endstufe



werden. Für das Zeichnen der Arbeitsgeraden gehen wir von der doppelten Batteriespannung und dem Wechselstromwiderstand aus. Die beiden Endpunkte der Geraden liegen bei $U_{CE} = 18 \text{ V} / I_C = 0 \text{ mA}$ und $U_{CE} = 0 \text{ V} / I_C = \frac{18 \text{ V}}{1,8 \text{ k}\Omega} = 10 \text{ mA}$ (vgl. Bild 7.3b), der Arbeitspunkt befindet sich senkrecht oberhalb der Batteriespannung $U_B = 9 \text{ V}$. Die im Transistor umgesetzte *Gleichstromleistung* beträgt $P_C = U_{CE} \cdot I_C = 9 \text{ V} \cdot 5 \text{ mA} = 45 \text{ mW}$. Dieser Wert liegt weit unterhalb der maximal zulässigen Kollektorverlustleistung. Die *Sprechleistung* bzw. Wechselstromleistung ist noch geringer. Aus Bild 7.3a erkennen wir, daß die effektive Wechselspannung nicht größer als $U_{\sim} = \frac{U_{CE}}{\sqrt{2}}$ werden kann. Das gleiche gilt für den Wechselstrom $I_{\sim} = \frac{I_C}{\sqrt{2}}$ (vgl. S. 34), so daß wir für die Wechselstromleistung $P_{\sim} = U_{\sim} \cdot I_{\sim} = \frac{U_{CE}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_C}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} P_C$ erhalten: *Die erzielbare Sprechleistung einer Endstufe ist höchstens halb so groß wie die Gleichstromleistung.* Für unsere geplante Endstufe dürfen wir deshalb mit einer maximalen Sprechleistung von rund 20 mW rechnen. Den Kollektorstrom stellen wir mit Hilfe eines Basisspannungsteilers ein. Sein Widerstandswert soll so bemessen sein, daß der Querstrom I_Q etwa drei- bis viermal so groß wie der Basisruhestrom

I_B ist. Für den GC 121 beträgt $I_B \approx \frac{I_C}{B} = \frac{5 \text{ mA}}{100} = 50 \mu\text{A}$; wir wählen einen Querstrom von $I_Q = 4 \cdot 50 \mu\text{A} = 0,2 \text{ mA}$. Der Gesamtwiderstand des Spannungsteilers muß dann $R_B = \frac{U_B}{I_Q} = \frac{9 \text{ V}}{0,2 \text{ mA}} = 45 \text{ k}\Omega$ betragen.

Der I_B - U_{BE} -Kennlinie im Bild 5.14 entnehmen wir, daß für einen Basisstrom $I_B = 50 \mu\text{A}$ eine Basisspannung $U_{BE} \approx 0,18 \text{ V}$ benötigt wird. Der Spannungsteilerwiderstand R_5 (vgl. Bild 7.4) muß deshalb einen Wert von $R_5 = \frac{U_{BE}}{I_Q} = \frac{0,18 \text{ V}}{0,2 \text{ mA}} \approx 1 \text{ k}\Omega$ haben. Für R_4 verwenden wir einen Drehwiderstand von $50 \text{ k}\Omega$, mit dem nach der Anzeige eines Strommessers der Kollektorstrom auf 5 mA eingestellt wird. Die Kapazität des Basiskondensators muß mindestens

$$C = \frac{1}{2 \pi \cdot f \cdot \frac{1}{5} R_5} = \frac{5}{2 \pi \cdot 50 \text{ s}^{-1} \cdot 10^3 \Omega} = 16 \mu\text{F}$$

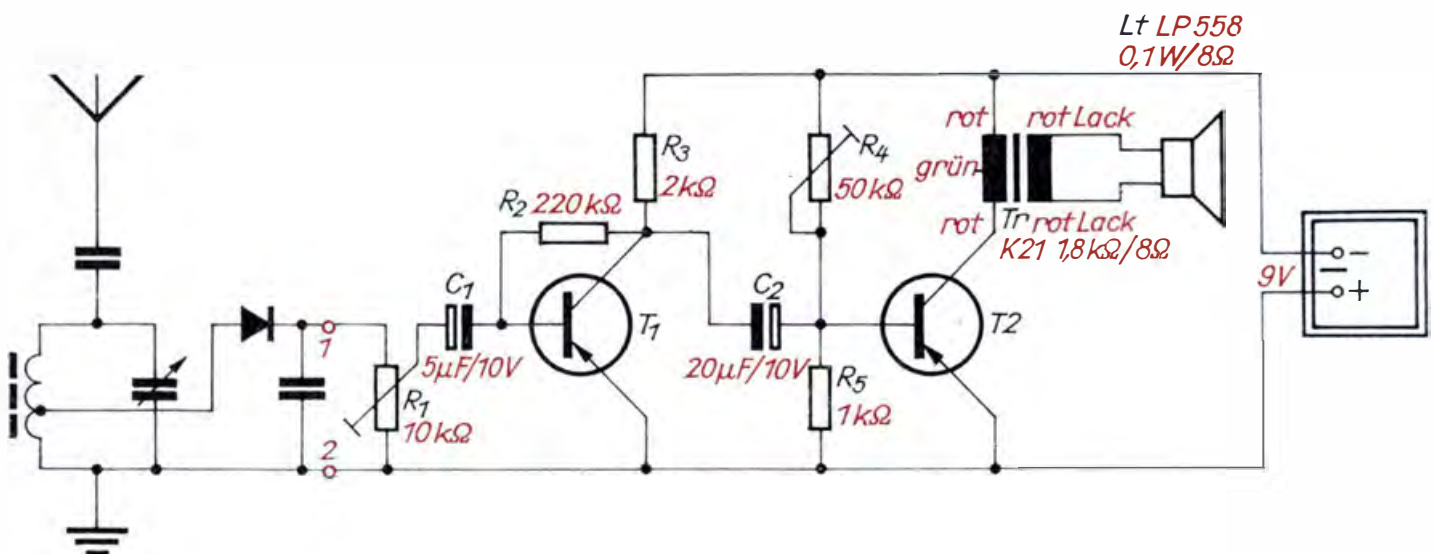
groß sein; wir verwenden einen Kondensator von $20 \mu\text{F}/10 \text{ V}$.

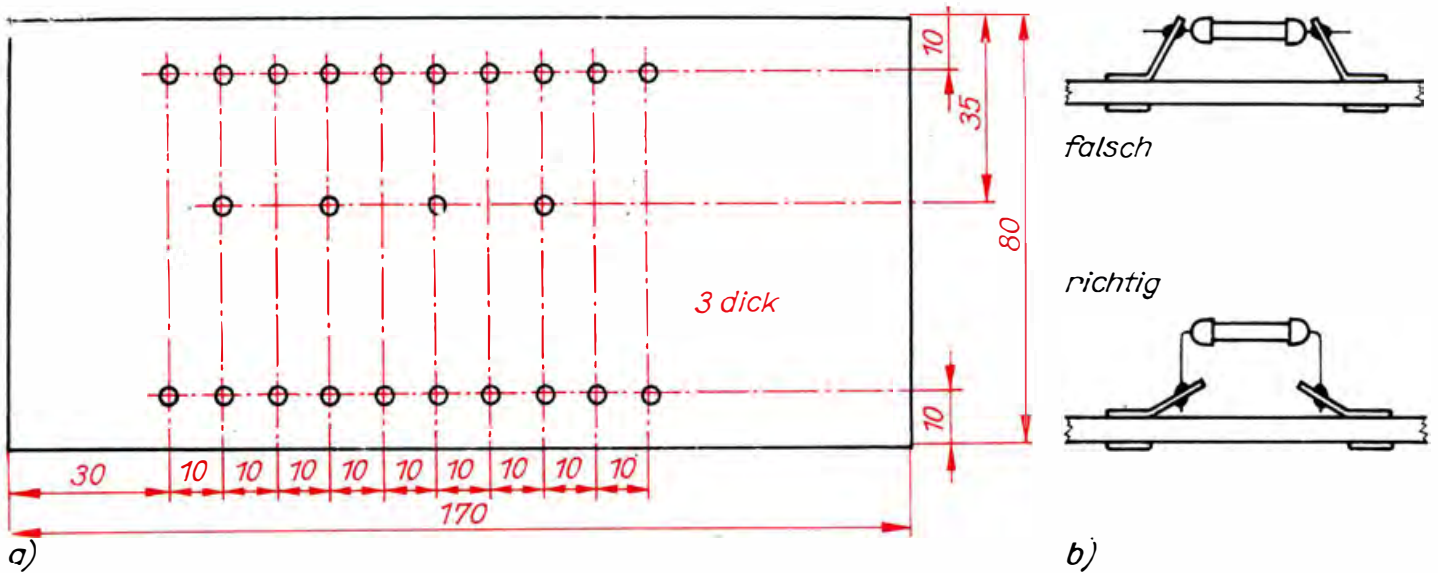
Für bescheidene Ansprüche: ein 20-mW-Verstärker

Im Bild 7.4 ist unsere eben berechnete Endstufe mit einer Vorstufe an den Diodenempfänger geschaltet. Als Endstufentransistor verwenden wir den GC 121, in der Vorstufe setzen wir für T_1 einen beliebigen NF-Basteltransistor ein. Wir suchen dafür ein Exemplar mit möglichst hoher Stromverstärkung und geringem Reststrom aus. Das merken wir uns auch für die übrigen Transistor-NF-Verstärker: Ist der Reststrom des Vorstufentransistors zu groß, rauscht der Verstärker stark. Die Widerstandswerte von R_2 und R_4 hängen von den jeweiligen B -Werten ab. Die Arbeitspunkte liegen für T_1 bei $I_C = 2,2 \text{ mA}$ und für T_2 bei $I_C = 5 \text{ mA}$.

Wir bauen den zweistufigen Verstärker auf einem kleinen *Experimentierbrettchen* nach Bild 7.5a auf. Die Durchmesser der 24 Bohrungen hängen von den dort einzunietenden Lötösen ab. Den Verdrahtungsplan für den kleinen Verstärker entnehmen wir Bild 7.6. Wir beachten

Bild 7.4
Diodenempfänger mit
zweistufigem NF-
Verstärker für 20 mW
Sprechleistung





beim Einlöten der Widerstände und Kondensatoren, daß wir diese auch wieder ohne Schwierigkeiten auslöten können. Bild 7.5b zeigt uns, wie die Anschlußfahnen zu biegen sind. Für die Transistoren löten wir kleine Fassungen ein. Das ermöglicht uns ein rasches Auswechseln der Transistoren. Im Bild 7.6 ist angegeben, wie der Strommesser zum Einstellen des Arbeitspunktes der Endstufe angeschlossen wird. Der Drehwiderstand $R_4 = 50 \text{ k}\Omega$ wird vor dem Anlegen der Spannung auf seinen größten Wert eingestellt. Dann sind der Querstrom I_Q , die Basisvorspannung U_{BE} , der Basisstrom I_B und damit auch der Kollektorstrom I_C am niedrigsten. Je weiter der Widerstandswert verkleinert wird, um so größer wird I_C . Haben wir die richtige Einstellung gefunden, schließen wir an die Lötösen 1 und 2 den Diodenempfänger an. Je nach der Stärke des einfallenden Senders muß das Lautstärkepotentiometer – dafür genügt anfangs ein kleiner Einstellregler – auf- oder zuge dreht werden. Wir richten uns dabei nach der Anzeige des Strommessers: Der

Bild 7.5
Experimentierbrettchen für Transistorversuche:
a) Montageplatte
b) Die Bauelemente müssen sich leicht auswechseln lassen

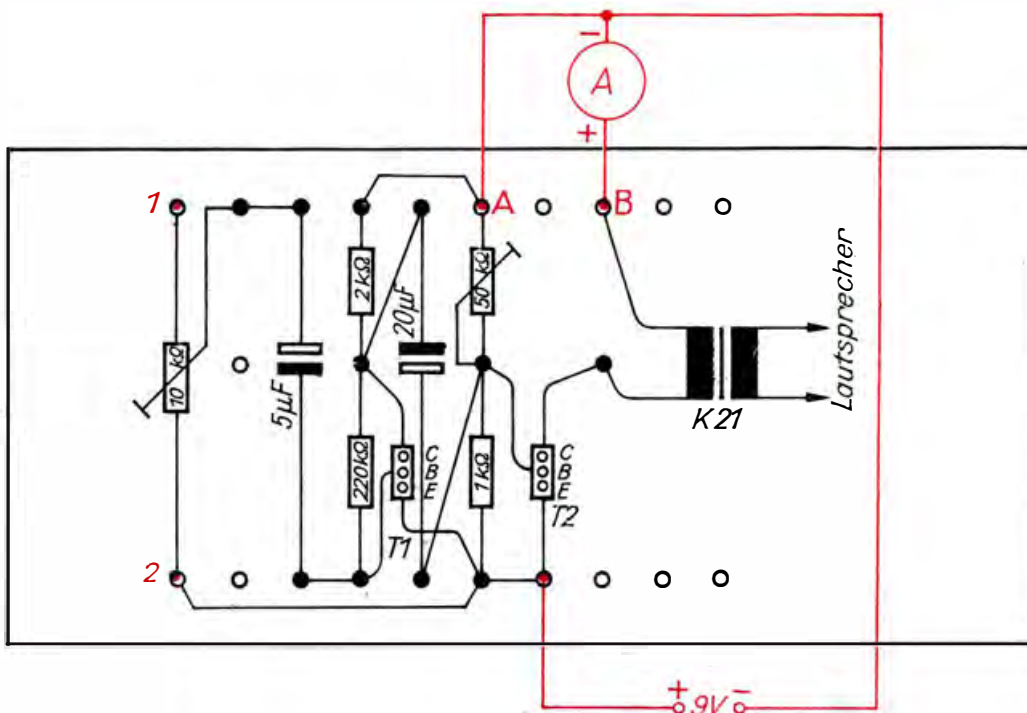


Bild 7.6
Anordnung der Bauelemente des 20-mW-Verstärkers auf dem Experimentierbrettchen

Zeiger darf nicht aus der Ruhelage von 5 mA ausgelenkt werden. Bewegt er sich doch, so ist die Endstufe übersteuert; wir müssen dann das Lautstärkepotentiometer zurückdrehen. Sind beide Drehwiderstände richtig eingestellt, wird der Strommesser entfernt und eine Drahtbrücke zwischen A und B eingelötet.

Natürlich dürfen wir von einem 20-mW-Verstärker mit einem Miniaturlautsprecher keine allzugroße Lautstärke erwarten. Eine merkliche Verbesserung des Klangbildes ergibt sich jedoch schon beim Einbau des Lautsprechers in ein kleines Holzgehäuse mit Rückwand, dessen Konstruktion uns sicherlich nicht schwerfällt.

Obwohl wir die Transistoren in unserem Versuchsaufbau noch nicht eingelötet, sondern in Fassungen gesteckt haben, sollen doch bereits jetzt einige *Grundsätze zum Umgang mit Halbleiterbauelementen* genannt werden. Einem Schichtwiderstand oder einem Kondensator macht es nichts aus, wenn er während des Lötens heiß wird. Der Germaniumkristall eines Transistors oder einer Diode kann aber unter Umständen dabei bereits zerstört werden. Deshalb kürzen wir die Anschlußfahnen auf keinen Fall unter 10 mm und greifen die jeweils anzulötende Fahne mit einer wärmeabführenden Flachzange. Der LötKolben soll heiß sein, damit sehr rasch gelötet werden kann. Da fast jeder elektrische LötKolben einen – wenn auch geringen – Feinschluß zwischen Heizwendel und Metallgehäuse hat, erden wir ihn während des Lötens. Beachten wir das nicht, kann ein Spannungsdurchschlag das Bauelement zerstören.

Die Anschlußfahnen biegen wir – soweit überhaupt erforderlich – nicht unmittelbar am Gehäuse. In den Glasdurchführungen treten sonst feine Risse auf, Luftfeuchtigkeit dringt in das Gehäuse ein und „nagt“ so lange am Kristall, bis er seinen Dienst versagt.

Elektrolytkondensatoren entladen wir vor jedem Einbau, auch dann, wenn sie nur kurzzeitig einpolig abgelötet waren. Auf diese Weise verhindern wir, daß sich ein unbemerkt geladener Elko über eine Basis-Emitter-Strecke entlädt und dabei die Grenzschicht zerstört. Vor jeder Schaltungsänderung klemmen wir die Batterie ab, kontrollieren in jeder Experimentierschaltung ständig den Strom und hantieren auf keinen Fall mit Metallgegenständen (Schraubenzieher) in einer unter Spannung stehenden Schaltung herum. Wir sind dabei zwar nicht gefährdet, die Transistoren dafür aber um so mehr.

Ein Verstärker für 2 W Sprechleistung genügt auch hohen Ansprüchen an die Lautstärke

Mit den Leistungstransistoren der Reihe GD 150 bis 180 für 4 W Verlustleistung lassen sich Endstufen bis 2 W Sprechleistung aufbauen. Für eine Betriebsspannung von $U_B = 20 \text{ V}$ muß U_{CEmax} mindestens 40 V betragen; wir wählen einen GD 175 ($U_{CEmax} = 48 \text{ V}$). Den Kollektorruhestrom stellen wir auf $I_C = \frac{P_C}{U_B} = \frac{4 \text{ W}}{20 \text{ V}} = 0,2 \text{ A}$ ein. Es dürfte einleuchtend sein, daß dieser Strom nur einem Netzgerät entnommen werden kann. Batteriebetrieb ist hier zu unwirtschaftlich!

Hohe Leistung erfordert Kühlung

Bei einer Gleichstromleistung von 4 W erwärmt sich der Kristall außerordentlich. Wenn er nicht zerstört werden soll, darf die Sperrschichttemperatur nicht über $t_i = 75\text{ °C}$ steigen. Die Wärme muß deshalb über ein entsprechend großes Kühlblech an die umgebende Luft abgeführt werden. Nimmt man eine Umgebungstemperatur von $t_a = 25\text{ °C}$ an, so beträgt die Temperaturdifferenz $\Delta t = t_i - t_a = 50\text{ K}$. Je geringer der Wärmewiderstand R_{th} zwischen Kristall und umgebender Luft ist, um so größer darf der Leistungsumsatz im Transistor werden: $P_C = \frac{\Delta t}{R_{th}}$.

Der Wärmewiderstand setzt sich ähnlich der Reihenschaltung elektrischer Widerstände aus einem „inneren“ Wärmewiderstand R_{thi} und einem „äußeren“ R_{tha} zusammen. R_{thi} ist typenabhängig und wird vom Hersteller angegeben; für den GD 175 beträgt $R_{thi} = 7,5\text{ K/W}$.

Unsere endgültige Gleichung lautet dann $P_C = \frac{\Delta t}{R_{thi} + R_{tha}}$. Wir stellen sie nach R_{tha} um und berechnen für unser Beispiel:

$$R_{tha} = \frac{\Delta t}{P_C} - R_{thi} = \frac{50\text{ K}}{4\text{ W}} - 7,5\frac{\text{K}}{\text{W}} = 5\frac{\text{K}}{\text{W}}.$$

Dem Diagramm in Tafel 13 des Anhangs entnehmen wir, daß für diesen Wärmewiderstand ein Kühlblech mit einer Fläche von etwa 200 cm^2 erforderlich ist. Das Blech muß senkrecht angeordnet werden, damit die aufsteigende Luft die Wärme abführen kann.

Wenn ein quadratisches Kühlblech mit einer Kantenlänge von $l = \sqrt{200\text{ cm}^2} \approx 14\text{ cm}$ zu groß erscheint, konstruieren wir einen *Kühlkörper* aus Alu-Streifen nach Bild 7.8 mit der gleichen Oberfläche.

Nach dem Biegen und Bohren werden alle Streifen mit den Befestigungsschrauben des Transistors verbunden; vorher löten wir an den Basisanschluß und an den Emitteranschluß die Zuleitungsdrähte an und schieben Isolierschlauch über die Lötstellen.

Wir berechnen und bauen einen Lautsprecherübertrager

Während auf Seite 94 erläutert wurde, wie bei gegebenem Primärwiderstand R_{Lp} des Übertragers und gegebener Spannung U der Ruhestrom I der Endstufe nach $I = \frac{U}{R_{Lp}}$ ermittelt wird, muß bei gegebener Spannung und bereits festgelegtem Ruhestrom der Primärwiderstand des Übertragers berechnet werden. Er muß in unserem Fall $R_{Lp} = \frac{U}{I} = \frac{20\text{ V}}{0,2\text{ A}} = 100\ \Omega$ betragen. Der anzuschließende Lautsprecher habe die Daten $5\ \Omega$ und 3 W . Zur Berechnung des Übertragers verwenden wir wieder Faustregeln:

$$A_{Fe} = k_8 \sqrt{\frac{P}{f}}; \quad k_8 = 20 \cdot \sqrt{\frac{\text{Hz}}{\text{W}}} \cdot \text{cm}^2,$$

$$a = 0,012 \cdot \sqrt{A_{Fe}} \text{ und}$$

$$N_p = k_9 \sqrt{\frac{R_{Lp} \cdot a}{A_{Fe} \cdot f}}; k_9 = 4,5 \cdot 10^5 \cdot \sqrt{\frac{\text{Hz} \cdot \text{mm}}{\text{k}\Omega}}$$

(A_{Fe} : Eisenquerschnitt, P : Leistung, f : niedrigste Frequenz, a : Luftspaltlänge, R_{Lp} : Primärwiderstand, N_p : Primärwindungszahl). Für eine Sprechleistung von 2 W und eine niedrigste Frequenz von 50 Hz muß

der Eisenquerschnitt $A_{Fe} = 20 \sqrt{\frac{\text{Hz}}{\text{W}}} \cdot \text{cm}^2 \cdot \sqrt{\frac{2 \text{ W}}{50 \text{ Hz}}} = 20 \sqrt{\frac{2}{50}} \text{ cm}^2 = 4 \text{ cm}^2$ betragen. Wir wählen den Kern EI 60. Der Luftspalt soll eine Vormagnetisierung durch den Kollektorgleichstrom verhindern. Wir berechnen $a = 0,012 \cdot \sqrt{4 \text{ cm}^2} = 0,24 \text{ mm}$. Der Spalt tritt sowohl am Mittelsteg als auch an den beiden (nur halb so breiten) Außenpolen auf; deshalb darf die Papierzwischenlage nur 0,12 mm dick sein. Für die Primärwicklung berechnen wir

$$N_p = 4,5 \cdot 10^5 \cdot \sqrt{\frac{\text{Hz} \cdot \text{mm}}{\text{k}\Omega}} \cdot \sqrt{\frac{0,1 \text{ k}\Omega \cdot 0,24 \text{ mm}}{4 \text{ cm}^2 \cdot 50 \text{ Hz}}} = 4,5 \cdot 10^2 \cdot \sqrt{1,2} \approx 500$$

Windungen. Beim Berechnen der Drahtdicke müssen wir neben dem Kollektorgleichstrom $I_{C-} = 0,2 \text{ A}$ noch den Kollektorwechselstrom $I_{C\sim}$ berücksichtigen. Nach $P = R \cdot I^2$ beträgt er

$I_{C\sim} = \sqrt{\frac{P}{R_{Lp}}} = \sqrt{\frac{2 \text{ W}}{100 \Omega}} = 0,14 \text{ A}$. Die Primärspule wird mit einem Strom von $I_p = I_{C-} + I_{C\sim} = 0,2 \text{ A} + 0,14 \text{ A} = 0,34 \text{ A}$ belastet. Der Draht muß dann einen Durchmesser von

$$d = 2 \cdot \sqrt{\frac{I_p}{i \cdot \pi}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{0,34 \text{ A} \cdot \text{mm}^2}{2,55 \text{ A} \cdot \pi}} = 0,412 \text{ mm} \approx 0,4 \text{ mm} \text{ haben.}$$

Für den Sekundärstrom von

$$I_s = \sqrt{\frac{P}{R_{Ls}}} = \sqrt{\frac{2 \text{ W}}{5 \Omega}} = 0,63 \text{ A}$$

brauchen wir einen Draht von

$$d = 2 \cdot \sqrt{\frac{0,63 \text{ A} \cdot \text{mm}^2}{2,55 \text{ A} \cdot \pi}} = 0,54 \text{ mm} \approx 0,6 \text{ mm.}$$

Zum Anpassen des Primärwiderstandes $R_{Lp} = 100 \Omega$ an den Sekundärwiderstand $R_{Ls} = 5 \Omega$ muß die Sekundärspule

$$N_s = N_p \cdot \sqrt{\frac{R_{Ls}}{R_{Lp}}} = 500 \cdot \sqrt{\frac{5 \Omega}{100 \Omega}} = 110 \text{ Windungen bekommen.}$$

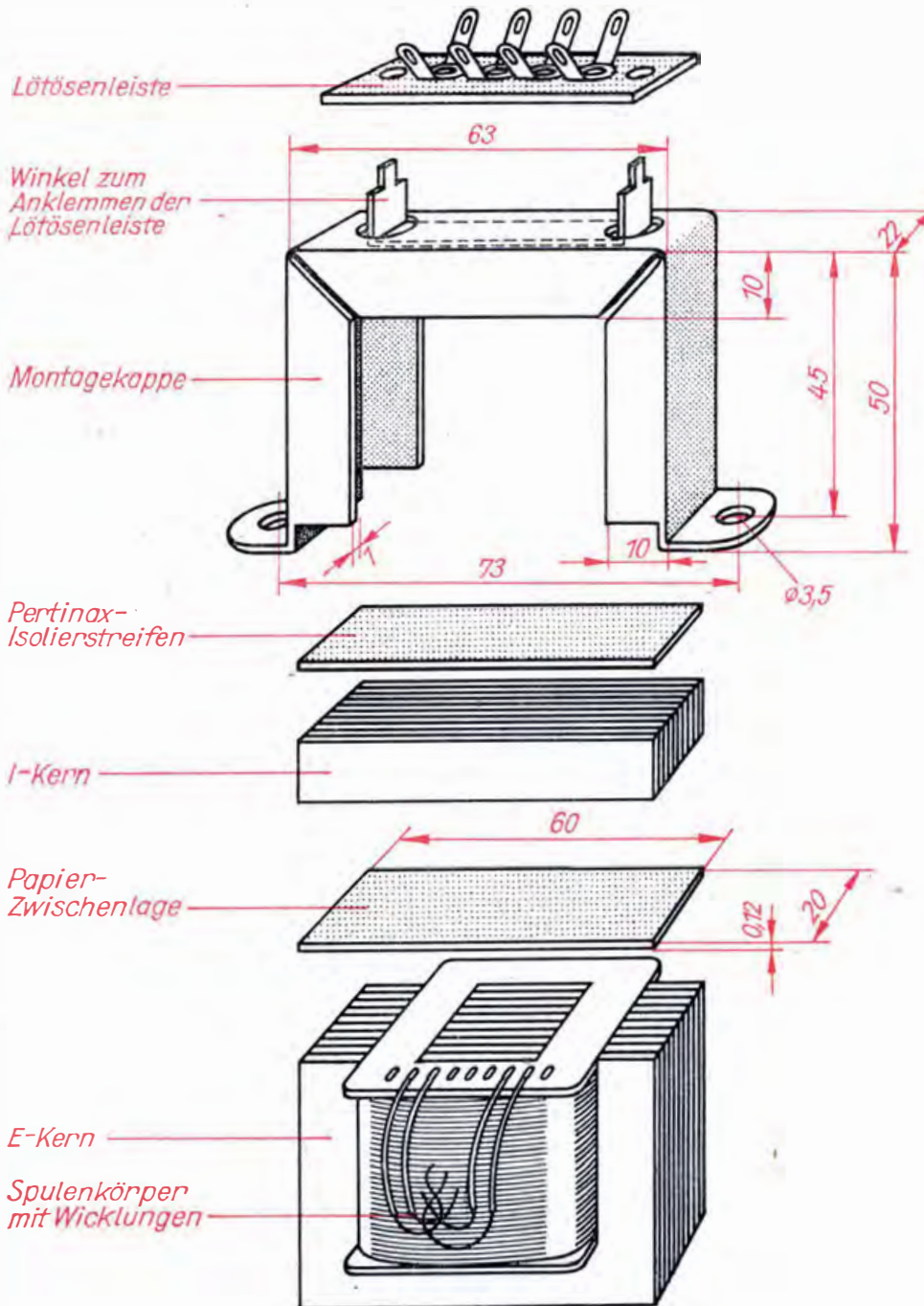
Der Aufbau des Übertragers erfolgt nach Bild 7.7. Die Maße des Spulenkörpers nach N1 betragen in mm: $a_1 = b_1 = 40$; $a_2 = b_2 = 22$; $a_3 = b_3 = 20$; $c = 29$; $d = 1$.

Wir bringen zunächst die Primärwicklung auf, isolieren mit einer Papiertage und wickeln dann die Sekundärspule.

Eine Kollektorstufe paßt die Endstufe an die Vorstufe an

Bei einer Stromverstärkung von $B = 50$ – geringer als 30 sollte B nicht sein – fließt ein Basisruhestrom $I_B = \frac{200 \text{ mA}}{50} = 4 \text{ mA}$. Nehmen wir

Bild 7.7
Montage des Laut-
sprecherübertragers



wieder $U_{BE} \approx 0,2 \text{ V}$ an, so ergibt sich ein Eingangswiderstand von $R_{BE} = \frac{0,2 \text{ V}}{4 \text{ mA}} = 50 \Omega$. Ein so niedriger Widerstand belastet einerseits die Vorstufe beträchtlich, andererseits erfordert er einen sehr großen Koppelkondensator. Wir setzen deshalb nach Bild 7.8 vor den Endstufentransistor T3 eine Kollektorstufe T2. Der Emitterstrom I_{E2} von T2 bildet den Basisstrom I_{B3} von T3. Da der Emitterstrom nur um den Wert des Basisstromes größer als der Kollektorstrom ist, dürfen wir für unsere Belange $I_{C2} = I_{E2}$ setzen und erhalten für $I_{B2} \approx \frac{I_{B3}}{B_2}$. Für $B_2 = 80$ muß der Basisruhestrom der Kollektorstufe $I_{B2} \approx \frac{4 \text{ mA}}{80} = 0,05 \text{ mA}$

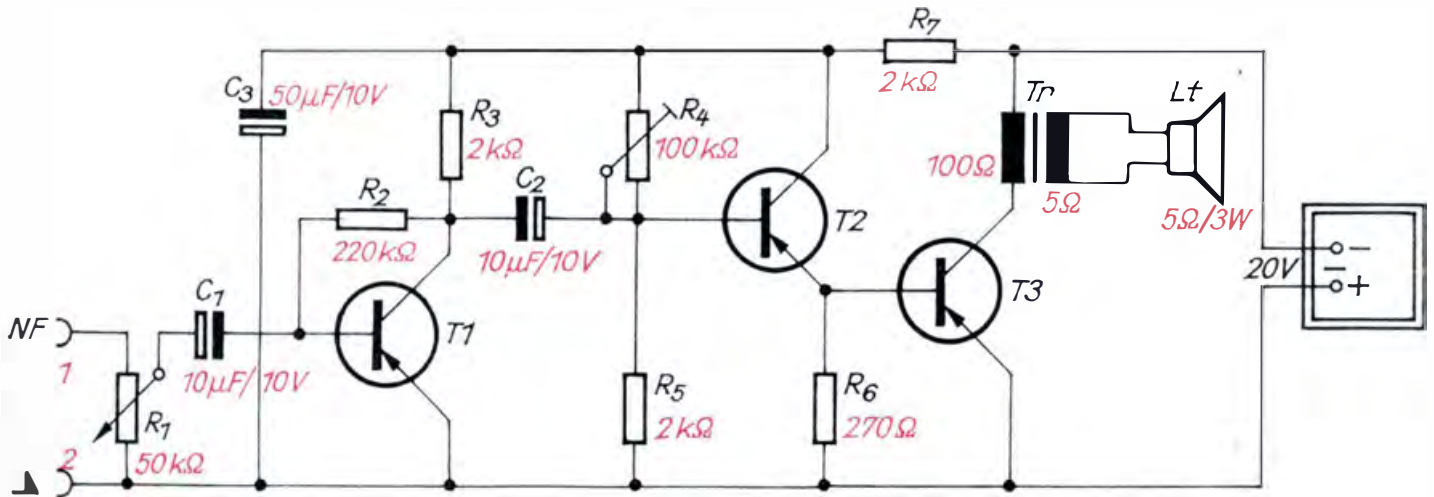


Bild 7.8
Schaltbild eines 2-W-
Verstärkers

betragen. Setzt man I_{C3} und I_{B2} ins Verhältnis, so ergibt sich eine Gleichstromverstärkung beider Transistoren von $B = \frac{I_{C3}}{I_{B2}} = \frac{200 \text{ mA}}{0,05 \text{ mA}} = 4000$. Das entspricht genau dem Produkt von B_2 und B_3 : $80 \cdot 50 = 4000$. Wir dürfen deshalb beide Transistoren als einen mit der sehr hohen Stromverstärkung von $B = B_2 \cdot B_3$ auffassen. Der Basis-Emitter-Widerstand der Kollektorstufe T2 liegt in der Größenordnung von $R_{BE} = \frac{0,2 \text{ V}}{0,05 \text{ mA}} = 4 \text{ k}\Omega$, so daß der Eingangswiderstand der kombinierten Endstufe $4 \text{ k}\Omega + 50 \Omega \approx 4 \text{ k}\Omega$ beträgt. Das Verhältnis des Eingangswiderstandes von T2 zu seinem Lastwiderstand beträgt $\frac{4000 \Omega}{50 \Omega} = 80$, ist also gleich der Stromverstärkung dieses Transistors. Wir merken uns: *Bei einer Kollektorschaltung ist der Eingangswiderstand um den Faktor B größer als der Lastwiderstand am Emitter.*

Für $I_Q = 4 \cdot I_{B2}$ wird der Basisspannungsteiler $R = \frac{20 \text{ V}}{0,2 \text{ mA}} = 100 \text{ k}\Omega$ groß. An R_5 muß sowohl die Basisvorspannung für T2 als auch für T3 abfallen, das sind zusammen rund $0,4 \text{ V}$. Wir berechnen $R_5 = \frac{0,4 \text{ V}}{0,2 \text{ mA}} = 2 \text{ k}\Omega$. Die Kapazität des Koppelkondensators soll größer als $C_2 = \frac{5}{2 \pi \cdot 50 \cdot 2 \cdot 10^3 \Omega} = 8 \mu\text{F}$ sein, wir wählen $10 \mu\text{F}$.

Damit ist die Berechnung im Prinzip abgeschlossen; wir müssen uns jedoch noch einige Gedanken über die Stromversorgung machen. Bei einem Transistorverstärker darf die Brummspannung der Vorstufen höchstens $0,005\%$ der Betriebsspannung betragen. Bei Verwendung unseres Netzgerätes ist die Brummspannung $\Delta U = 15 \text{ mV}$ groß. Um auf 1 mV – das sind $0,005\%$ von 20 V – zu kommen, bauen wir das Siebglied R_7C_3 ein. Wenn wir die Betriebsspannung für T1 und T2 auf 8 V herabsetzen, darf der Siebwiderstand $R_7 = \frac{20 \text{ V} - 8 \text{ V}}{6 \text{ mA}} = 2 \text{ k}\Omega$ groß werden. Die 6 mA setzen sich überschlagsmäßig aus dem Strom der Kollektorstufe $I_{C2} = 4 \text{ mA}$ und dem der Vorstufe mit 2 mA zu-

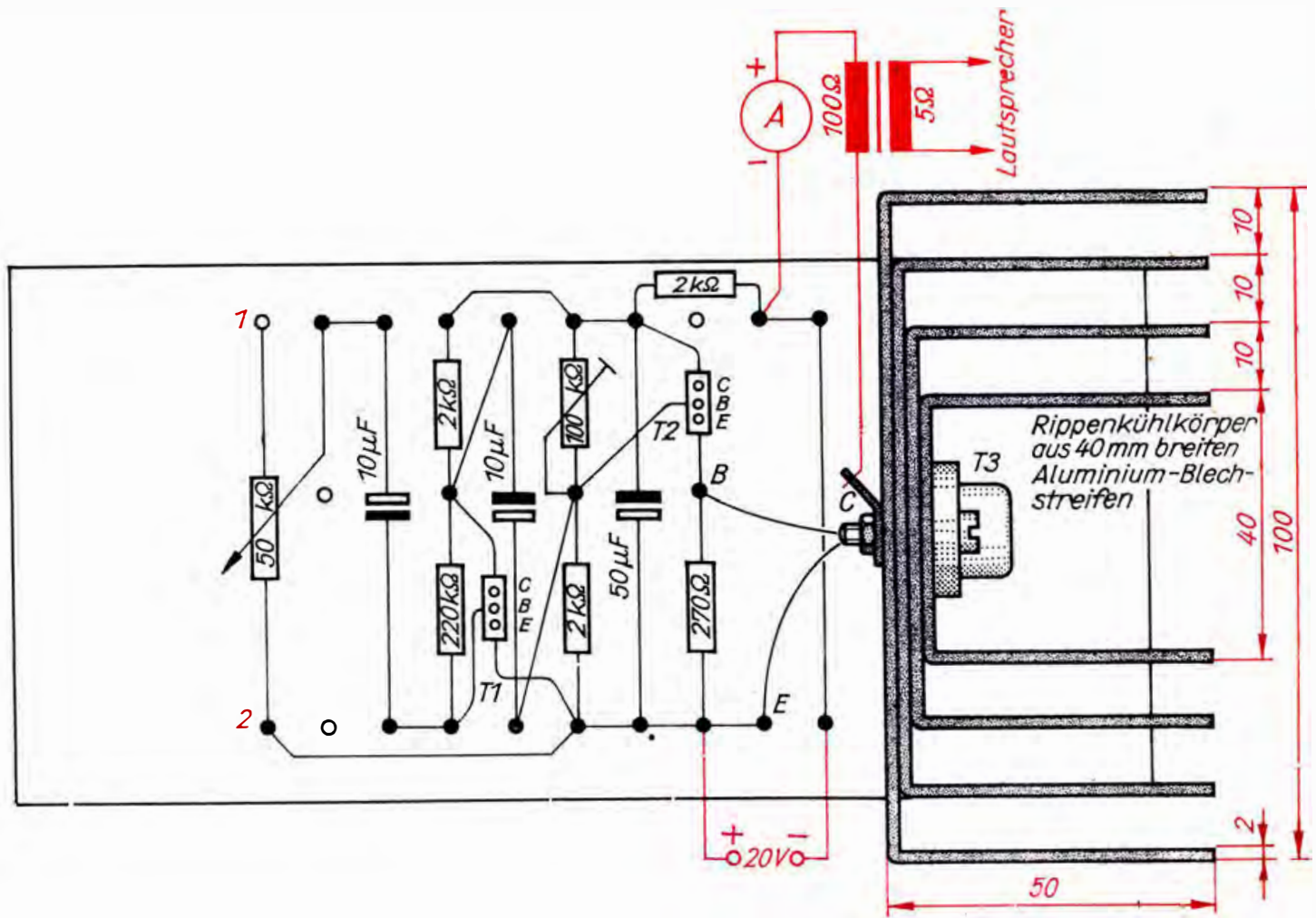


Bild 7.9
Verdrahtungsplan des
2-W-Verstärkers

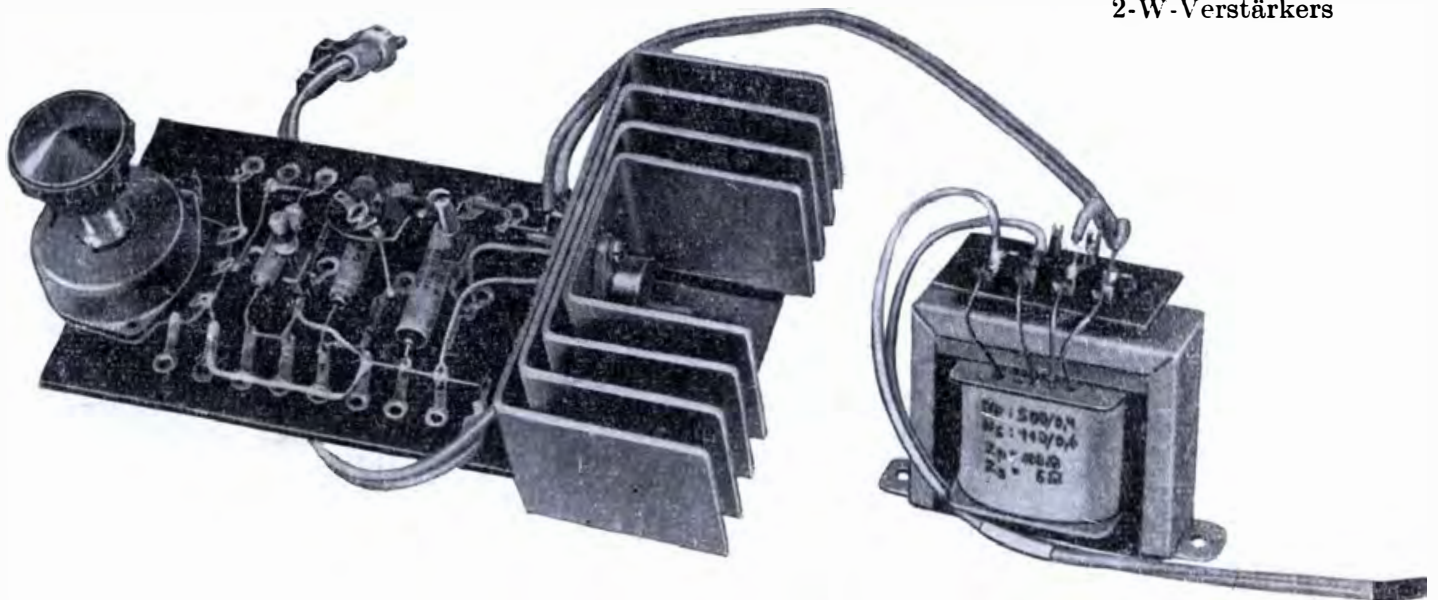


Bild 7.10
Versuchsaufbau
unseres 2-W-Ver-
stärkers

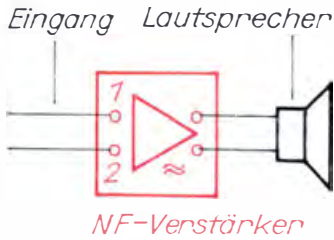


Bild 7.11
Baugruppensymbol
„NF-Verstärker“

sammen. Dann muß C_3 eine Kapazität von $3,2 \cdot 10^{-3} \text{ s} \cdot \frac{15 \cdot 10^{-3} \text{ V}}{10^{-3} \text{ V} \cdot 2 \cdot 10^3 \Omega} = 24 \mu\text{F}$ haben; wir wählen $50 \mu\text{F}/10 \text{ V}$.

Die Vorstufe im Bild 7.8 entspricht der Vorstufe unseres 20-mW-Verstärkers, so daß sich dazu weitere Bemerkungen erübrigen. Die Belastung von T2 beträgt $P_C = 8 \text{ V} \cdot 4 \text{ mA} = 32 \text{ mW}$. Hierfür darf jeder beliebige NF-Transistor verwendet werden. Der Emittorwiderstand R_6 von T2 ist für die Funktion des Verstärkers unwesentlich. Er soll lediglich den Einfluß des Kollektorreststromes von T2 herabsetzen. Beträgt I_{CE02} von T2 beispielsweise 0,3 mA, so wird der Reststrom von T3 um $B_3 \cdot I_{CE02}$ größer. In unserem Falle sind das $I = 50 \cdot 0,3 \text{ mA} = 15 \text{ mA}$. R_6 sorgt dafür, daß nur noch ein Teil von I_{CE02} über die Basis von T3 fließt und kompensiert damit die 15 mA teilweise.

Wir bauen den Verstärker zunächst wieder auf dem Experimentierbrettchen auf. Der Verdrahtungsplan ist im Bild 7.9 enthalten, Bild 7.10 zeigt den Versuchsaufbau mit Übertrager, aber ohne Lautsprecher.

Mit dem Drehwiderstand R_4 stellen wir unter Zuhilfenahme eines Strommessers in der Kollektorleitung von T3 einen Ruhestrom von 200 mA ein. Dieser Verstärker eignet sich nicht nur für unseren Diodenempfänger, er ist auch gut als Verstärker für einen Plattenspieler oder für eine *Mikrofonanlage* einzusetzen, die wir im nächsten Versuch aufbauen wollen. Vorher führen wir aber erst eine zeichnerische Vereinfachung ein. In den Schaltbildern der folgenden Experimente stellen wir den NF-Verstärker symbolisch nach Bild 7.11 dar.

Wir bauen eine Mikrofonanlage auf

Die Schaltung unserer Mikrofonanlage entnehmen wir Bild 7.12. Als Mikrofon verwenden wir eine Kohlekapsel, wie sie auch in Fernsprengeräten eingebaut ist. An die Wiedergabequalität dürfen wir keine allzu großen Ansprüche stellen; für die Übertragung von Sprache reicht das

Bild 7.12
Schaltung unserer
Mikrofonanlage

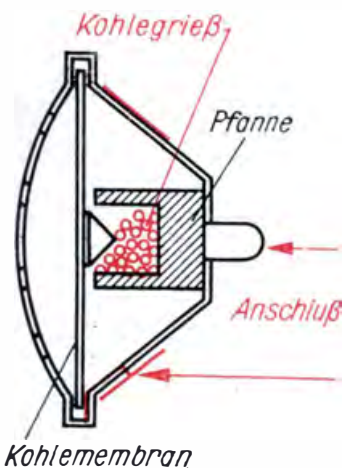
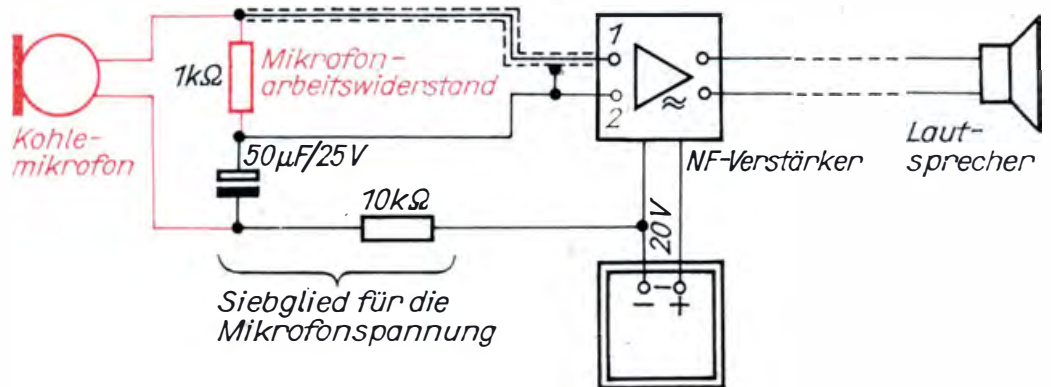


Bild 7.13
Aufbau eines Kohle-
mikrofons

Kohlemikrofon jedoch aus. Es besteht aus einer dünnen Kohlemembran mit Spitze und einer Pfanne, in der sich Kohlegrieß befindet (s. Bild 7.13). Wenn wir das Mikrofon in Reihe mit einem Arbeitswiderstand an eine Gleichspannung legen, fließt ein bestimmter Strom. Sprechen wir, treffen Schallwellen auf die Membran und drücken den Kegel tiefer in den Kohlegrieß. Dadurch wird der Übergangswiderstand zwischen den einzelnen Kohlekörnern geringer, der Innenwiderstand des Mikrofons ebenfalls; der Stromfluß muß stärker werden und am Arbeitswiderstand einen größeren Spannungsabfall verursachen.

Die auftretenden Spannungsschwankungen geben wir an den Eingang unseres Verstärkers.

Als Mikrofonspannungsquelle dient die Betriebsspannung des Verstärkers. Mit einem Siebglied setzen wir die Spannung so weit herab, daß die Mikrofonkapsel nicht überlastet wird. Für den Einbau der Kapsel besorgen wir uns im Schreibwarengeschäft eine Schwamm-anfeuchtdose. In den Boden der Dose bohren wir 3 Löcher, eines genau mittig von 5 mm Durchmesser, die beiden anderen von 3,5 mm Durchmesser etwa 8 mm vom Dosenrand entfernt. Hier werden nach Bild 7.14 Kontaktstreifen aus Federmessing – dazu eignen sich gut Kontaktstreifen verbrauchter Flachbatterien – und Lötösen mit Schrauben und Muttern M3 befestigt. Die Dose mit Mikrofon, den Arbeitswiderstand und das Siebglied setzen wir in eine passende Konservendose ein, die wir mit auf Masse legen. Als Masseleitung zwischen Mikrofon und Verstärker dient uns das Abschirmgeflecht des Tonkabels. Wir schließen unser Handmikrofon wie folgt an: abgeschirmtes Kabel an Lötöse 1 des Eingangs, Abschirmung an Lötöse 2, Siebwiderstandskabel an –20 V.

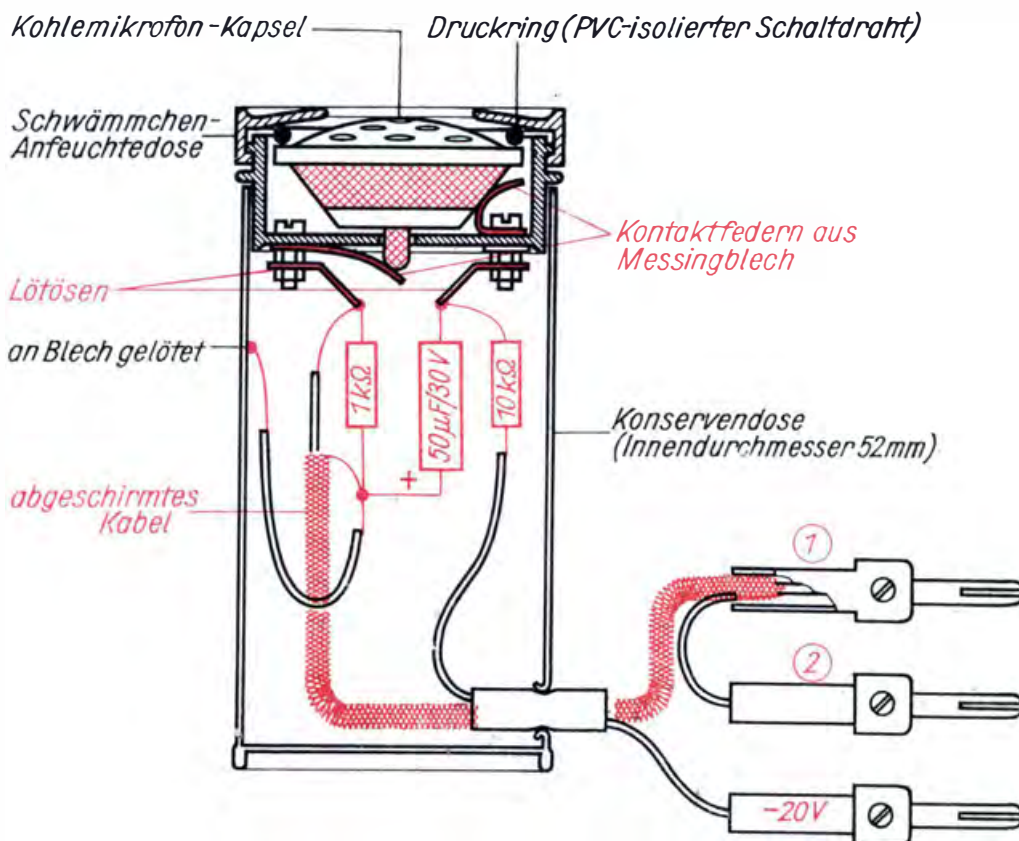


Bild 7.14
Schnitt durch unser
Handmikrofon

Mikrofon und Lautsprecher müssen wir in getrennten Räumen aufstellen, da sonst unsere Anlage zu pfeifen anfängt. Diesen Effekt sehen wir uns später noch genauer an. Im Bild 7.15 können wir unseren Mikrofonversuchsaufbau betrachten. Und nun viel Spaß!

Während wir in unserer Bastecke die angeregte Unterhaltung im Wohnzimmer über unsere Mikrofonanlage unbeobachtet verfolgen, fassen wir in Gedanken das Prinzip der drahtgebundenen Tonübertragung zusammen: Ein Mikrofon wandelt die Schallwellen in elektrische Spannungsschwankungen um. Diese werden im Verstärker so

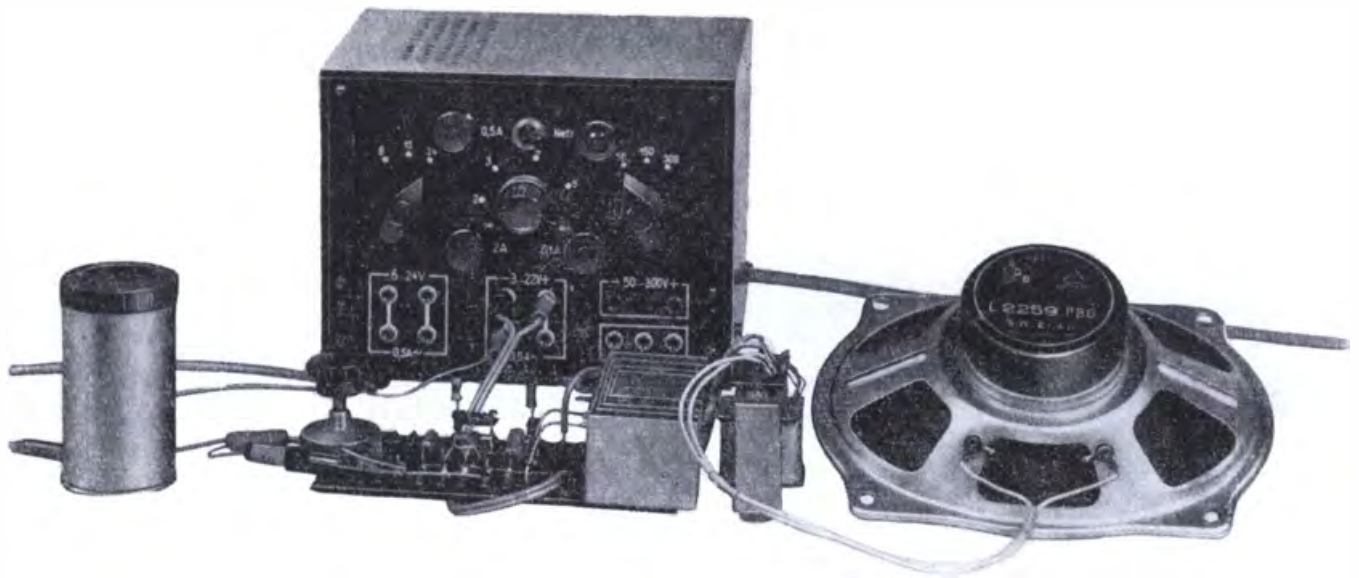
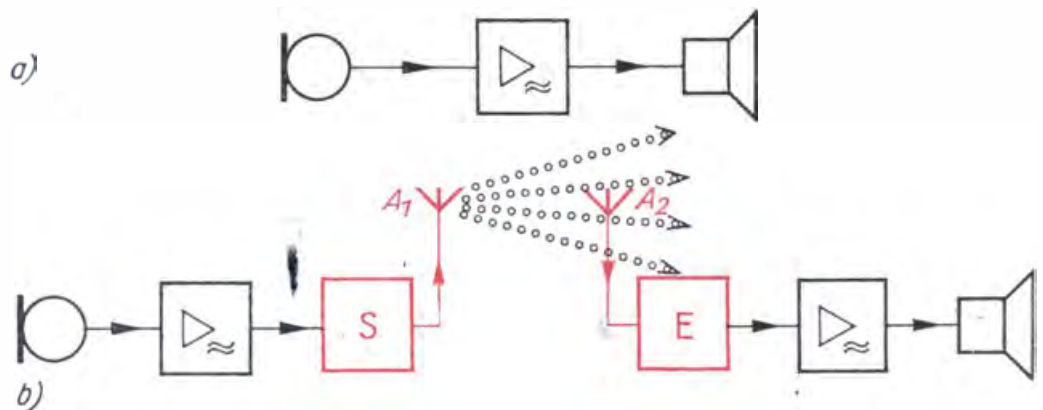


Bild 7.15
Unsere Mikrofon-
anlage

weit vergrößert, daß ein angeschlossener Lautsprecher wieder kräftige Schallwellen abgeben kann. Im Bild 7.16a sehen wir die einfachste Darstellungsmöglichkeit der Mikrofonanlage: das *Blockschaltbild*. Nur der Signalfluß ist angedeutet; die Betriebsspannungen für Mikrofon und Verstärker werden vernachlässigt. Wie man die Mikrofonanlage zur Rundfunkanlage ausbauen kann, ist im Bild 7.16b gezeigt. Die verstärkten Mikrofonströme geben wir auf den *Sender S*, der – für unser Ohr unhörbar – über eine *Antenne A₁* *elektromagnetische Wellen* abstrahlt.

Bild 7.16
Aus der Mikrofon-
anlage (a) wird eine
Rundfunkanlage (b)



Eine Empfangsantenne A_2 nimmt diese Strahlung auf und leitet sie zum *Empfänger E*. Hier erfolgt die Rückverwandlung in Spannungsschwankungen, die in der bekannten Art über den Verstärker auf den Lautsprecher gelangen. Die Vorgänge im Sender werden wir uns noch genauer ansehen; wir wollen erst einmal ein Rundfunkgerät für Lautsprecherbetrieb aufbauen. Als Empfänger verwenden wir unseren einfachen Diodenempfänger und schließen ihn an Stelle des Mikrofons an den NF-Verstärker an. Lautsprecher samt Übertrager bauen wir in ein Holzgehäuse von $210 \text{ mm} \times 240 \text{ mm} \times 100 \text{ mm}$ ein. Die Frontplatte erhält nach Bild 7.17a zwei Öffnungen; an ihrer Rückseite verschrauben wir den Lautsprecher, die Vorderseite wird mit Dekostoff überzogen. Um unerwünschte Resonanzerscheinungen zu vermeiden, schieben wir auf die Lautsprecherbefestigungsschrauben einige Gummischeiben, ehe das Lautsprecherchassis aufgesetzt wird (vgl. Bild 7.17b). Eine gelochte Pappe bildet die Gehäuserückwand.

Bild 7.18 gibt uns sicherlich einige Anregungen zur Gestaltung des Lautsprechergehäuses. Die Leitung von der Empfängerdiode zum Eingang 1 des Verstärkers schirmen wir ab, wobei das Geflecht wieder die Masseverbindung übernimmt. Ein Draht von 1 bis 2 m Länge als Antenne reicht für den Empfang des Orts- oder Bezirkssenders aus; für weiter entfernt liegende Sender bewährt sich eine gute Hochantenne. Die Wirkung des Antennenkondensators können wir leicht feststellen, wenn wir ihn kurzschließen. Die Lautstärke des gerade eingestellten Senders wird etwas größer, unter Umständen hören wir aber „im Hintergrund“ bereits einen zweiten oder gar dritten Sender. Die Anregung des Schwingkreises ist kräftiger, aber seine Trennschärfe schlechter geworden.

Ohne Übertrager geht es auch!

Auf Seite 93 hielten wir fest, daß die niederohmige Schwingspule des Lautsprechers nicht direkt als Arbeitswiderstand eines Transistors geschaltet werden darf, sondern daß ein Übertrager zur Widerstandsanpassung erforderlich ist. Da bei unseren bisher gebauten NF-Verstärkern die Primärwiderstände der Übertrager immer niedriger wurden – beim 20-mW-Verstärker betrug $R_{LP} = 1,8 \text{ k}\Omega$ und beim 2-W-Verstärker nur noch 100Ω –, ergibt sich folgerichtig die Frage: Kann eine Transistor-Endstufe mit einem Arbeitswiderstand von beispielsweise 5Ω betrieben werden?

Wenn wir von unserem 3-W-Lautsprecher ausgehen, muß die Kollektorspannung nach $P_C = \frac{U_{CE}^2}{R_{LP}}$ (vgl. S. 11: $P = \frac{U^2}{R}$) $U_{CE} = \sqrt{P_C \cdot R_{LP}}$

$$= \sqrt{3 \text{ W} \cdot 5 \Omega} = 4 \text{ V} \text{ betragen und der Kollektorruehstrom } I_C = \frac{P_C}{U_{CE}}$$

$$= \frac{3 \text{ W}}{4 \text{ V}} = 0,75 \text{ A. Hier dürfen wir den Ohmschen Widerstand der Schwing-$$

spule nicht mehr vernachlässigen. Wir messen ihn, und wenn er z. B. 3Ω beträgt, brauchen wir eine um $\Delta U = 3 \Omega \cdot 0,75 \text{ A} = 2,3 \text{ V}$ höhere Betriebsspannung als die Kollektorspannung: $U_B = 4 \text{ V} + 2,3 \text{ V} = 6,3 \text{ V}$. Hier muß nicht unbedingt ein GD 175 eingesetzt werden, es genügt bereits ein GD 150. Auch der Kühlkörper wird weniger aufwendig. Für 3 W Verlustleistung darf der äußere Wärmewiderstand

$$R_{tha} = \frac{50 \text{ K}}{3 \text{ W}} - 7,5 \frac{\text{K}}{\text{W}} = 9,2 \frac{\text{K}}{\text{W}} \text{ groß werden. Das Kühlblech braucht}$$

nur noch eine Fläche von 80 cm^2 zu haben.

Wenn wir für den Endstufentransistor wieder eine Gleichstromverstärkung $B = 50$ annehmen, wird ein Basisruhestrom von $I_B = \frac{750 \text{ mA}}{50}$

$= 15 \text{ mA}$ fließen. Eine Kollektorstufe mit $B = 100$ sorgt dafür, daß der Eingangswiderstand auf eine erträgliche Höhe gebracht wird. Der Transistor dieser Stufe wird mit $P_C = 6 \text{ V} \cdot 15 \text{ mA} = 90 \text{ mW}$ belastet; wir setzen einen GC 121 ein. Wenn die Stromverstärkung des Endstufentransistors jedoch nur $B = 25$ beträgt, muß ein GC 301 verwendet werden, denn dann steigt die Belastung auf $P_C = 6 \text{ V} \cdot 30 \text{ mA} = 180 \text{ mW}$ an. In beiden Fällen versehen wir den Transistor der Kollektorstufe mit einem kleinen Kühlkörper oder Kühlblech.

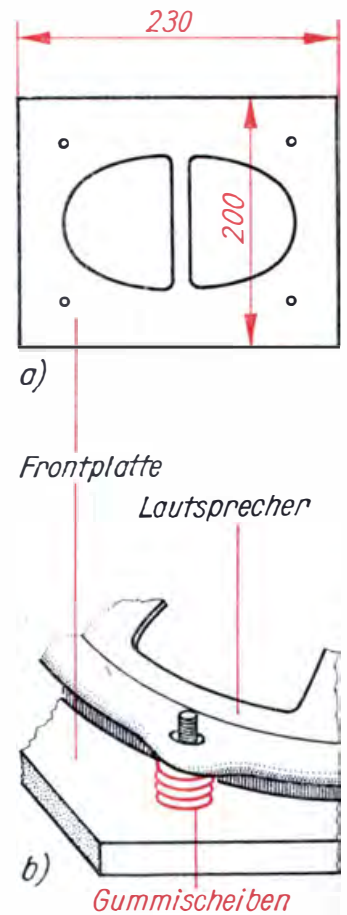


Bild 7.17
Zum Aufbau des Lautsprechergehäuses:

- a) So bearbeiten wir die Schallwand
- b) Zwischen Frontplatte und Lautsprecher legen wir Gummischeiben

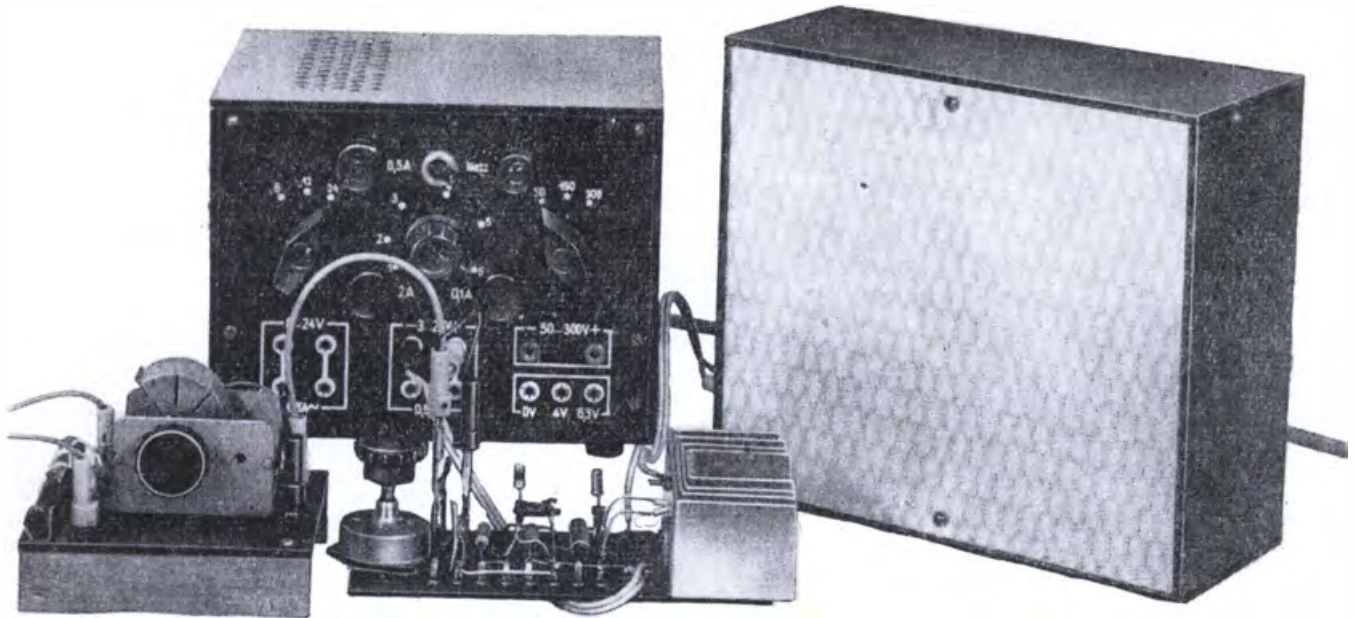


Bild 7.18
Wir schalten unseren
Diodenempfänger an
den NF-Verstärker

Im Bild 7.19 ist das Schaltbild unseres 1,5-W-Verstärkers mit *eisenloser Endstufe* dargestellt. Am Stromversorgungsgerät wählen wir eine Ausgangsspannung von 6,5 V, den Strom stellen wir mit R_4 nach der Anzeige eines Strommessers in der Minusleitung auf 0,75 A ein.

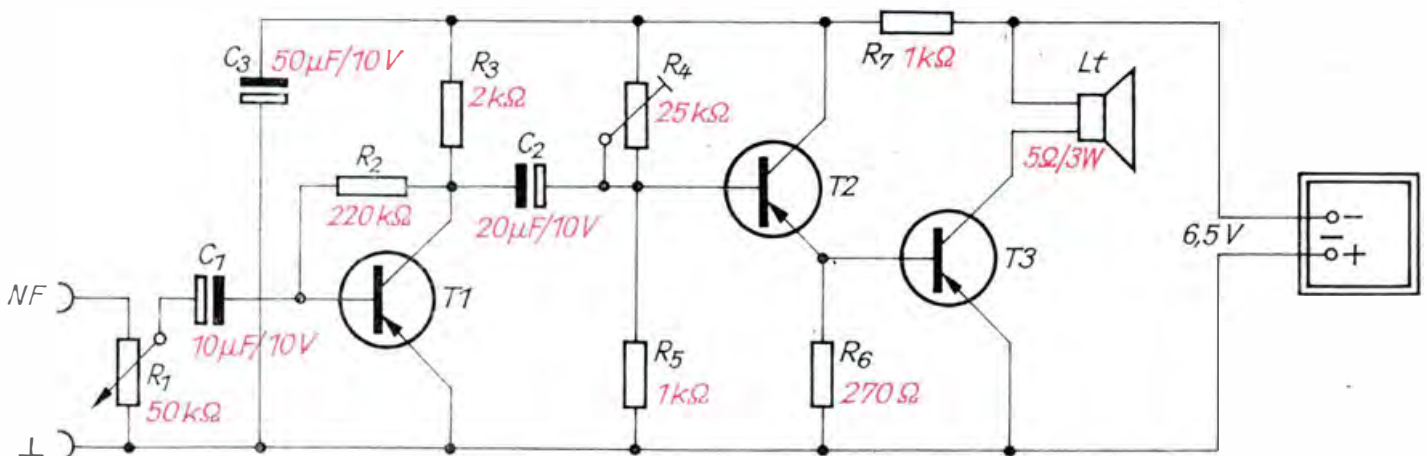
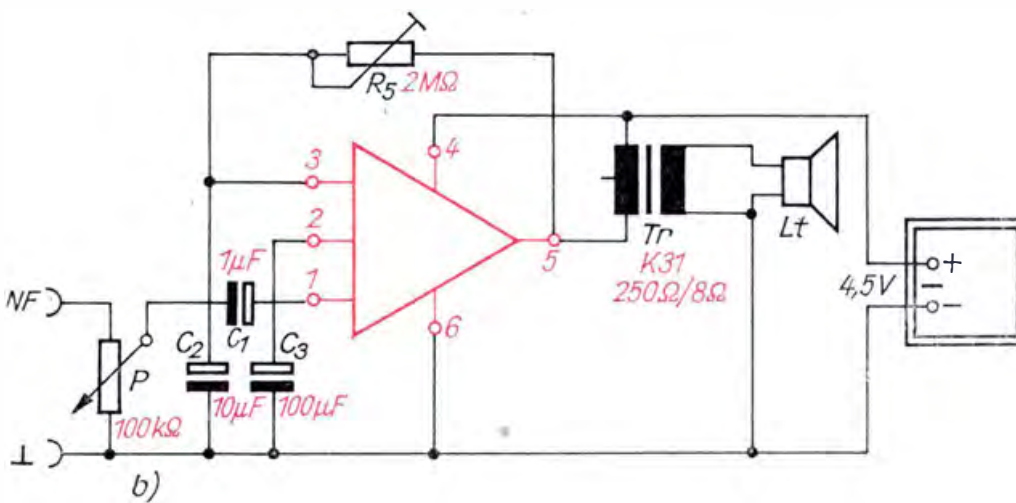
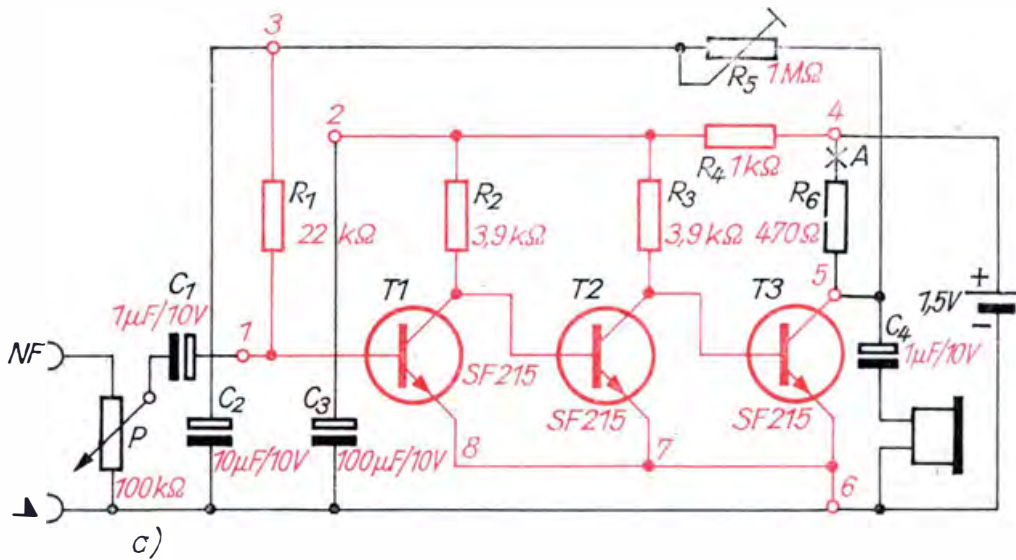


Bild 7.19
NF-Verstärker mit
eisenloser Endstufe
für 1,5 W Sprech-
leistung

Siliziumtransistoren lassen sich direkt koppeln

Die Eigenart des Si-pn-Übergangs, erst bei Durchlaßspannungen oberhalb 0,6 V einen Strom fließen zu lassen, bietet den Vorteil, daß die Basis eines Si-Transistors unmittelbar an den Kollektor des davorliegenden angeschlossen werden kann. Es ist dann bei einem dreistufigen Verstärker nach Bild 7.20a sowohl $U_{BE3} = U_{CE2}$ als auch $U_{BE2} = U_{CE1} \approx 0,6$ V. Wenn der Verstärker an eine Monozelle angeschlossen und die Betriebsspannung für T1 und T2 auf $2 \cdot 0,6$ V = 1,2 V herabgesetzt wird, fließt über T1 und T2 jeweils ein Kollektorstrom von $I_C = \frac{1,2}{2 \cdot 3,9} = 0,16$ mA; R_4 muß deshalb $\frac{1,5 - 1,2}{2 \cdot 0,16} = 0,32$ mA ≈ 1 kΩ groß sein. Die Arbeitspunkte der einzelnen Verstärkerstufen stellen wir mit R_5 nach der Anzeige eines Strommessers bei A ein; der

Bild 7.20
Direktgekoppelter
Transistorverstärker:
a) für Kopfhörer-
betrieb
b) mit Endstufe für
40 mW Sprech-
leistung



Ruhestrom der Endstufe muß $I_{CE} = \frac{1,5 \text{ V}}{2 \cdot 470 \Omega} \approx 1,5 \text{ mA}$ betragen.

Für T1 bis T3 wurden in der Musterschaltung Silizium-Miniplast-Transistoren SF 215 bzw. 216 mit $B \approx 100$ eingesetzt.

Nach einer geringfügigen Änderung können wir den kleinen Verstärker auch für Lautsprecherbetrieb einrichten. Zu diesem Zweck vergrößern wir R_5 auf $2 \text{ M}\Omega$, und den Kollektorwiderstand $R_6 = 470 \Omega$ ersetzen wir durch die Primärspule eines Ausgangsübertragers K 31, die eine Impedanz von $R_{LP} = 250 \Omega$ hat; die der Sekundärspule beträgt 8Ω . Bei einer Betriebsspannung von $4,5 \text{ V}$ muß der Ruhestrom von T3 auf $I_{C3} = \frac{4,5 \text{ V}}{250 \Omega} = 18 \text{ mA}$ eingestellt werden. Die Gleichstromleistung

beträgt dann $P_C = 18 \text{ mA} \cdot 4,5 \text{ V} = 80 \text{ mW}$; wir dürfen also mit etwa 40 mW Sprechleistung rechnen. Mit unserem großen Gehäuselautsprecher reicht das bereits für gute Zimmerlautstärke aus.

Nach dem Anlegen der Betriebsspannung vergehen etwa 3 bis 4 Sekunden, ehe der Verstärker nach Bild 7.20b arbeitet. Die symbolische Darstellung des dreistufigen Verstärkers ist zunächst etwas ungewohnt, aber der Vergleich mit Bild 7.20a fällt uns sicherlich nicht schwer. Mit dieser neuartigen Darstellung einer ganzen Baugruppe wollen wir einen kurzen Blick in einen neuen Zweig der Halbleitertechnik werfen, der in den nächsten Jahren immer mehr an Bedeutung gewinnen wird.

8. Mikroelektronik: Die integrierte Schaltung ersetzt eine Vielzahl einzelner Bauelemente

Auf Seite 75 wurde erwähnt, daß die Diffusionstechnik zur wichtigsten Technik der Dioden- und Transistorherstellung und damit die Grundlage der Massenfertigung geworden ist. Auf einer rund 0,2 mm dicken, sorgfältig polierten Siliziumscheibe – dem *Substrat* – von etwa 25 mm Durchmesser werden gleichzeitig bis zu 1000 Transistorsysteme hergestellt. Nach dem Prüfen und Kennzeichnen der fehlerhaften Systeme wird das Substrat zerlegt, und die einzelnen Transistoren werden montiert und kontaktiert.

Dann nehmen wir drei Transistoren und löten sie zum Aufbau der Schaltung nach Bild 7.20 wieder zusammen: Die Emitter werden miteinander verbunden und die Kollektoren mit den Basisanschlüssen des Folgetransistors. Ist das nicht paradox? Liegt es deshalb nicht nahe, auf dem Substrat eine komplexe Schaltung, z. B. die im Bild 7.20a farblich gezeichnete und im Bild 7.20b symbolisch dargestellte, als *integrierte Schaltung* herzustellen und nur die äußeren Anschlüsse des Schaltkreises herauszuführen?

Schauen wir uns deshalb die einzelnen Schritte zur Herstellung von integrierten Widerständen und Transistoren an! (Als Kondensatoren werden die Sperrschichtkapazitäten von in Sperrichtung gepolten pn-Übergängen benutzt. Induktivitäten lassen sich nicht realisieren.) Zuerst läßt man auf dem hochohmigen p-Si-Substrat eine einkristalline n-leitende Si-Schicht aufwachsen. Dieser Vorgang wird als *Epitaxie* bezeichnet und bei Temperaturen von über 1000 °C durchgeführt. Die 4 bis 25 µm dicke Schicht wächst dadurch, daß sich an der heißen Oberfläche des Substrats eine gasförmige n-Si-Verbindung zersetzt. Auf dieser Epitaxieschicht bildet sich an der Luft ein SiO₂-Überzug (Quarz), der einen natürlichen Schutz bietet. Um im Silizium an bestimmten Stellen bestimmte **Leitfähigkeiten** durch Diffusion zu erzeugen, muß an diesen Stellen der SiO₂-Überzug entfernt werden. Das geschieht auf fotomechanischem Wege: Aufbringen eines lichtempfindlichen Fotolacks, Belichtung der getrockneten Lackschicht mit UV-Licht (Quarzlampe) durch eine Fotomaske. Dieser Vorgang ist im Bild 8.1a dargestellt. An den unbelichteten Stellen wird der Fotolack beim Entwickeln abgewaschen, an den belichteten verfestigt er sich durch Polymerisation. Dann gibt man das Substrat in ein Ätzbad, das an den Stellen, an denen der Lack entfernt ist, die SiO₂-Schicht löst. Es entstehen „Diffusionsfenster“ (vgl. Bild 8.1b), durch die Störstellen eindiffundiert werden können.

Mit der ersten Diffusion von p-Gebieten, die bis zum p-Substrat reichen müssen, werden „isolierte Inseln“ in der epitaktischen n-Schicht ge-

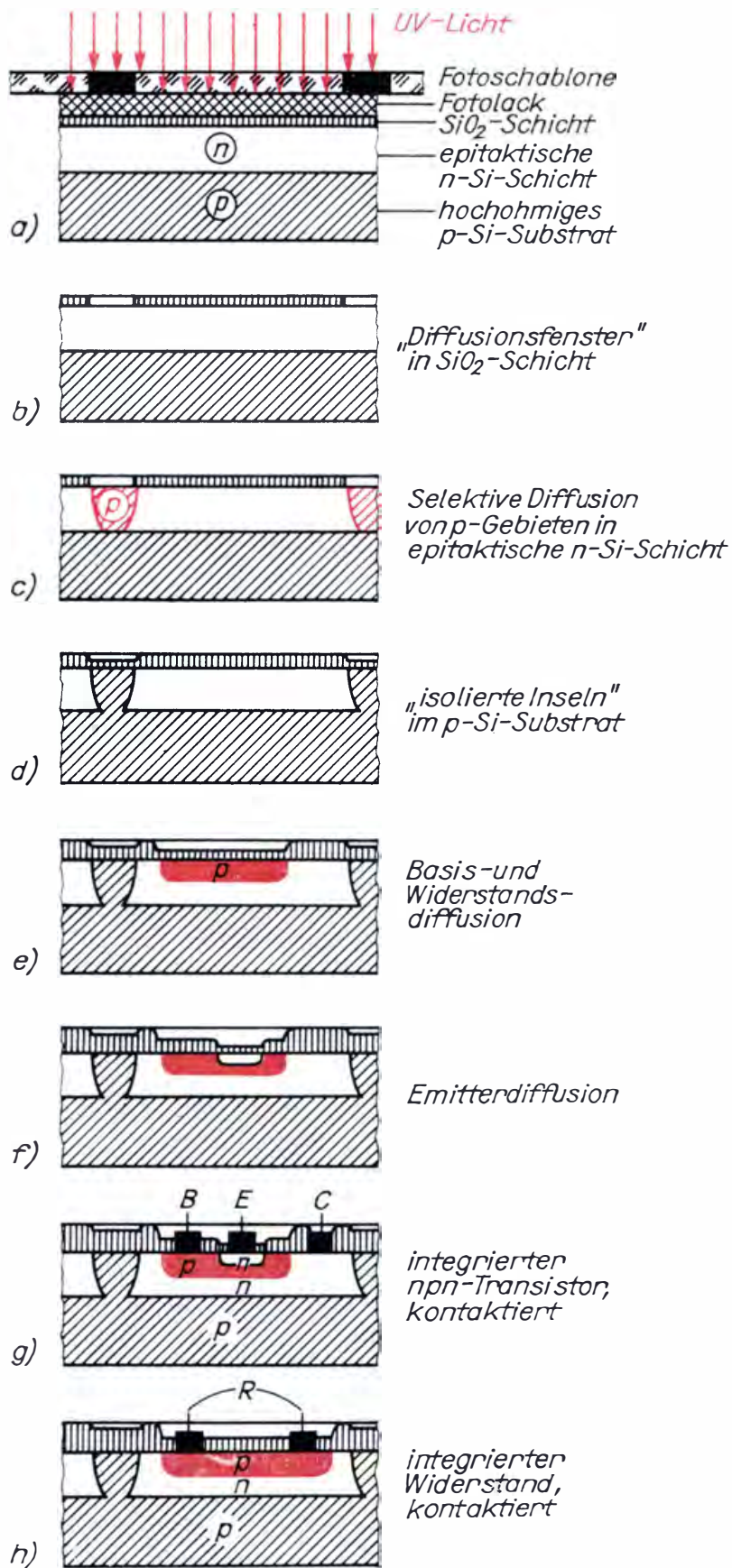
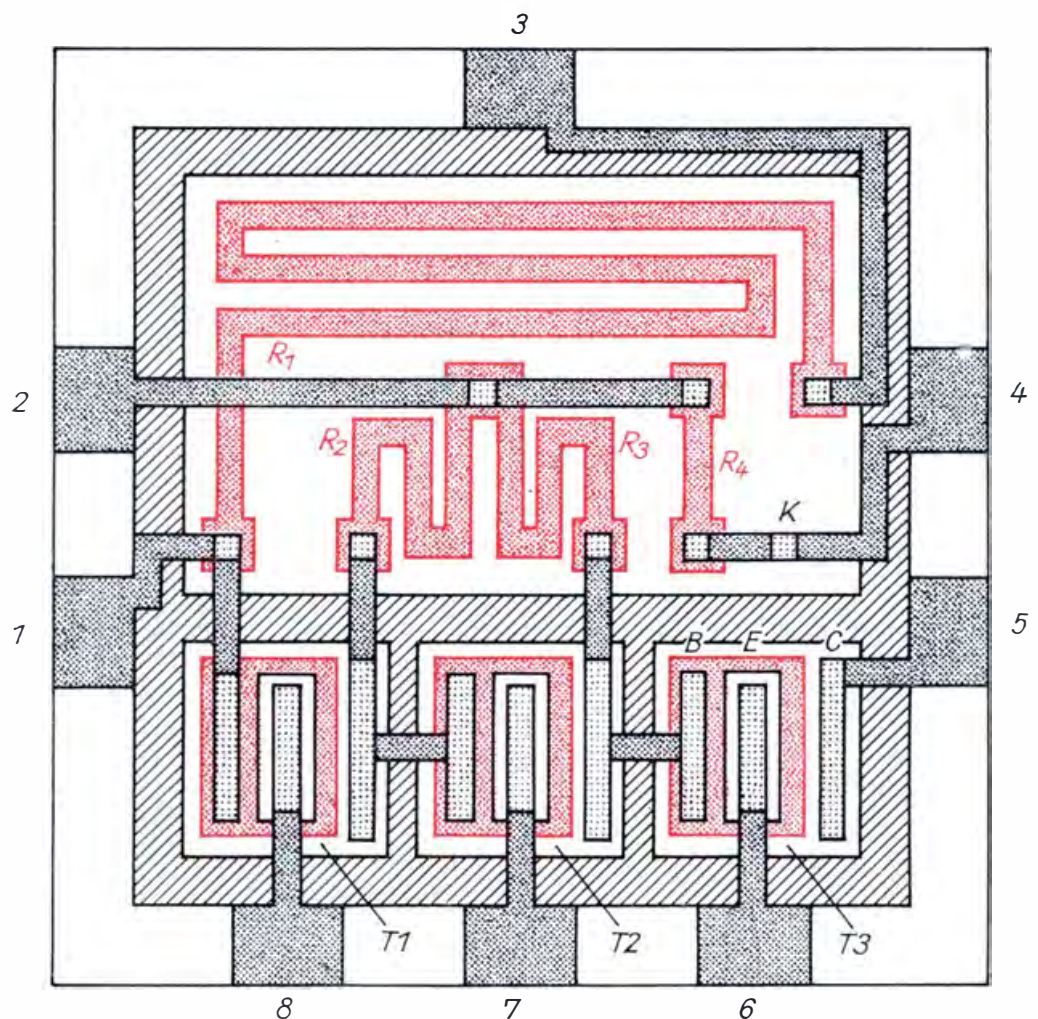


Bild 8.1
Schritte zur Herstellung integrierter Bauelemente

schaffen (vgl. Bilder 8.1c und d). Für jeden Transistor ist eine eigene Insel notwendig; die Widerstände können gemeinsam in einer Insel hergestellt werden.

In einem zweiten Diffusionsverfahren, das genau die gleichen Schritte wie das eben beschriebene erste erfordert, werden p-leitende Gebiete überall dort in die „isolierten Inseln“ eindiffundiert, wo Widerstände und Basisgebiete vorhanden sein sollen. Diese Gebiete sind im Bild 8.1e im Schnitt und im Bild 8.2 in der Draufsicht farblich dargestellt. Auf die Basisdiffusion folgt die Emitterdiffusion (vgl. Bild 8.1f), mit der in die Basis-p-Schicht eine letzte n-Schicht eingebaut wird. Abschließend werden die drei Transistoranschlüsse und die beiden Widerstandsenden kontaktiert (vgl. Bilder 8.1g und h) und die Verbindungsleitungen aufgedampft. Die Kontakte der einzelnen Bauelemente sind im Bild 8.2 schwach und die Verbindungsleitungen stark gerastert; die p-Gebiete zwischen den „isolierten Inseln“ sind schraffiert. In den drei kleinen Inseln im Bild 8.2 unten erkennen wir die Transistoren T1 bis T3 und in der großen Insel oben die vier Widerstände. Die benötigten Anschlüsse des Verstärkers sind an den Rand des Substrats zu den sogenannten Bondflächen geführt, die über Goldfäden mit den Fahnen des Gehäuses verbunden sind. Als Gehäuse dienen Transistorgehäuse, da die Fläche des Halbleiterplättchens nach Bild 8.2 kleiner als 1 mm^2 ist; die integrierte Schaltung entspricht dem farbigen Teil unseres direkt gekoppelten Verstärkers im Bild 7.20. Damit die „isolierten Inseln“ tatsächlich gegeneinander elektrisch isoliert sind, wird das p-Substrat über den Gehäuseboden mit dem tiefsten negativen Potential $-U_B$ der Schaltung verbunden. Die pn-

Bild 8.2
Integrierte Schaltung
eines dreistufigen
Verstärkers



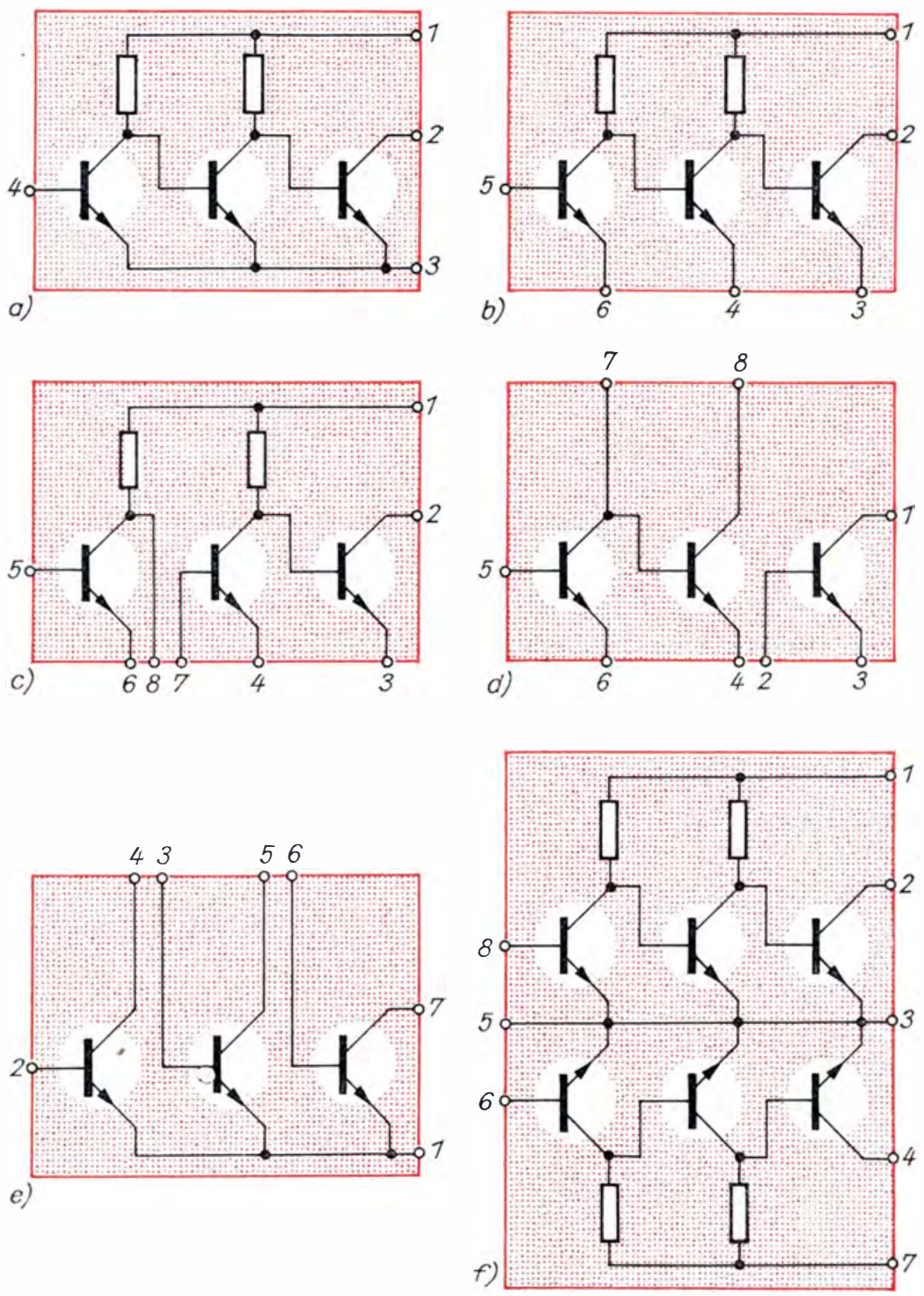


Bild 8.3
Integrierte Schaltungen für Vorverstärker:

- a) MAA 125, MAA 145
- b) MAA 225, MAA 245
- c) MAA 325, MAA 345
- d) MAA 435
- e) MAA 525
- f) MBA 225, MBA 245

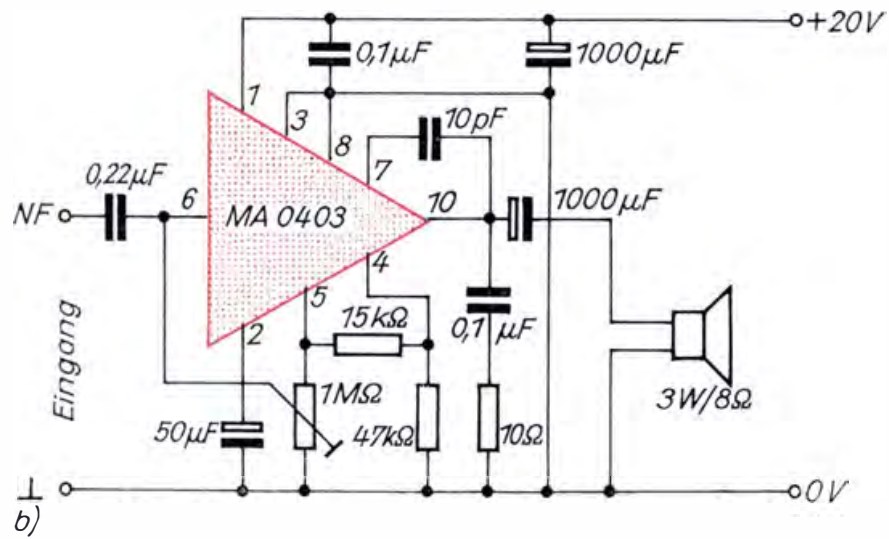
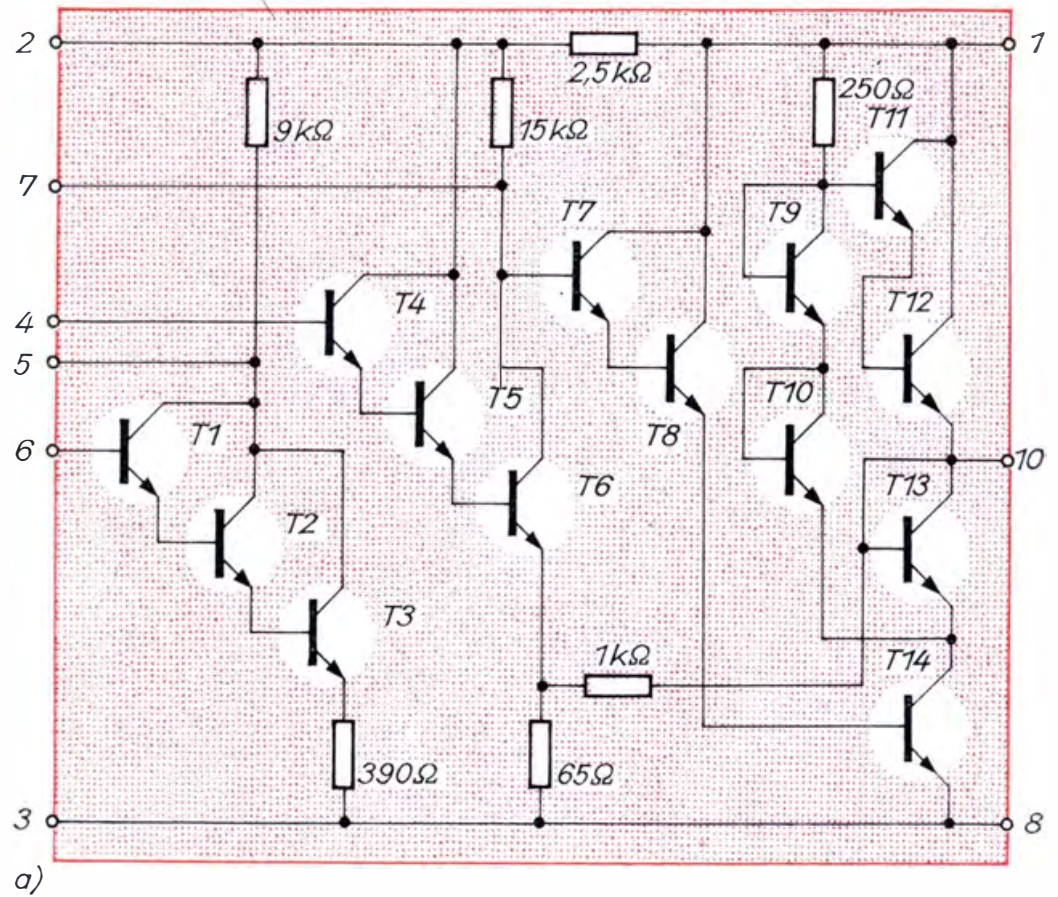
Übergänge zwischen p-Substrat und n-Epitaxieschicht sind damit in Sperrichtung gepolt. Eine analoge Maßnahme ist für die gegenseitige Isolation der Widerstände erforderlich. Hier wird die n-leitende Widerstandsinsel über den Widerstandskontakt K auf das höchste positive Potential $+U_B$ gelegt; sämtliche pn-Übergänge zwischen den Widerstandsbahnen und der Insel befinden sich dann in Sperrpolung.

Einige von der tschechoslowakischen Firma TESLA Rožnov produzierte integrierte Schaltkreise sind im Bild 8.3 zusammengestellt.

Alle Widerstände haben einen Wert von $3,5 \text{ k}\Omega$. Wir erkennen, daß es sich um ähnliche Schaltungen handelt, wie wir sie im einführenden Beispiel mit einzelnen Bauelementen selbst aufgebaut haben. Diese Schalt-

Bild 8.4

Integrierter NF-Verstärker mit eisenloser Endstufe:
 a) Schaltkreis MA 0403 von TESLA
 b) Vollständige Schaltung eines NF-Verstärkers für 2 W Sprechleistung (entnommen aus „Elektronisches Jahrbuch“ 1974, Militärverlag der DDR)



kreise sind für den Aufbau von Vorverstärkern gedacht; die Schaltung nach Bild 8.3f enthält zwei gleiche Verstärker entsprechend Bild 8.3a und ist besonders für Stereoanlagen geeignet. Die Gesamtverlustleistung jeder Schaltung beträgt 300 mW, die maximale Betriebsspannung für die jeweils zuerst genannten Typen 7 V, für die an zweiter Stelle stehenden 12 V. Die Schaltkreise sind in Transistormetallgehäusen ähnlich denen der Typenreihe SF 121 bis 150 (Bauform 17) – allerdings mit entsprechend mehr Anschlußfahnen – untergebracht. Aber nicht nur für einfache Vorverstärker eignet sich die Technik der

integrierten Schaltung, eigentlich kommen ihre Vorteile erst richtig bei noch komplexeren Baugruppen zur Geltung. Als Beispiel sei ein speziell für den Aufbau von kompletten NF-Verstärkern mit eisenloser Endstufe geeigneter Schaltkreis vorgestellt (siehe Bild 8.4a). Hier sind 7 Widerstände und 14 Transistoren integriert. In den beiden Vorstufen arbeiten die Transistorkombinationen T1, T2, T3 und T4, T5, T6; T7, T8 bilden die Treiberstufe und T11, T12 sowie T14 die Endstufe. Durch die Verbindung von Basis und Kollektor wirken die Transistoren T9, T10 und T13 als Dioden. Aus Bild 8.4b geht hervor, welche zusätzlichen Bauelemente zum Aufbau eines NF-Verstärkers für etwa 2 W Sprechleistung notwendig sind. Zur Abführung der Wärme müssen an die Anschlußfahnen 3 und 8 etwa 20 cm² große Kühlbleche aus 1 mm dickem Kupfer angelötet werden.

Mit diesem kurzen Abschnitt sollte angedeutet werden, in welcher Richtung sich die Halbleiterelektronik entwickeln wird, und sicherlich stehen ähnliche integrierte Schaltungen in naher Zukunft auch den Bastlern preiswert zur Verfügung.

9. Beinahe anachronistisch: Neben der integrierten Schaltung immer noch die Elektronenröhre

Die außerordentlich gute Wiedergabequalität unseres Diodenempfängers hat Sie bestimmt in Erstaunen versetzt. Allerdings trifft das nur für den Empfang des Orts- oder Bezirkssenders zu. Warum ein so einfaches Gerät – noch dazu mit selbstgefertigten Bauelementen – eine relativ gute Tonwiedergabe hat, ist uns, wie überhaupt das gesamte Funktionsprinzip der drahtlosen Nachrichtenübermittlung, immer noch unklar. Eine ganze Reihe von Fragen blieb noch offen. Physikalische Experimente sollen uns bei ihrer Beantwortung helfen. Natürlich fangen wir wieder bei unserem Empfänger an. Im „Stromkreis“ Antenne–Erde (vgl. Bild 4.10) liegt ein Schwingkreis, der im Resonanzfall zu maximalen Schwingungen angeregt wird. Die Antenne muß also auf irgendeine mit unseren Sinnen nicht wahrnehmbare Art vom Sender derartig beeinflusst werden, daß in ihr Wechselströme hoher Frequenz fließen. Unsere bisherigen Meßgeräte sind zum Nachweis dieser kleinen Wechselströme oder hochfrequenten Schwingungen ungeeignet; wir brauchen ein Gerät, das solche Schwingungen aufzuzeichnen vermag: einen *Elektronenstrahloszillografen*. Vorher müssen wir uns jedoch die Elektronenröhre etwas genauer ansehen.

Was man von der Elektronenröhre wissen muß

Obwohl die grundlegenden physikalischen Ideen sowohl der Rundfunktechnik als auch des Fernsehens bereits vor der Entwicklung der Elektronenröhre bekannt waren, ermöglichte erst dieses Bauelement die breite Anwendung der Nachrichtentechnik. Wir wollen nun eine Reihe von Versuchen durchführen, die uns mit dem Wesen der Elektronenröhre vertraut machen sollen.

Eine defekte Biluxlampe als elektrisches Ventil

Wir beschaffen uns von einem Kleinkrafttradbewerber eine defekte Biluxlampe 6 V/15/15 W, deren Abblendfaden durchgebrannt ist (vgl. Bild 9.1), und löten drei Drahtenden an den Sockel. Diese Lampe legen wir nach Bild 9.2 in Reihe mit einem Strommesser und einem Schichtwiderstand von 47 k Ω an unser Stromversorgungsgerät. Es fließt kein Strom. Das darf uns nicht wundern, da innerhalb der Lampe der Stromkreis unterbrochen ist. Im nächsten Versuch wollen wir durch den Fernlichtfaden einen Strom schicken. Wir legen an seine Enden unsere Wechselspannung 6,3 V. Obwohl nach wie vor der Stromkreis

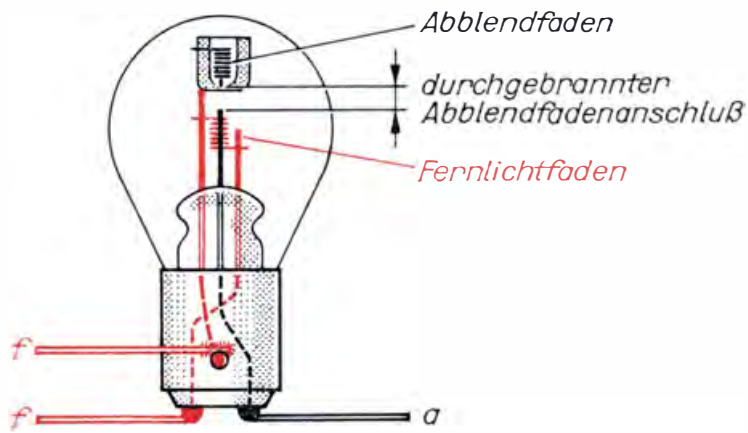


Bild 9.1
Eine defekte Biluxlampe dient uns als Elektronenröhre

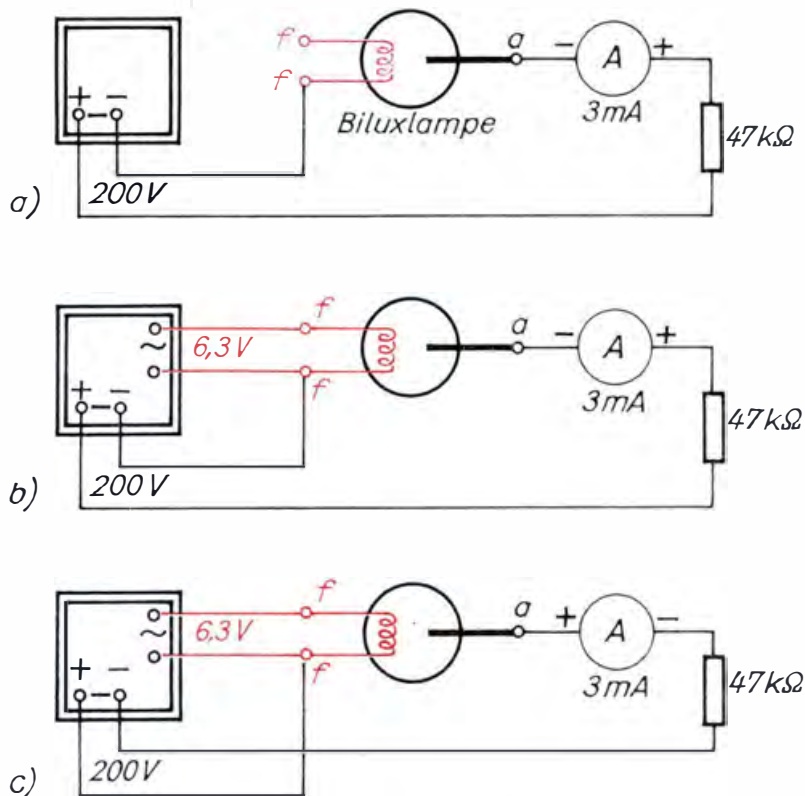


Bild 9.2
Versuche mit der Biluxlampenröhre:
a) Der Stromkreis ist innerhalb der Lampe unterbrochen; es fließt kein Strom.
b) Sobald der Fernlichtfaden aufglüht, zeigt das Meßgerät einen Stromfluß an.
c) Liegt der positive Pol an der glühenden Elektrode, fließt kein Strom.

innerhalb der Lampe unterbrochen ist, zeigt unser Strommesser einen Strom von 2 mA an. Wie ist das möglich?

Die in dem gewendelten Metalldraht des Fernlichtfadens vorhandenen Leitungselektronen können normalerweise die Metalloberfläche nicht verlassen. Führen wir jedoch einem Metall Energie beispielsweise in Form von Wärme zu, vermögen die energiereichsten Elektronen aus dem Metall herauszutreten. (Man bezeichnet diesen Vorgang als *Elektronenemission*.) Da sie negativ geladen sind, werden sie von dem am positiven Pol der Spannungsquelle liegenden Abblendfadenanschluß a angezogen. Bei umgekehrter Polung dürfte der Strommesser keinen Stromfluß anzeigen; überprüfen wir das im nächsten Versuch. Wir vertauschen die Anschlüsse an der Lampe (vgl. Bild 9.2c), und tatsächlich bewegt sich der Zeiger unseres Meßgerätes nicht. Es fließt kein Strom.

Die Elektronenröhre besteht im einfachsten Fall aus einem luftleer

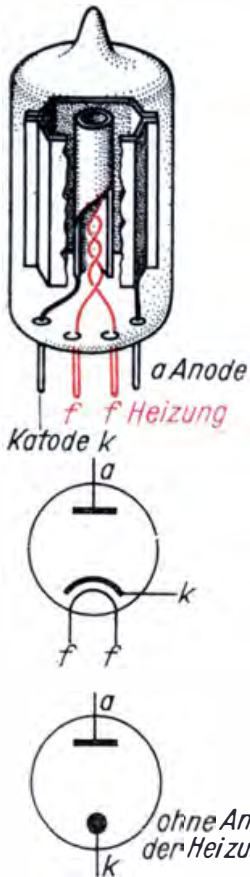


Bild 9.3
Aufbau und Schaltzeichen der Diode

gepumpten Glas- oder Metallkolben, in dem ein Heizfaden ff und eine metallische Elektrode als *Anode* a eingeschmolzen sind. Der Heizfaden dient gleichzeitig als *Katode* k. Um eine Trennung des Heizkreises vom Anodenkreis herbeizuführen, werden indirekt geheizte Röhren gebaut. Hier wird der Minuspol an ein den Heizfaden umgebendes Röhrrchen gelegt. Im Bild 9.3 sind der prinzipielle Aufbau und das entsprechende Schaltzeichen dargestellt. Oft interessiert in Schaltbildern die Heizung nicht, dann verwenden wir das einfache Symbol, bei dem der Heizfaden weggelassen wird. Da die einfachste Elektronenröhre zwei Elektroden hat, heißt sie auch *Diode* (griech. di . . . = zwei . . .). Wozu wir sie verwenden können, ist uns inzwischen klar geworden. Liegt an der Katode eine negative Spannung gegenüber der Anode, läßt sie einen Strom hindurch, bei einer positiven Spannung an der Katode wird der Stromfluß gesperrt. Das ist die kennzeichnende Eigenschaft eines Gleichrichters. Nun wird uns auch verständlich, weshalb die Halbleitergleichrichter ebenfalls Dioden genannt werden. Den durch die Röhre fließenden Strom bezeichnen wir als *Anodenstrom* I_a , die zwischen Anode und Katode liegende Spannung als *Anodenspannung* U_a .

Mit einer Triode kann der Strom gesteuert werden

Elektronenröhren können nicht nur zum Gleichrichten, sondern auch zum Erzeugen und Verstärken von Wechselspannungen unterschiedlichster Frequenzen verwendet werden. Sie müssen aber zu diesen Zwecken noch eine dritte Elektrode haben und heißen dann *Trioden* (griech. tri . . . = drei . . .). Die dritte Elektrode ist ein in dem freien Raum zwischen Anode und Katode angebrachter wendelförmiger Draht. Sie heißt *Steuergitter* (vgl. Bild 9.4). Den nächsten Versuch bauen wir nach Bild 9.5a auf. Als Triode verwenden wir eine EC 92. Teilbild b gibt an, wo wir an der Röhrenfassung fünf kurze Anschlußdrähte für die Röhrenelektroden anlöten müssen. Der Heizungsanschluß ist im Teilbild a nicht mit eingezeichnet; in der Schaltung dürfen wir diese beiden Leitungen, an die wir unsere Wechselspannung von 6,3 V legen, nicht vergessen. Als Anodenspannungsquelle verwenden wir den Mittelspannungsausgang unseres Stromversorgungsgerätes, Stufe 2, also etwa 200 V. Die mit negativer Polarität gegenüber der Katode am Gitter liegende Spannung stellen wir zunächst mit dem Potentiometer auf 7 V ein und messen den Anodenstrom. Er beträgt 0,1 mA. Dann verringern wir die Gitterspannung in Stufen von 1 V bis zum Wert 3 V, nehmen anschließend die Gitterspannung weg und verbinden das Gitter direkt mit der Katode. Jetzt beträgt die Gitterspannung 0 V. Für alle Spannungen lesen wir die jeweils angezeigten Stromwerte ab. Die so gewonnenen Zahlenpaare werden nach Bild 9.5c in das Diagramm eingetragen. Wir erhalten die *Anodenstrom-Gitterspannungs-Kennlinie* für eine Anodenspannung von 200 V.

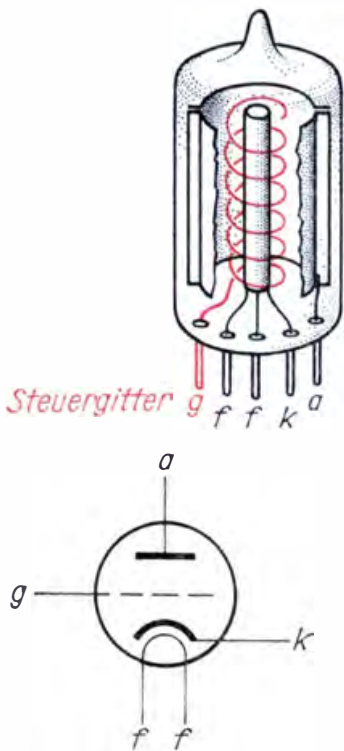


Bild 9.4
Aufbau und Schaltzeichen der Triode

Aus dem Kennlinienverlauf lesen wir ab, daß der Anodenstrom mit der Gitterspannung gesteuert werden kann und daß sich deshalb die Elektronenröhre wie der Transistor als Verstärker eignet. Diese Anwendungsmöglichkeit wollen wir jedoch nicht weiter untersuchen, sondern uns dem wichtigsten Bauelement des Oszillografen zuwenden, einer besonderen Elektronenröhre, die entweder nach ihrem Erfinder *Braunsche Röhre* oder nach ihrem Verwendungszweck *Oszillografenröhre*

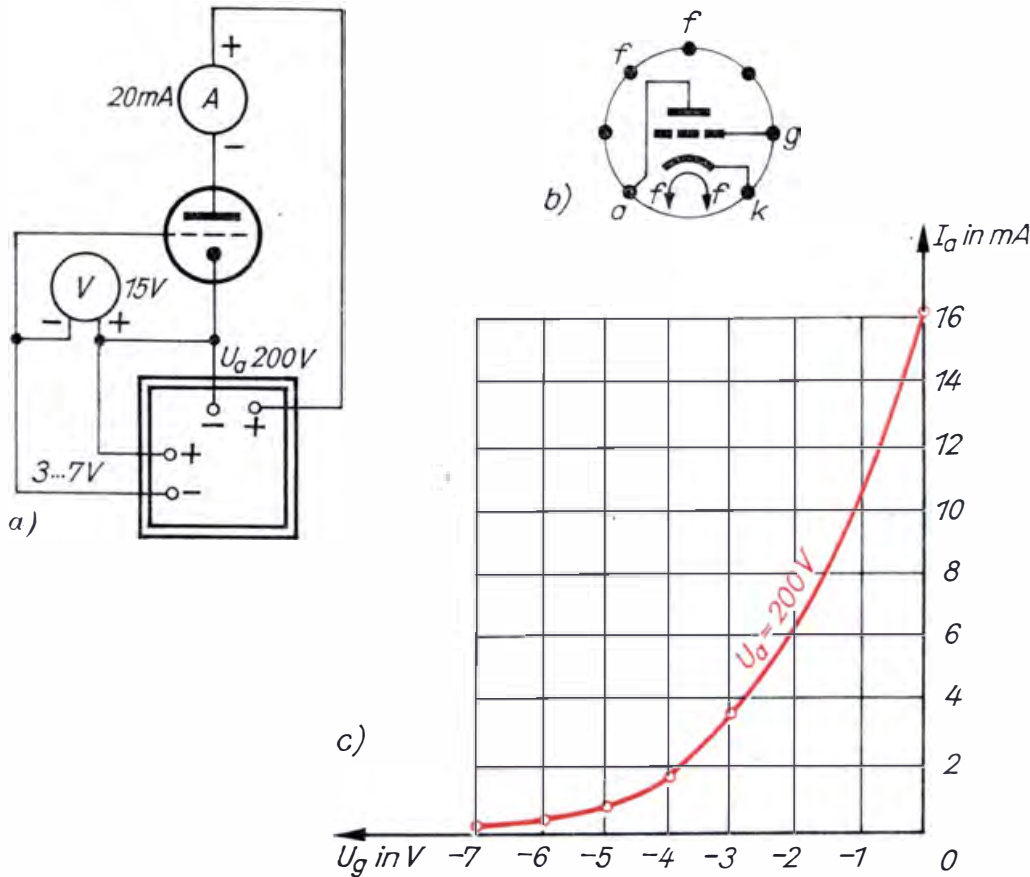


Bild 9.5
 Kennlinie einer
 Triode:
 a) Schaltung zur Aufnahme der Anodenstrom-Gitterspannungs-Kennlinie
 b) Sockelschaltung der EC 92
 c) I_a - U_g -Kennlinie der Triode EC 92

genannt wird. Eine ihrer Verwandten ist uns allen sicherlich bekannt: die Bildröhre im Fernsehempfänger. Sie hat eine besonders große Schirmfläche. Bild 9.6 zeigt uns, wie eine Oszillografenröhre im Prinzip aufgebaut ist. Im Hals des luftleeren Glaskolbens befinden sich unter anderem ein Heizfaden, ein Katodenröhrchen und ein mittig durchbohrtes Anodenblech. Die übrigen Elektroden sollen uns zunächst nicht interessieren.

Versuche mit der Braunschen Röhre

Wir wollen nun wieder selbst erleben, was geschieht, wenn wir an den Heizfaden sowie zwischen Anode und Katode in Analogie zur Diode die Betriebsspannungen anlegen. Am besten besorgen wir uns gleich die Röhre, mit der wir auch unseren Oszillografen aufbauen: die B7 S2 mit 75 mm Schirmdurchmesser. Sie ist nicht ganz billig, hat aber einige wesentliche Vorteile. Mit dieser Röhre wollen wir später auch Fernsehbilder aufzeichnen. Für diesen Zweck wäre ein Schirmdurchmesser von 60 mm oder gar 40 mm zu klein.

Das Sockelschaltbild unserer B7 S2 zeigt Bild 9.7. Zum Anschluß der Röhre brauchen wir eine passende vierzehnpolige Fassung und einen Steckkontakt. Damit die wertvolle Oszillografenröhre nicht beschädigt werden kann, lassen wir sie am besten so lange in ihrer sicheren Lieferverpackung stecken, bis ein provisorischer *Experimentierständer* fertig ist. uAs 8 mm dickem Holz sägen wir nach Bild 9.8a zwei Lagerblöcke, von denen einer eine halbkreisförmige Aussparung mit dem Radius

Bild 9.6
Aufbau einer Oszillografenröhre

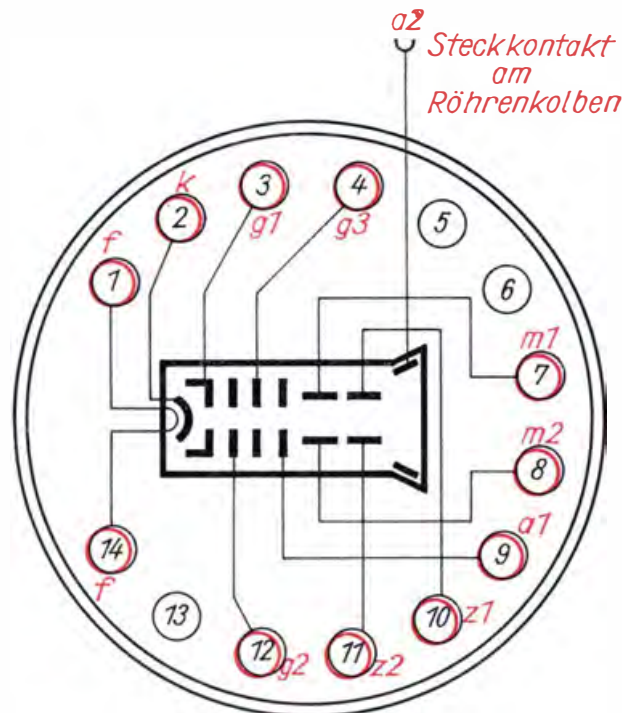
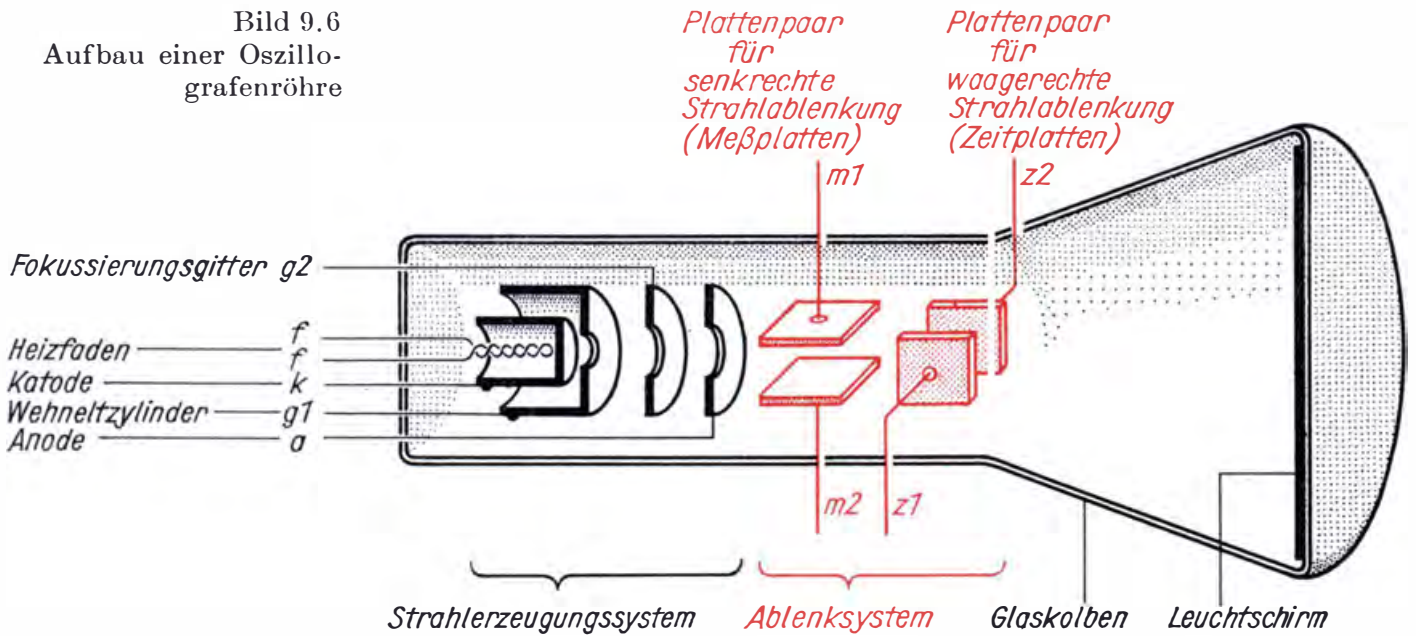


Bild 9.7
Sockelschaltbild der
Oszillografenröhre
B7 S2

25 mm, der andere eine mit 38 mm erhält. An den Stellen A bzw. B setzen wir Holz- oder Metallschrauben ein, deren Köpfe etwa 5 mm vom Holz abstehen sollen. Die Anschlußplatte (vgl. Bild 9.8b) fertigen wir aus 3 mm dickem Pertinax und schrauben sie bei E1 an den Lagerblock mit der großen Aussparung, bei E2 an den mit der kleinen. Bild 9.9 zeigt den fertigen Experimentierständer. Zwei Gummiringe halten die Röhre fest. In den 6-mm-Bohrungen der Anschlußplatte sitzen Telefonbuchsen, in Bohrung C ein Potentiometer von 250 kΩ, in D eines von 1 MΩ. Nach Bild 9.10 verbinden wir die Röhrenfassung mit den Telefonbuchsen mittels isolierter Litze, die beiden Potentiometer schließen wir zunächst noch nicht an.

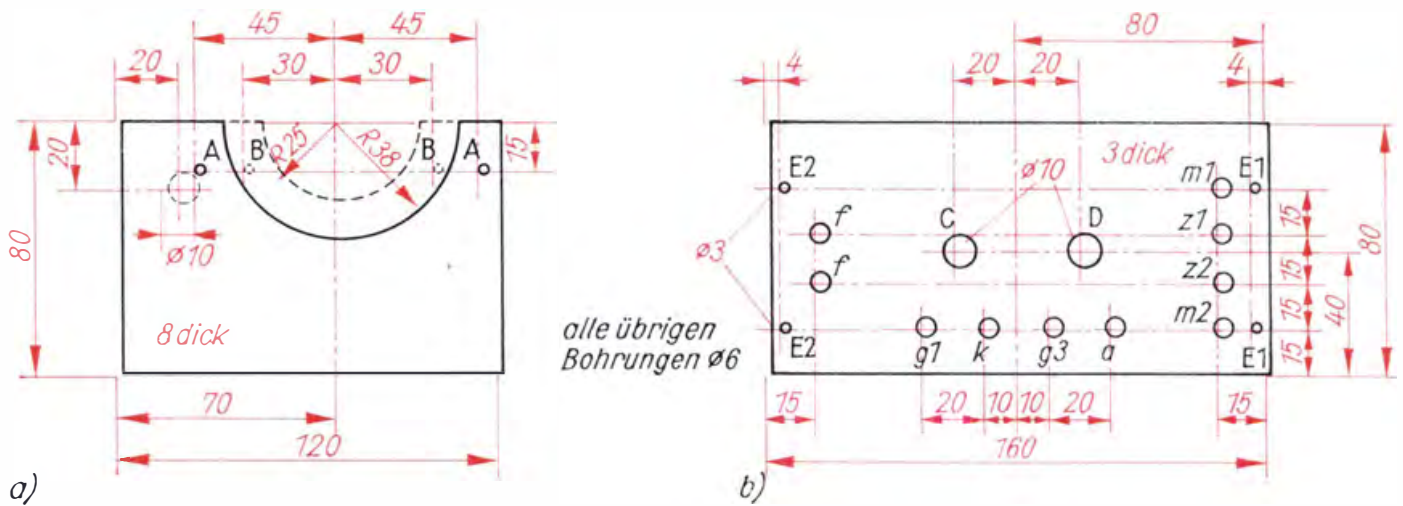


Bild 9.8
Der Experimentier-
ständer für die
Oszillografenröhre:
a) Lagerböcke
b) Anschlußplatte

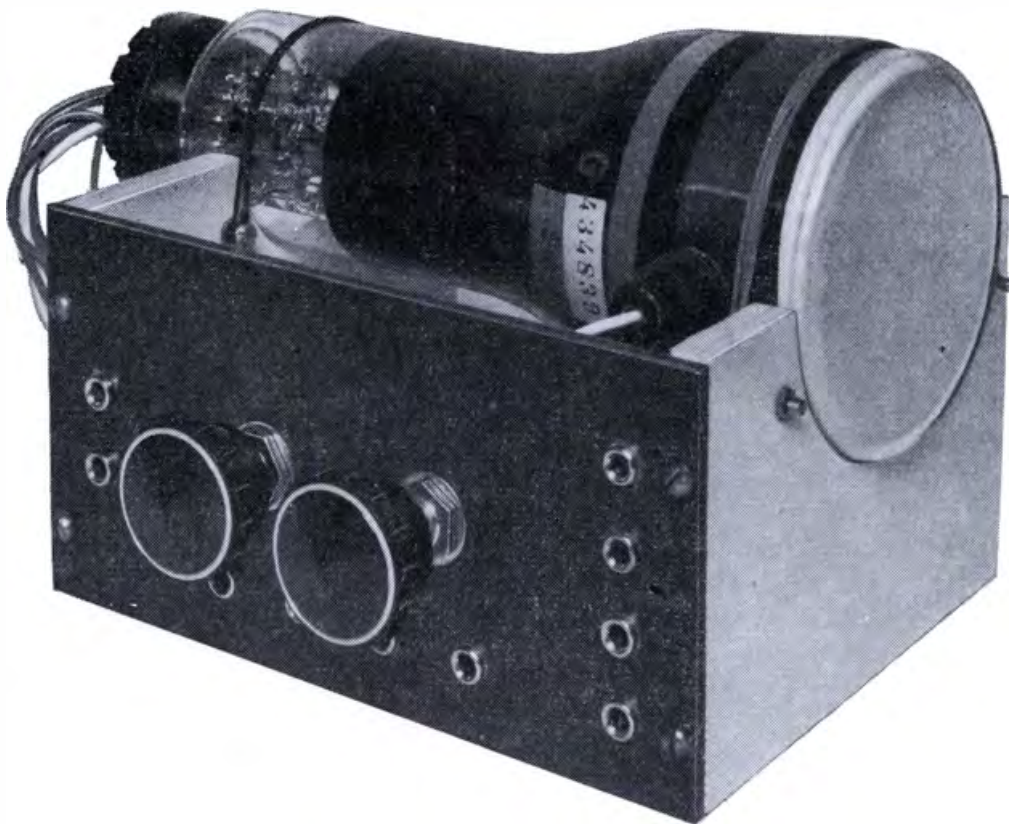


Bild 9.9
Unser Experimentier-
ständer

Nun legen wir an das mit f bezeichnete Buchsenpaar die Heizspannung von 6,3 V, an die Buchsen g1 und k den negativen, an g3 und a den positiven Pol unserer Mittelspannung von 400 V. Bild 9.11a zeigt die Schaltung des Versuchs, Bild 9.11b gibt das Schirmbild wieder. Wir erkennen einen am Rand ausgefransten Leuchtfleck von etwa 10 mm Durchmesser, der links oder rechts (oder auch beiderseitig) geradlinig abgeschnitten erscheint. Das rührt daher, daß der noch nicht gebündelte Elektronenstrahl das senkrecht stehende Plattenpaar streift. Die aus der Katode austretenden Elektronen werden von den Gittern g2 und g3, von der Anode a1 und von der Nachbeschleunigungsanode a2 in Richtung Schirm beschleunigt. Wir haben unsere Röhre als Diode geschaltet (vgl. Bild 9.11c).

Bild 9.10
Schaltbild des
Experimentierstän-
ders

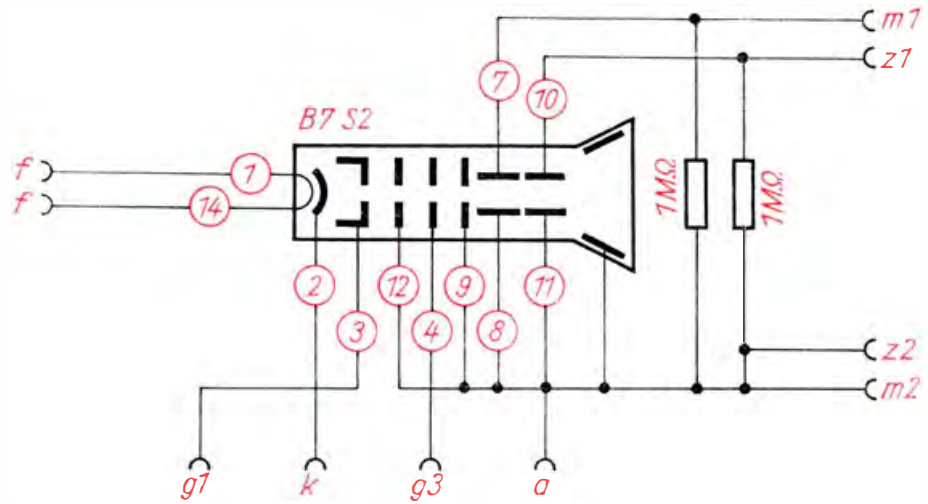


Bild 9.11
Erzeugung eines
Elektronenstrahls:
a) Schaltung (statt
270 V lies 400 V)
b) Schirmbild
c) Oszillografenröhre
als Diode geschaltet

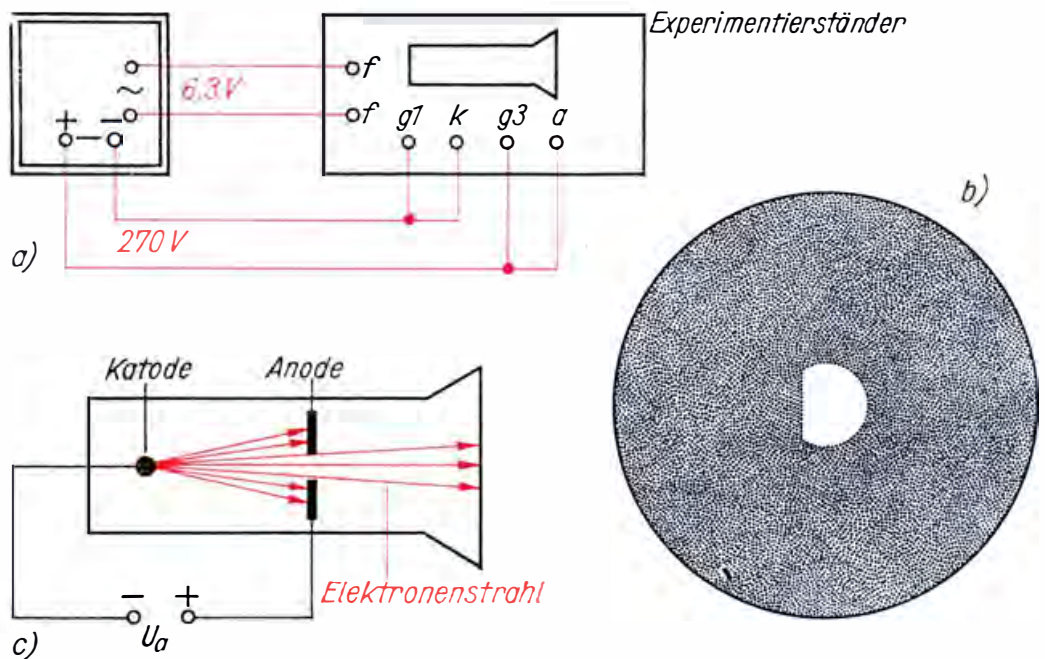
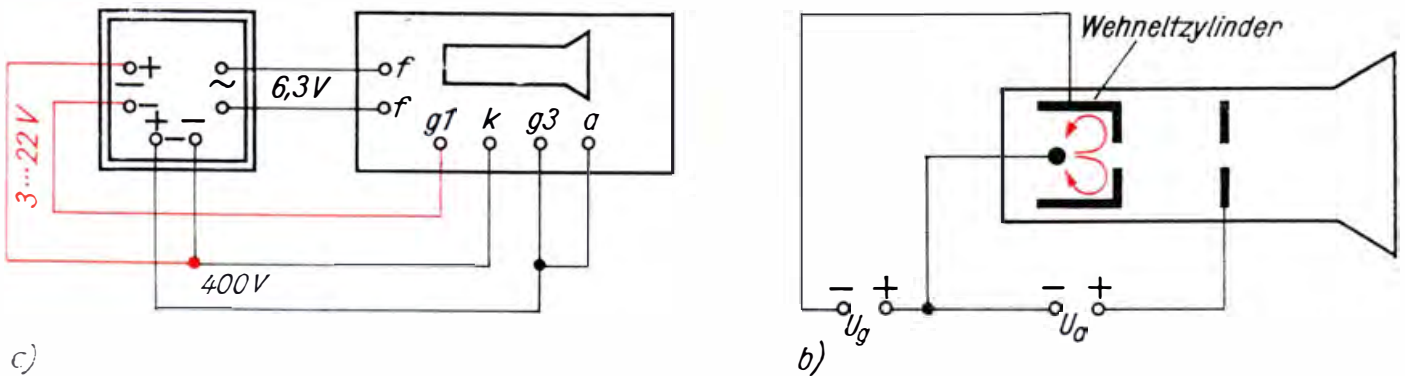


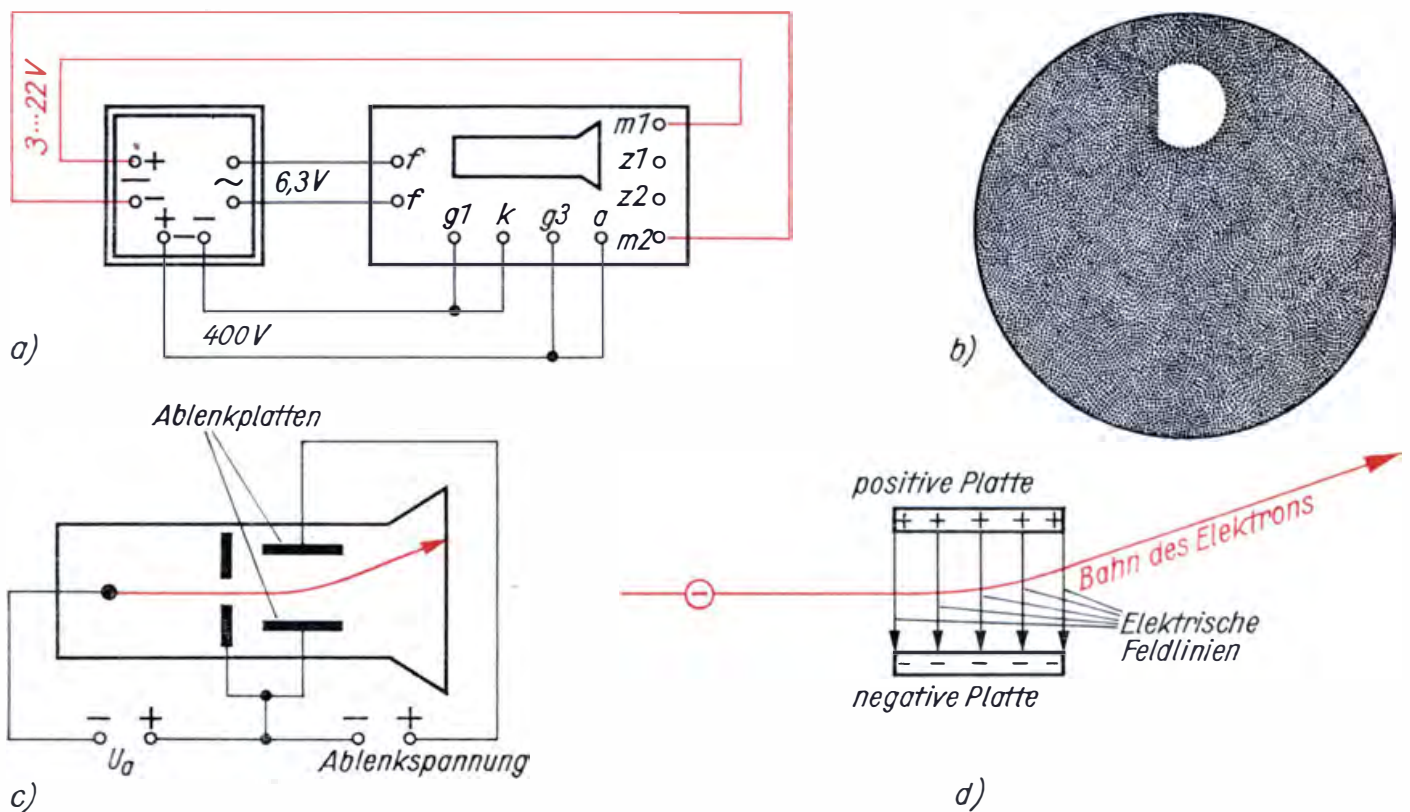
Bild 9.12
Hellsteuerung des
Elektronenstrahls:
a) Schaltung
b) Der Wehnelt-
zylinder wirkt wie
ein Steuergitter



Im nächsten Experiment untersuchen wir den Einfluß des *Wehneltzylinders*. Nachdem wir die Kurzschlußverbindung zwischen $g1$ und k entfernt haben, legen wir den Minuspol der Niederspannung an den Wehneltzylinder $g1$, den Pluspol an die Katode k . Bild 9.12a gibt die Schaltung wieder. Sobald wir die negative Vorspannung an $g1$ erhöhen, wird die Helligkeit der Leuchtfläche geringer. Bei einer Spannung von maximal 22 V ist der Röhrenschirm nahezu dunkel. Erinnern wir uns an die Steuerwirkung des Triodengitters! Je negativer die Spannung am Gitter im Vergleich zur Katode wurde, um so kleiner wurde der Anodenstrom. Der Wehneltzylinder übt die gleiche Funktion wie das Steuergitter einer üblichen Elektronenröhre aus. Mit einer entsprechend hohen negativen Spannung können wir den Elektronenstrahl vollständig sperren (vgl. Bild 9.12b). Geringere Spannungen dunkeln das Schirmbild lediglich ab. Wir wollen uns hier gleich einprägen, daß die Leuchtschicht schnell zerstört werden kann, wenn der Elektronenstrahl ständig in voller Stärke bzw. Helligkeit auf die gleiche Stelle trifft. Deshalb stellen wir ihn möglichst dunkel ein.

Den dritten Versuch dieser Serie bauen wir nach Bild 9.13a auf. Die stetig veränderliche Gleichspannung liegt jetzt am hinteren Plattenpaar (s. dazu auch Bild 9.6). Sobald wir die Spannung erhöhen, wandert der Leuchtfleck nach oben (vgl. Bild 9.13b), weil die obere Platte jetzt positiver geladen wird und die Strahlelektronen stärker anzieht. Vertauschen wir die Anschlüsse $m1$ und $m2$, so wandert der Strahl nach unten. Eine waagerechte Ablenkung kommt zustande, wenn wir das in Schirmnähe liegende Plattenpaar anschließen. Bild 9.13c zeigt das Prinzip der Ablenkung eines Elektronenstrahls.

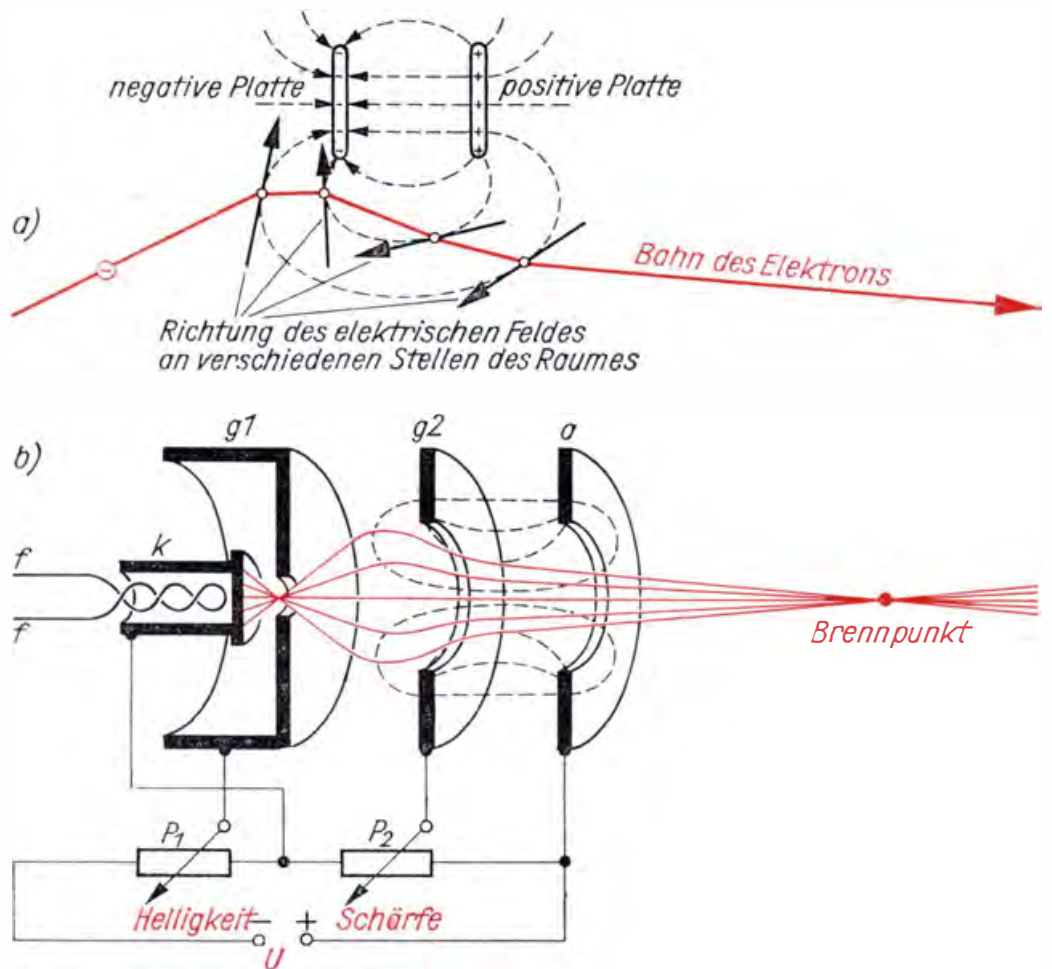
Bild 9.13
Ablenkung eines Elektronenstrahls:
a) Schaltung
b) Schirmbild
c) Prinzip der Ablenkung
d) Zusammenhang zwischen elektrischem Feld und Ablenkrichtung



Einen besonders guten Strahl erzeugt unsere Röhre aber noch nicht; dem Schirmbild nach müssen wir eher auf ein Strahlenbündel schließen. Um die von einer Glühlampe ausgehenden Lichtstrahlen in einem Punkt zu vereinigen, brauchen wir eine Sammellinse. Gelingt uns das auch mit Elektronenstrahlen? Ja. Die „Sammellinse“ dazu hat der Hersteller in die Röhre wohlweislich schon eingebaut. Bild 9.13d zeigt noch einmal die Ablenkung eines Elektrons beim Durchfliegen eines geladenen Plattenpaares. Mit den Pfeilen, die von der positiven zur negativen Platte gehen, wollen wir den mit unseren Sinnen nicht wahrnehmbaren besonderen Zustand im Raum zwischen den Platten darstellen: das *elektrische Feld*. Die Linien bezeichnen wir als *Feldlinien*. Sie beginnen stets dort, wo positive Ladungen vorhanden sind, und enden in negativen Ladungen. Ein in dieses Feld gebrachtes Elektron würde sich unverzüglich auf einer Feldlinie zur positiven Platte bewegen. Da aber in unserem Fall die Elektronen mit einer sehr hohen Geschwindigkeit in das Ablenkkfeld eintreten, werden sie nur aus ihrer ursprünglichen Bahn abgelenkt, und zwar von der Pfeilspitze der Feldlinien weg.

Ein elektrisches Feld ist nun nicht nur innerhalb zweier sich gegenüberstehender Platten vorhanden, sondern auch außerhalb. Wie Bild 9.14a zeigt, verlaufen hier die Feldlinien nicht mehr geradlinig; an jeder Stelle hat das elektrische Feld eine andere Richtung. Ein in dieses Feld fliegendes Elektron wird ebenfalls so in seiner Bahn beeinflusst, daß es stets von der Pfeilspitze weggelenkt wird. Aus Bild 9.14b geht hervor,

Bild 9.14
Fokussierung des
Elektronenstrahls:
a) Elektron im
Randfeld eines ge-
ladenen Platten-
paars
b) Elektronenopti-
sche Linse in
Scheibenanord-
nung



daß zwischen zwei durchbohrten Platten ein ähnliches Feld vorhanden ist, mit dessen Hilfe wir ein von einem Punkt ausgehendes Elektronenbündel sammeln können. Die Lage des Brennpunktes ist von der Spannungsdifferenz zwischen Anode a und *Fokussierungsgitter* g_2 abhängig. Wir müssen die Spannung so einstellen, daß der Brennpunkt genau in der Schirmfläche liegt. Dazu dient das Potentiometer P_2 .

Mit Hilfe des Potentiometers P_1 können wir dem Wehneltzylinder eine negative Vorspannung gegenüber der Katode erteilen und damit die Helligkeit verändern. Wir wollen unsere Überlegungen an einem weiteren Versuch bestätigen. Zu diesem Zweck lösen wir die Zuleitungsdrähte an den Telefonbuchsen g_1 , k und g_3 . Den ursprünglich zu der Buchse g_1 führenden Draht löten wir an den Abgriff des Potentiometers von $250\text{ k}\Omega$, den zu g_3 führenden an den von $1\text{ M}\Omega$. Bild 9.15 zeigt, wie wir den Spannungsteiler verdrahten. Das Potentiometer zur Helligkeitseinstellung drehen wir ganz nach rechts, das zur Scharfeinstellung nach links. Dann legen wir wieder eine Heizspannung von $6,3\text{ V}$ und eine Betriebsspannung von 400 V an. Der Minuspol kommt in die Buchse, an der vorher g_1 angeschlossen war. Nach etwa einer halben Minute erscheint auf dem Bildschirm der bekannte Leuchtfleck. Mit P_2 können wir den Elektronenstrahl scharf stellen, mit P_1 die Helligkeit vermindern. Nun geben wir an die Meßplatten m_1 und m_2 eine Wechselfspannung von 6 V . Auf dem Schirm entsteht ein senkrechter Strich von etwa 25 mm Länge. Die „Kurve“ stimmt nicht mit der uns aus Bild 3.5a bekannten überein. In diesem Diagramm haben wir uns allerdings in der Zeit t auch nach rechts bewegt.

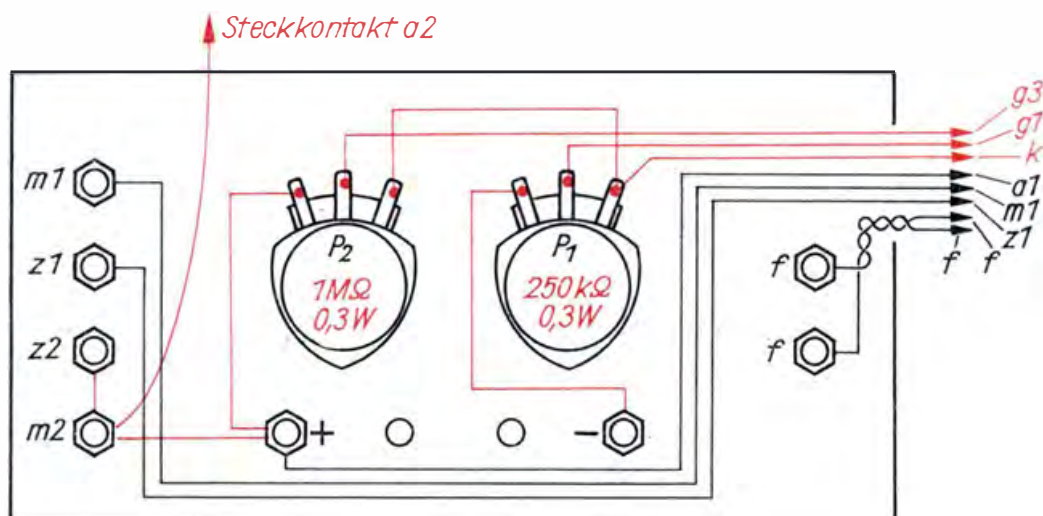


Bild 9.15
So verdrahten wir den Spannungsteiler des Experimentierständers

Führen wir eine gleiche Bewegung vor dem Bildschirm durch! Wir nähern uns mit den Augen dem Schirm auf etwa 20 cm und bewegen den Kopf ruckartig nach links. Während der Bewegung erkennen wir die bekannte Sinuskurve. Es wäre allerdings mühselig, bei der Beobachtung von Schwingungsvorgängen immer den Kopf bewegen zu müssen. Besser ist es, den Elektronenstrahl waagrecht abzulenken. Dazu führen wir einen Versuch nach Bild 9.16 durch. Über einen Widerstand von $200\text{ k}\Omega$ laden wir einen Kondensator von $2\text{ }\mu\text{F}$ auf. Die Kondensatorspannung geben wir an die Zeitplatten z_1 und z_2 . Der Elektronenstrahl bewegt sich in zwei Sekunden um etwa 25 mm nach rechts. Sobald wir den Kondensator mittels Kabel kurzschließen, springt der Leuchtpunkt in die Ausgangslage zurück. Haben wir den

Bild 9.16
Die Ladespannung
eines Kondensators
lenkt den Elektro-
nenstrahl zeitabhän-
gig ab

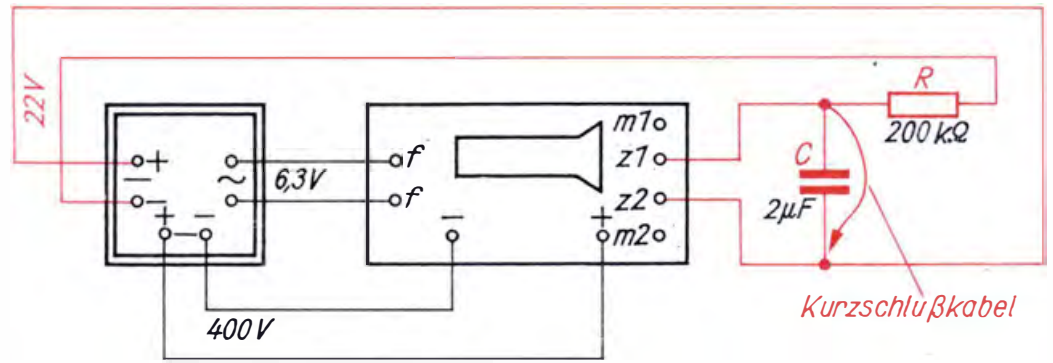


Bild 9.17
So sieht der Span-
nungsverlauf unserer
Zeitablenkschaltung
ungefähr aus

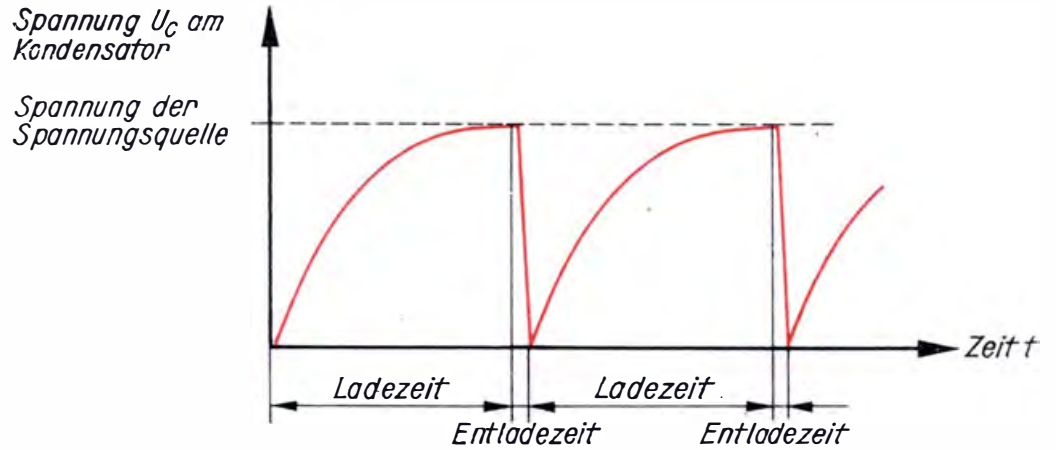


Bild 9.18
Ein Glimmlampen-
kippergerät als Zeit-
ablenkschaltung

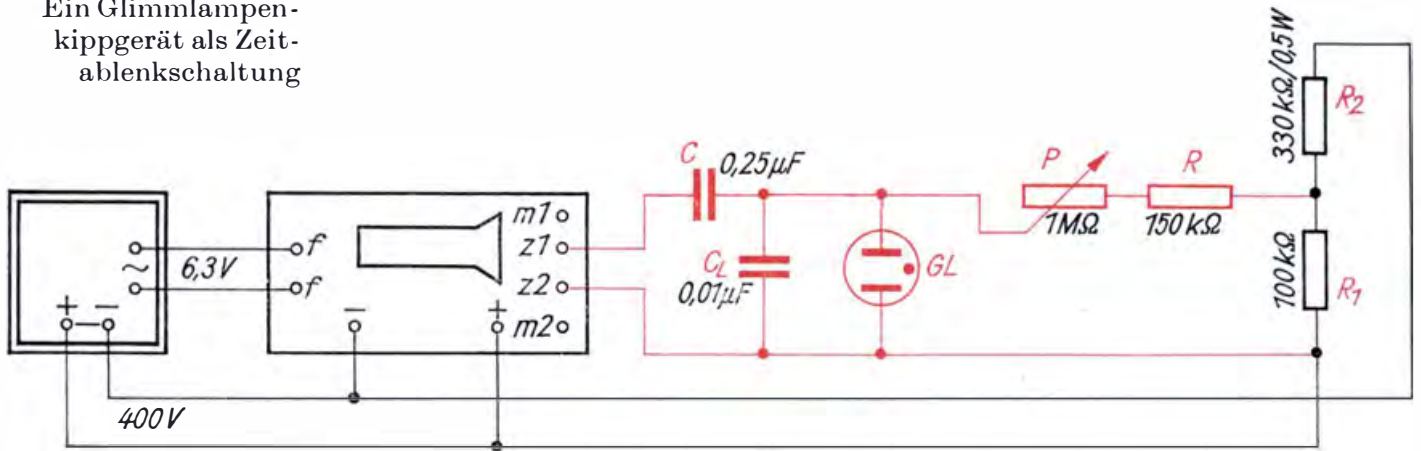


Bild 9.19
Spannungsverlauf am
Ladekondensator C_L

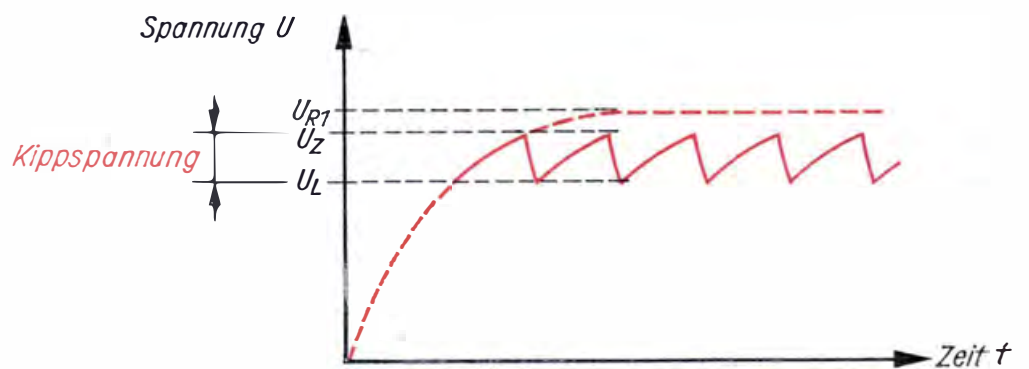
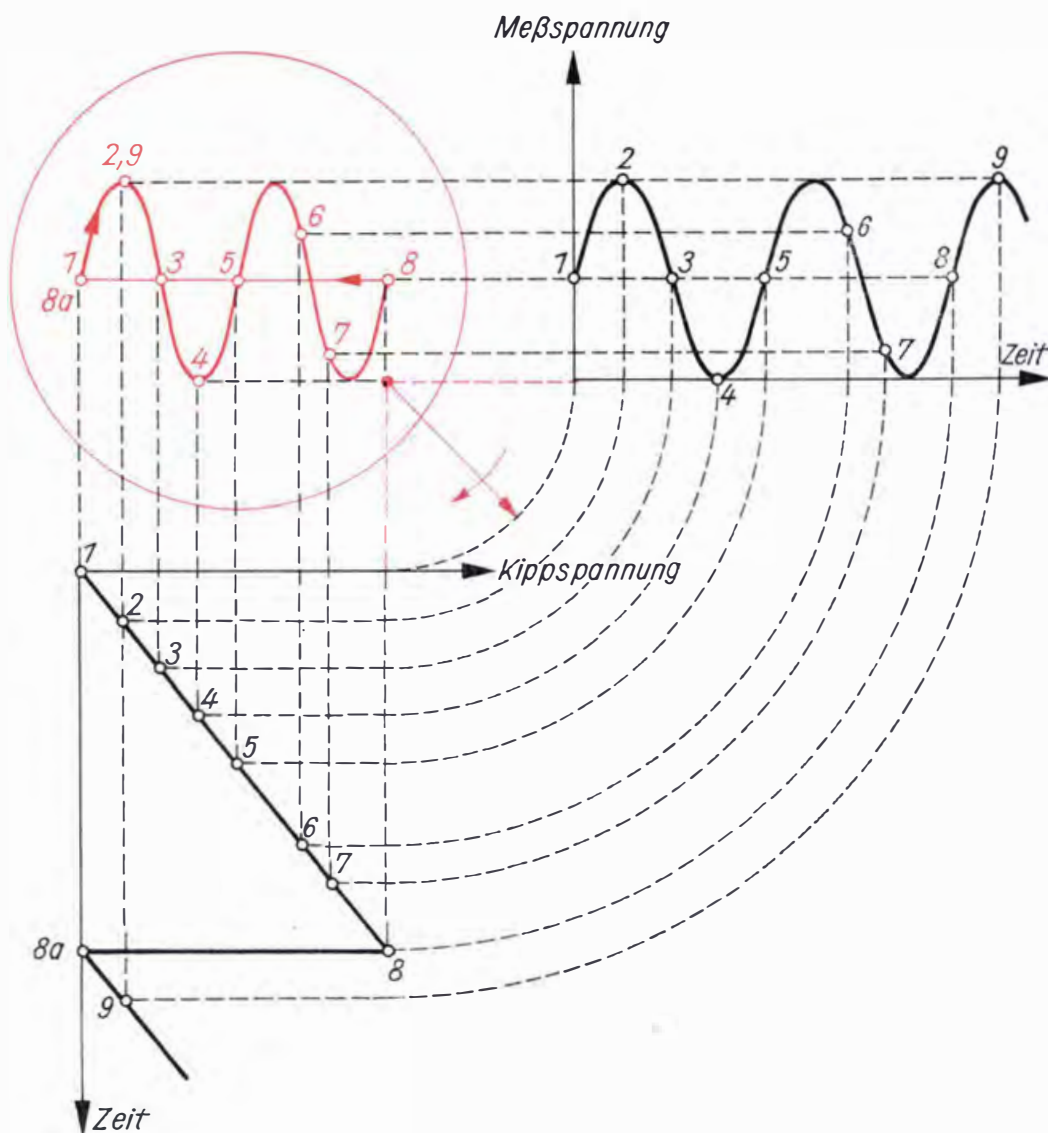


Bild 9.20
Oszillogramm einer
Wechselspannung



Bild 9.21
So überlagern sich
Meßspannung und
Kippspannung zur
Schirmbildkurve



Kurzschluß wieder gelöst, bewegt sich der Strahl erneut langsam nach rechts. Wir erkennen, daß die Ablenkgeschwindigkeit des Elektronenstrahls am Ende kleiner als am Anfang wird. Bild 9.17 zeigt uns den Spannungsverlauf der einfachsten *Zeitablenkschaltung*.

Im folgenden Versuch wollen wir den Rücklauf des Elektronenstrahls automatisieren; wir bauen an Stelle des Kurzschlußkabels eine Glimmlampe ein. Unter anderem eignet sich ein Typ ähnlich der S51/10S, die Zündspannung liegt bei $U_Z \approx 90 \text{ V}$, die Löschspannung bei $U_L \approx 80 \text{ V}$. Den Versuch bauen wir nach Bild 9.18 auf. Über dem Spannungsteilerwiderstand R_1 fallen etwa 100 V ab. Diese laden über den Vorwiderstand R und das Potentiometer P den Kondensator C_L auf. Da die Spannung relativ groß ist, würde der Elektronenstrahl weit über den Schirm hinaus abgelenkt werden. Deshalb setzen wir einen Kondensator C vor die Zeitplatte $z1$. Er hält die Gleichspannung vom Ablenkensystem fern. Sobald die Spannung am Kondensator C_L den Wert der Zündspannung erreicht, zündet die Glimmlampe und entlädt ihn sehr rasch; bei Erreichen der Löschspannung verlöscht die Lampe, der Ladevorgang wiederholt sich. Die Spannung am Ladekondensator schwankt etwa zwischen 80 und 90 V , also um rund 10 V . Auf dem Bildschirm entsteht ein 25 mm langer waagerechter Strich. Die für die Länge des Striches – wir bezeichnen ihn künftig als *Zeitachse* – verantwortliche Spannungsdifferenz nennt der Techniker *Zeitspannung* oder *Kippspannung*. Im Bild 9.19 ist der Spannungsverlauf am Lade- oder Kippkondensator dargestellt.

Nun legen wir an die noch freien Meßplattenanschlüsse $m1$ und $m2$ eine Wechselspannung von 6 V . Auf dem Bildschirm erscheint – allerdings etwas verzerrt – die bekannte Kurve einer Wechselspannung (vgl. Bild 9.20). Die Verzerrung rührt vom nichtlinearen Kippspannungsanstieg her. Mit Hilfe des Potentiometers P können wir die Ablenkgeschwindigkeit des Elektronenstrahls vergrößern oder verkleinern und damit weniger oder mehr Schwingungen der Wechselspannung abbilden. Im dargestellten *Oszillogramm* erkennen wir drei volle Perioden der Spannung von 50 Hz . Die *Kippfrequenz* muß demnach ein Drittel der Frequenz der Meßspannung betragen, also $16\frac{2}{3} \text{ Hz}$. Bild 9.21 veranschaulicht, wie sich eine ideale Kipperschwingung und eine sinusförmige Wechselspannung zum Schirmbild überlagern.

10. Wir bauen einen Elektronenstrahloszillografen

Sehr oft sind die Meßspannungen so klein, daß sie den Elektronenstrahl nicht auslenken. Sie müssen vorher in einem *Meßverstärker* auf eine höhere Spannung gebracht werden. Ein Oszillograf besteht demnach aus vier Baugruppen: einem Netzgerät, dem Sichtteil mit der Bildröhre, einem Kippgerät und einem Meßverstärker. Bild 10.1 zeigt das Blockschaltbild eines Oszillografen, wie wir ihn nun als Gerät aufbauen wollen.

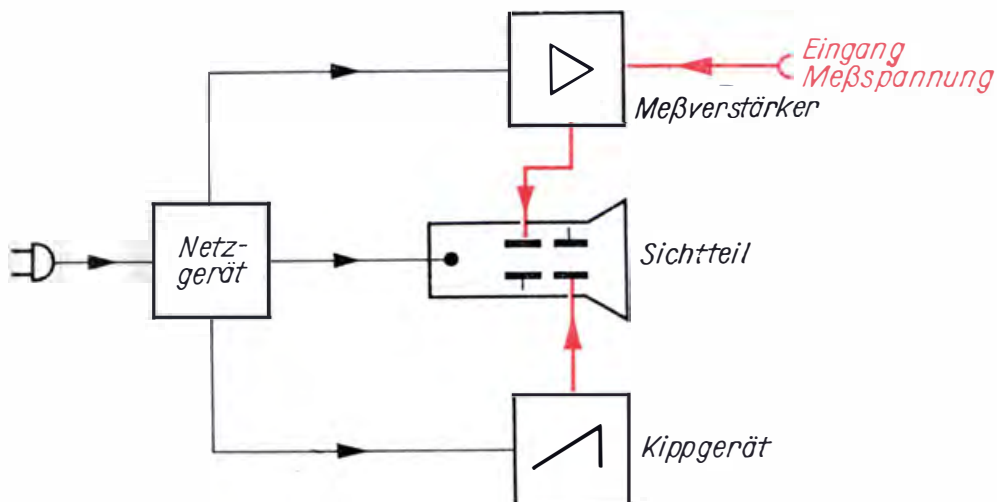


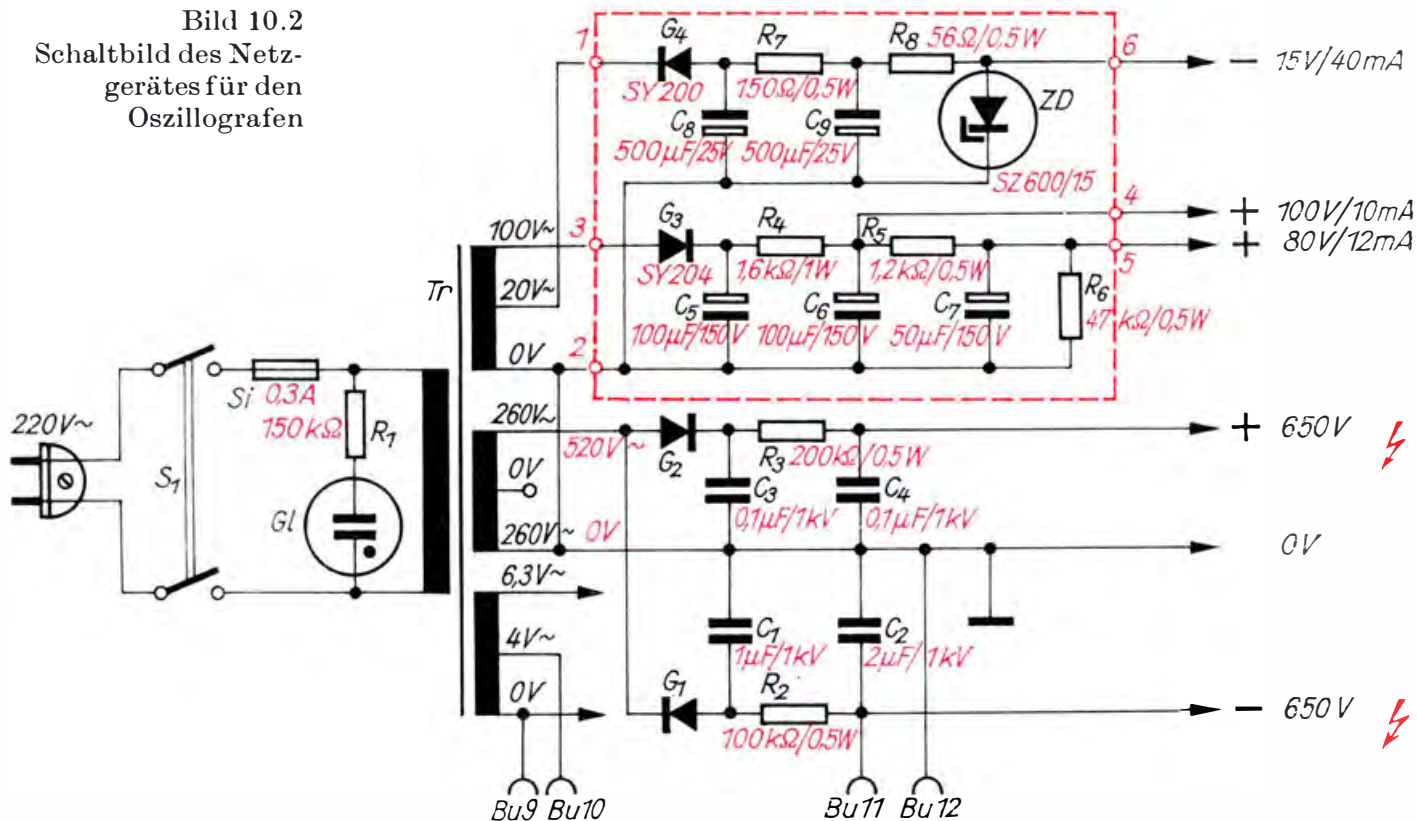
Bild 10.1
Blockschaltbild eines
Oszillografen

Mit dem Netzteil fangen wir an

Das Schaltbild des Netzgerätes für unseren Oszillografen entnehmen wir Bild 10.2. Das Netzgerät besteht aus drei Teilschaltungen: dem Hochspannungsteil zum Betrieb der Bildröhre (+650 V und -650 V), dem Mittelspannungsteil für die Endstufen des Meßverstärkers (+80 V) und des Kippgerätes (+100 V) sowie einem Niederspannungsteil für die Vorstufen dieser beiden Baugruppen (-15 V).

Als Transformator verwenden wir entweder den Typ M85 des VEB Elektro-Feinmechanik Mittweida (Primärspannung: 127/220 V, Sekundärspannungen: zweimal 260 V/50 mA; 6,3 V/2,5 A und 4/6,3 V/1,1 A), oder wir berechnen und bauen selbst einen passenden. Aber auch den handelsüblichen müssen wir noch etwas verändern, denn er hat keine Wicklungen für die Mittelspannung und die Niederspannung. Wir löten die Drahtanschlüsse ab, nehmen den Kern auseinander, entfernen die Spulenisolation und zählen die Windungen der äußeren 6,3-V-Wicklung. Wir brauchen diese nicht und wickeln sie deshalb ab. Damit

Bild 10.2
Schaltbild des Netz-
gerätes für den
Oszillografen



schaffen wir gleichzeitig Wickelraum für die benötigte 100-V-Wicklung. Wenn für 6,3 V z. B. 27 Windungen vorhanden waren, muß unsere neue 100-V-Wicklung $N = \frac{27 \cdot 100 \text{ V}}{6,3 \text{ V}} = 430$ Windungen erhalten.

Als Wickeldraht verwenden wir CuL 0,2. Bei der 86. Windung zapfen wir die Wicklung an, um hier die Wechselspannung von 20 V für die Niederspannung abzugreifen. Nach dem Wickeln wird die Spule gut abgedeckt und der Transformator wieder zusammgebaut.

An den beiden hintereinandergeschalteten 260-V-Ausgängen des Trafos liegt der Einweggleichrichter G_1 mit Ladekondensator C_1 und Siebglied R_2C_2 , der die Betriebsspannung der Oszillografenröhre liefert; der Pluspol dieser Spannung von über 650 V liegt auf Masse.

Um ein möglichst helles Schirmbild zu erhalten, geben wir an die Nachbeschleunigungsanode der Bildröhre eine zusätzliche Spannung, die wir aus der schon benutzten 520-V-Wicklung gewinnen. Der Einweggleichrichter G_1 verwertet nur eine Hälfte der Wechselspannung, die andere Hälfte läßt der gegenpolig geschaltete Gleichrichter G_2 durch. G_1 und G_2 arbeiten sozusagen im „Gegentakt“. Über der Reihenschaltung der beiden Siebkondensatoren C_2 und C_4 steht die doppelte Spannung im Vergleich zu der Spannung über einem Siebkondensator zur Verfügung. Die Kondensatoren C_1 bis C_4 müssen unbedingt hochspannungsfest sein; für G_1 und G_2 verwenden wir jeweils zwei in Reihe geschaltete Selengleichrichter für 220 V und 30 mA.

Damit wir später mit diesem Hochspannungsnetzgerät auch eine zweite Oszillografenröhre betreiben können, führen wir die erforderliche Heizspannung von 4 V und die Betriebsspannung von -650 V an leicht zugängliche abgedeckte Telefonbuchsen Bu 9 bis Bu 12.

Die Einweg-Gleichrichterschaltung mit G_3 für die Mittelspannung weist

keine Besonderheiten auf. Am Siebkondensator C_6 greifen wir die Spannung für die Endstufe des Kippgerätes und an C_7 die für die Endstufe des Meßverstärkers ab. Die Widerstände R_4 und R_5 sind so bemessen, daß sich im Belastungsfall die angegebenen Spannungen einstellen. Im Leerlauf betragen diese 140 V bzw. 135 V. Der zu C_7 parallelgeschaltete Widerstand R_6 verhindert, daß sich C_7 im Leerlauf unnötig hoch auflädt.

Die Niederspannung stabilisieren wir mit einer Z-Diode

An der 20-V-Anzapfung liegt die Teilschaltung für die Niederspannung. Auch hier erkennen wir zunächst den Einweggleichrichter G_4 mit der Glättungseinrichtung C_8 R_7 C_9 , aber daran schließt sich noch eine Reihenschaltung aus R_8 und einer sogenannten *Z-Diode* ZD an, die dem *Stabilisieren*, d. h. dem Konstanthalten, der Ausgangsspannung dient. Um uns eine Vorstellung von der Wirkungsweise dieses neuen Bauelementes zu verschaffen, nehmen wir zunächst seine Kennlinie nach der im Bild 10.3a angegebenen Schaltung auf. Für die Durchlaßkennlinie

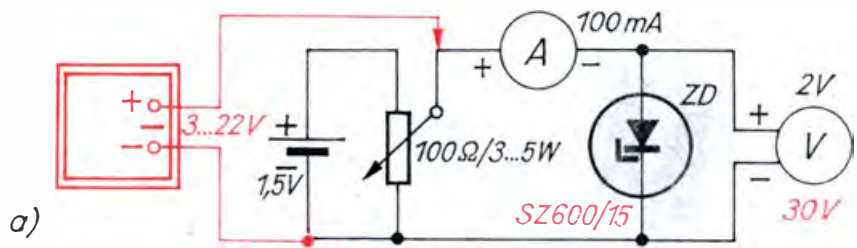
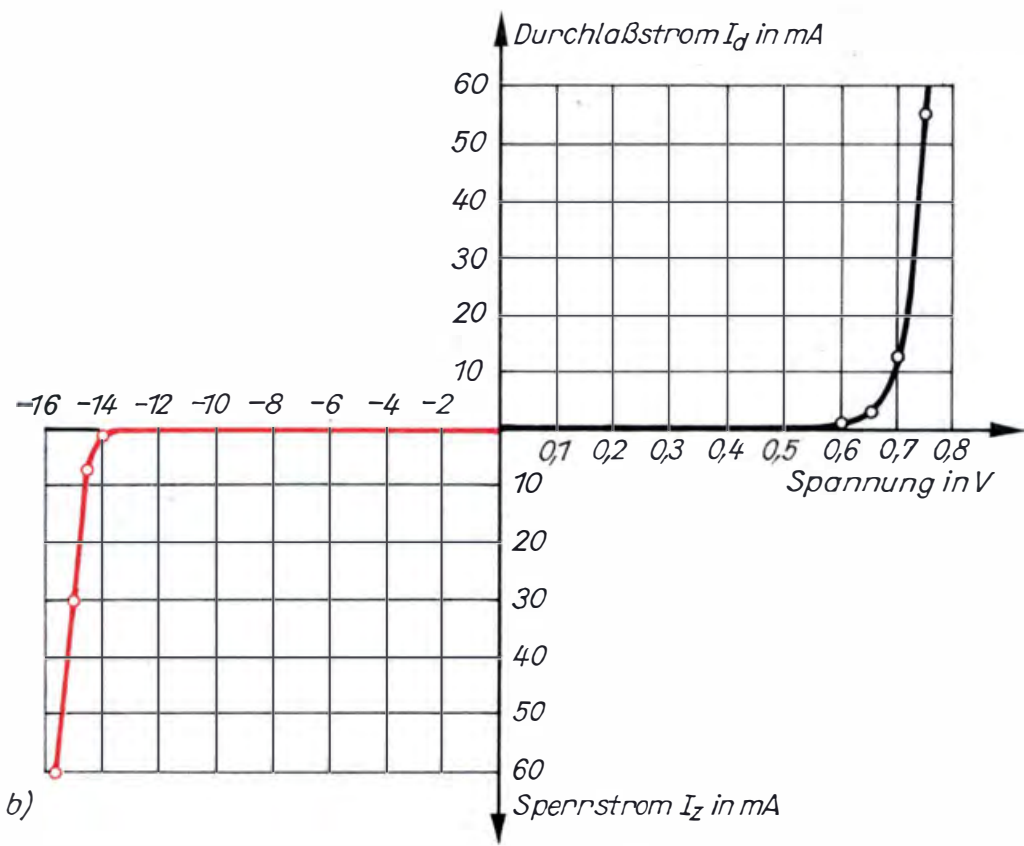


Bild 10.3
Wir nehmen die Kennlinie einer Z-Diode auf:
a) Schaltung
b) Kennlinie der Z-Diode SZ 600/15



verwenden wir die von der Aufnahme der Diodenkennlinie bekannte Kombination aus Monozelle und Drahtdrehwiderstand; der Meßbereich des Spannungsmessers beträgt 2 V. Wie für Si-Dioden charakteristisch, fließt bis etwa 0,5 V ein kaum meßbarer Strom. Ab 0,6 V verändern wir die Durchlaßspannung um jeweils 0,05 V und notieren die Strom-Spannungs-Wertepaare. Nach dem Eintragen der Punkte in ein Diagramm verbinden wir sie und erhalten die bekannte Durchlaßkennlinie für Si-Dioden (vgl. auch Bild 5.9c). Dann polen wir die Diode um, stellen am Spannungsmesser einen Meßbereich von 30 V ein, entfernen Monozelle und Drehwiderstand und schließen dafür das Stromversorgungsgerät an. Bis zu einer Sperrspannung von 14 V fließt nur ein sehr geringer Sperrstrom. Bei 14,5 V zeigt der Strommesser 7 mA, bei 15 V 30 mA und bei 15,5 V 60 mA *Sperrstrom* an. Hierin unterscheidet sich unsere Z-Diode von einer „normalen“ Si-Diode. Ihr pn-Übergang ist so gestaltet, daß ab einer bestimmten Sperrspannung ein Durchbruch erfolgt. Infolge Stoßionisation werden lawinenartig Ladungsträger aus dem Atomverband gelöst, und der Strom steigt erheblich an. Durch geeignete Dotierung kann man die Durchbruchsspannung zwischen etwa 5 V und 50 V festlegen. Sobald die Durchbruchsspannung unterschritten wird, stellt sich wieder der normale geringe Sperrstrom ein. Im Bild 10.3b ist die vollständige Kennlinie unserer SZ 600/15 dargestellt, die eine Durchbruchsspannung von 15 V hat.

Im Niederspannungsteil des Netzgerätes (Bild 10.2) ist diese Z-Diode in Sperrichtung in Reihe mit einem Widerstand von 56Ω an den Siebkondensator C_9 geschaltet, an dem beispielsweise eine Spannung von 18 V zur Verfügung steht. Diese teilt sich an R_8 und ZD, und zwar fallen 15 V an der Z-Diode und 3 V an R_8 ab. Der Sperrstrom beträgt dann $I = \frac{3 \text{ V}}{56 \Omega} = 53 \text{ mA}$ und die Belastung der Z-Diode $P = 15 \text{ V} \cdot 53 \text{ mA} \approx 800 \text{ mW}$.

Sobald parallel zur Z-Diode ein Verbraucher geschaltet wird, fließt über R_8 der Verbraucherstrom. So wie dieser ansteigt, geht der Strom durch die Z-Diode zurück. Bei einem Verbraucherstrom von 40 mA beträgt der Sperrstrom der Z-Diode nur noch etwa 13 mA. Gleichzeitig sinkt die Spannung an der Z-Diode geringfügig, laut Kennlinie auf rund 14,5 V. Der Vorwiderstand einer Stabilisierungsschaltung mit Z-Diode ist so zu bemessen, daß bei angeschlossenem Verbraucher noch ein Sperrstrom durch die Z-Diode fließt. Deshalb muß auch die vom Gleichrichter G_4 gelieferte Spannung größer als die Durchbruchsspannung der Z-Diode sein. Nur dann liefert die Z-Diode eine konstante Ausgangsspannung. Im Leerlauf messen wir an ZD etwa 15,5 V.

Eine neue Verdrahtungsart: die gedruckte Schaltung

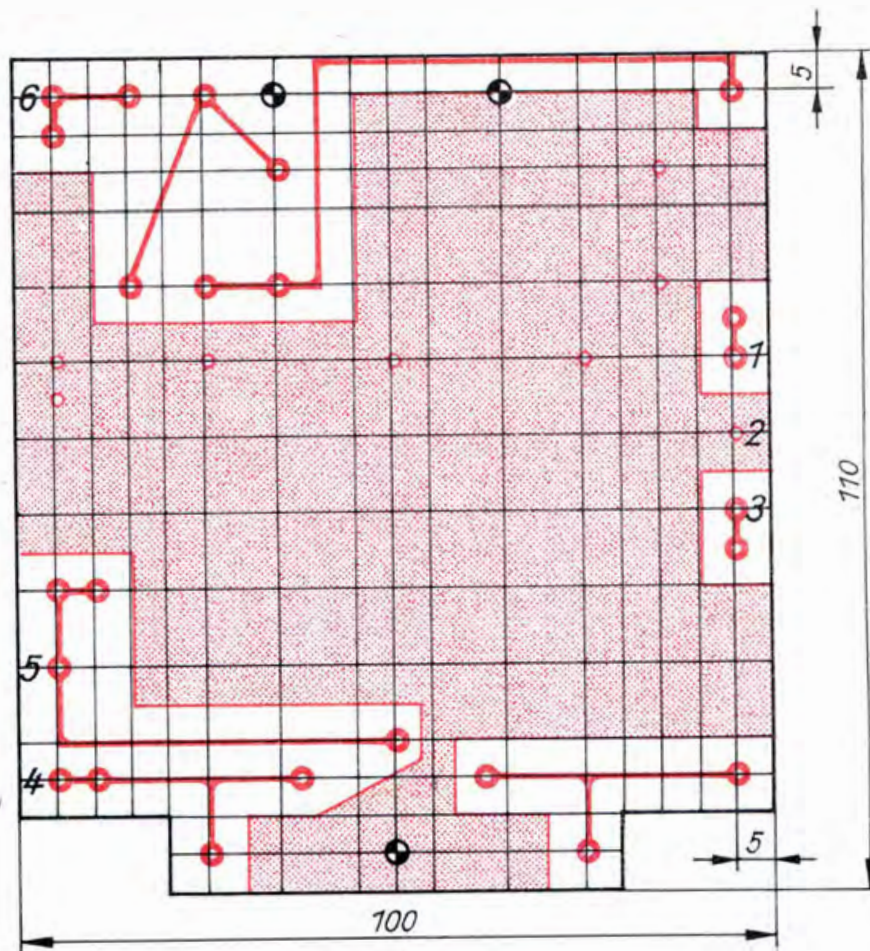
Wenden wir uns nun dem Bau des Netzgerätes zu. Wir beginnen mit dem im Bild 10.2 eingerahmten Teil, den wir als *gedruckte Schaltung* aufbauen wollen.

Ausgangspunkt für das Herstellen einer *Leiterplatte* – der Techniker bezeichnet sie als *Platine* – ist einseitig kupferkaschiertes Hartpapier von 1,5 mm Dicke. Die Kupferfolie ist nur 0,035 mm dick.

Für das Entwerfen der Leitungsführung zeichnet man zunächst auf weißes Papier einen Raster mit 5 mm Kantenlänge. Dann legen wir die

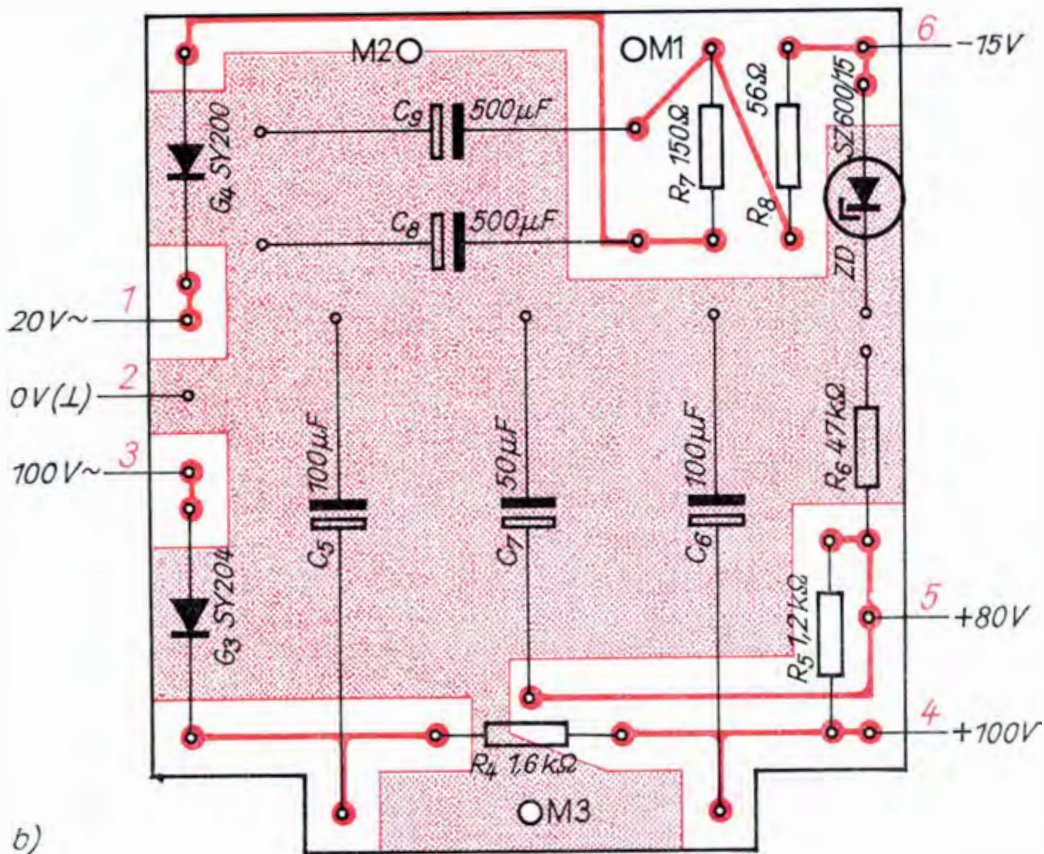
Bild 10.4
 Leitungsführung (a)
 und Bestückungsplan (b)
 für die Leiterplatte des Netzgerätes NG

a)



⊕ Bohrungen $\varnothing 3,1$, alle übrigen Bohrungen $\varnothing 1,0$

b)



einzelnen Bauelemente auf das Papier und übertragen ihre Größen. Die Lötstellen werden nach Möglichkeit nur an den Schnittpunkten der Rasterlinien markiert. Beim Zeichnen der Leitungsführung achten wir darauf, daß keine Leitungskreuzungen entstehen.

Im Bild 10.4 ist die Leitungsführung der Platine unseres Teilnetzgerätes dargestellt. Diese Schaltung eignet sich besonders gut als Erstlingswerk, weil nur wenig Leiterzüge zu zeichnen sind und die Lötinseln wegen der großen Bauelemente relativ weit voneinander entfernt liegen. Dieses Bild übertragen wir maßstabsgerecht auf Papier. Mit Heftpflaster oder T-Band kleben wir es dann auf die vorher mit „Ata fein“ entfettete und gesäuberte Folienseite des Hartpapiers und können sämtliche Bohrungen durch das Papier vorsichtig an. Nach Abnahme der Papierschablone zeichnen wir mit verdünnter Nitrofarbe zunächst die Kreisflächen um die Körnerpunkte, dann die Verbindungsleitungen und zum Schluß die große Fläche. Bei richtiger Farbverdünnung können wir so arbeiten, wie wir es vom Zeichnen mit Tusche gewöhnt sind. Für das Abdecken der Fläche verwenden wir am besten einen kleinen Pinsel. Diese für uns etwas mühselige Arbeit ist industriell sehr rasch erledigt, nämlich durch Aufdrucken der gesamten Leitungsführung. Daher rührt auch die Bezeichnung der Schaltung.

Anschließend muß die nicht abgedeckte Kupferfolie durch Ätzen abgetragen werden. Wir verwenden dazu den handelsüblichen Ätzsatz oder Eisen-III-Chlorid (FeCl_3), das in Fachdrogerien zu haben ist. Die Ätzlösung soll etwa 30- bis 40%ig sein, d. h., in 100 cm³ Wasser sind 38 bis 55 g FeCl_3 zu lösen. Als Ätzgefäß dient eine kleine Fotoschale, in die wir zunächst die Leiterplatte mit der Folienseite nach oben legen. Dann wird nur so viel Lösung in die Schale geschüttet, daß der Flüssigkeitsspiegel etwa einen Millimeter über der Platte steht. Beschleunigend auf den Ätzvorgang wirkt eine ständige Bewegung des Bades. Die Ätzzeiten liegen zwischen 10 und 20 Minuten.

Sobald die Folie abgetragen ist, nehmen wir die Leiterplatte aus der Fotoschale und spülen sie gründlich mit Leitungswasser. Dann entfernen wir mit Nitroverdünnung die aufgetragene Farbe und scheuern zum Schluß erneut mit „Ata fein“ ab. Nach dem Trocknen streichen wir die Folienseite mit lötbarem Elektro-Isolier-Überzugslack.

Der letzte Arbeitsgang ist das Bohren der Befestigungslöcher und der 1-mm-Löcher zum Durchstecken der Bauelemente. Wie die einzelnen Bauelemente auf der Leiterplatte angeordnet werden müssen, entnehmen wir Bild 10.4b. Die drei Elektrolytkondensatoren C_5 , C_6 und C_7 haben Gewinde und sind nicht für gedruckte Schaltungen gedacht. Um sie trotzdem einlöten zu können, müssen ihre Gehäuse einen Drahtanschluß erhalten. Vorher probieren wir das *Verzinnen von Aluminium* an einem Stückchen Abfallblech. Zunächst muß die Oberfläche des Aluminiums von der Oxidschicht befreit werden. Mit einem Taschenmesser schaben wir eine Stelle blank, geben einen Tropfen Nähmaschinenöl darauf und schaben nochmals. Der Öltropfen verhindert den Luftzutritt und damit die sonst sofort einsetzende Oxydation. Dann entfernen wir mit einem Lappen das überschüssige Öl und die Schabespäne, zurück bleibt nur ein hauchdünner Ölfilm. Für das Verzinnen brauchen wir einen kräftigen LötKolben, dessen Leistung mindestens 100 bis 250 W beträgt. Wir geben einige Körnchen Kolophonium auf die Lötstelle und drücken den heißen Kolben darauf. Nach etwa einer halben Minute beginnt das Zinn zu fließen. An der so vorbehandelten

Stelle können wir nun einen Draht oder schmalen Blechstreifen aus Eisen, Messing oder Kupfer in der üblichen Art festlöten.

Genauso verfahren wir mit unseren Kondensatoren. Nachdem wir die Stirnseite radial verzinnt haben, löten wir an Gehäuse und Fahne je ein Stückchen Schaltaht. Wir bestücken die Leiterplatte zuerst mit den Widerständen, dann folgen die drei Dioden und zum Schluß die Elkos. Für den Anschluß der Wechselspannungen und die Entnahme der Gleichspannungen muß die Platine noch sechs Lötflächen erhalten, die wir am einfachsten ebenfalls aus Schaltaht biegen. Bild 10.5 zeigt die bestückte Platine von der Leiterseite, Bild 10.6 von der Bauelementenseite. Wir erkennen, wie die Drähte an die Kondensatorengehäuse zu löten sind und wie die Anschlußflächen gebogen und eingelötet werden. Zum Schluß seien noch einige kurze *Hinweise zum Löten von gedruckten Schaltungen* gegeben: Der LötKolben soll nicht mehr als 100 W haben, 30 W reichen bereits aus; die Folie darf nicht wärmer als 250 °C werden. Mit geeignetem Flußmittel ist eine einwandfreie Lötstelle in weniger als zwei Sekunden möglich. Die LötKolbenspitze sollte pyramidenförmig gefeilt werden. Die Anschlüsse der Bauelemente werden vor dem Einsetzen verzinnt, nach dem Einsetzen dicht über der Folie abge-

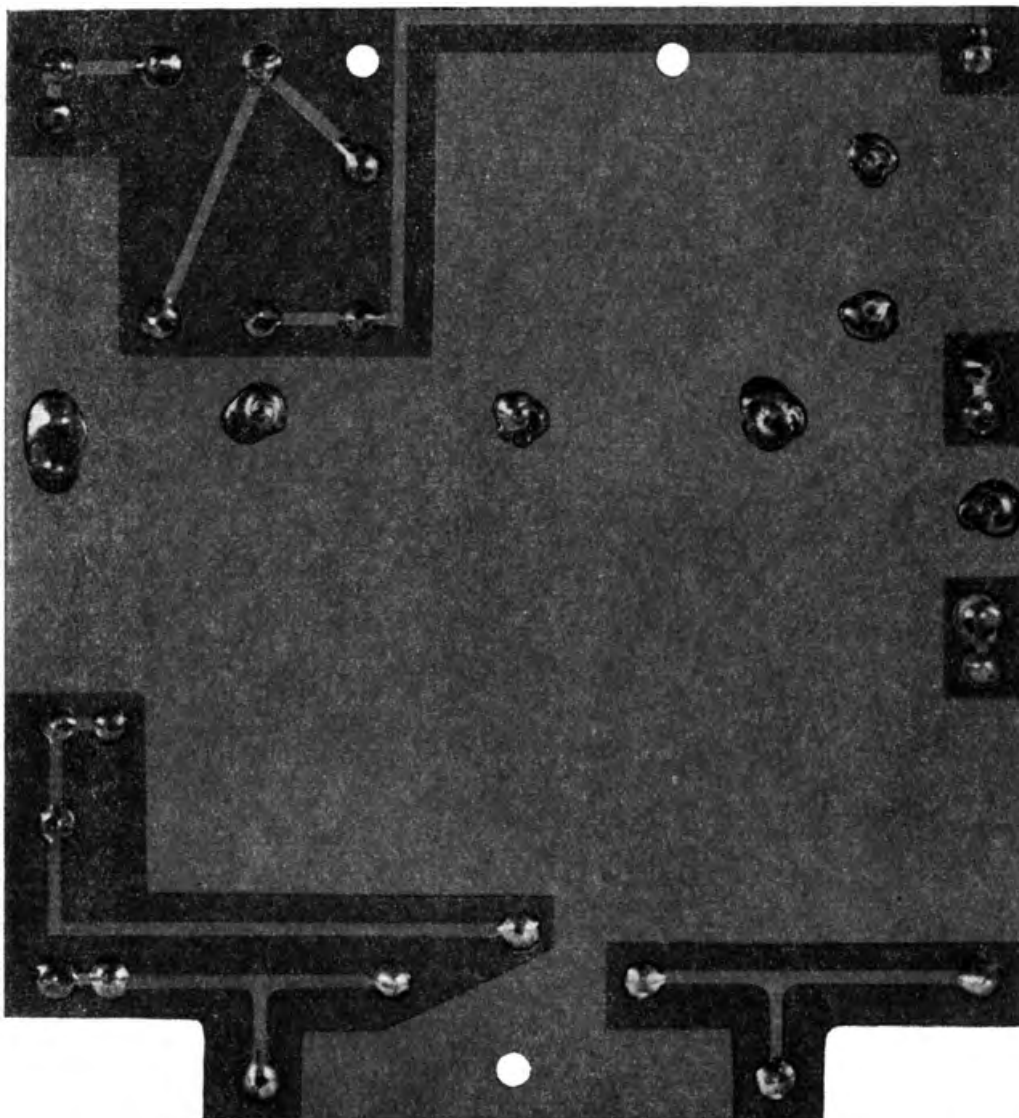
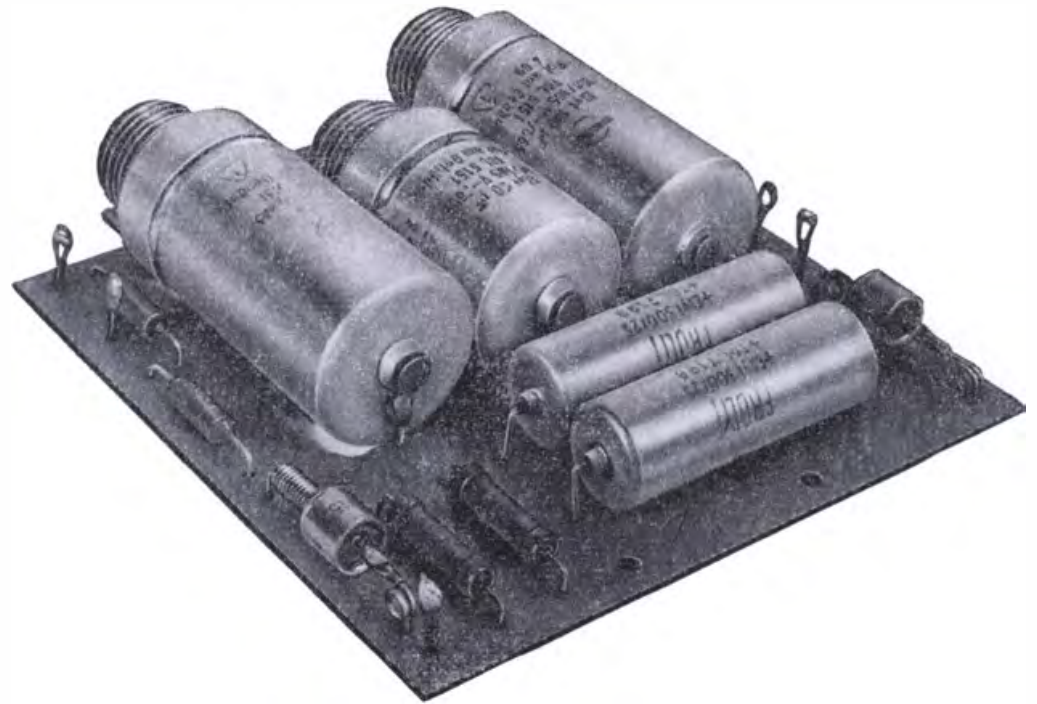


Bild 10.5
Die Platine des Netz-
gerätes, von der
Leiterseite aus
gesehen

Bild 10.6
So sieht die bestückte
Leiterplatte des Netz-
gerätes aus

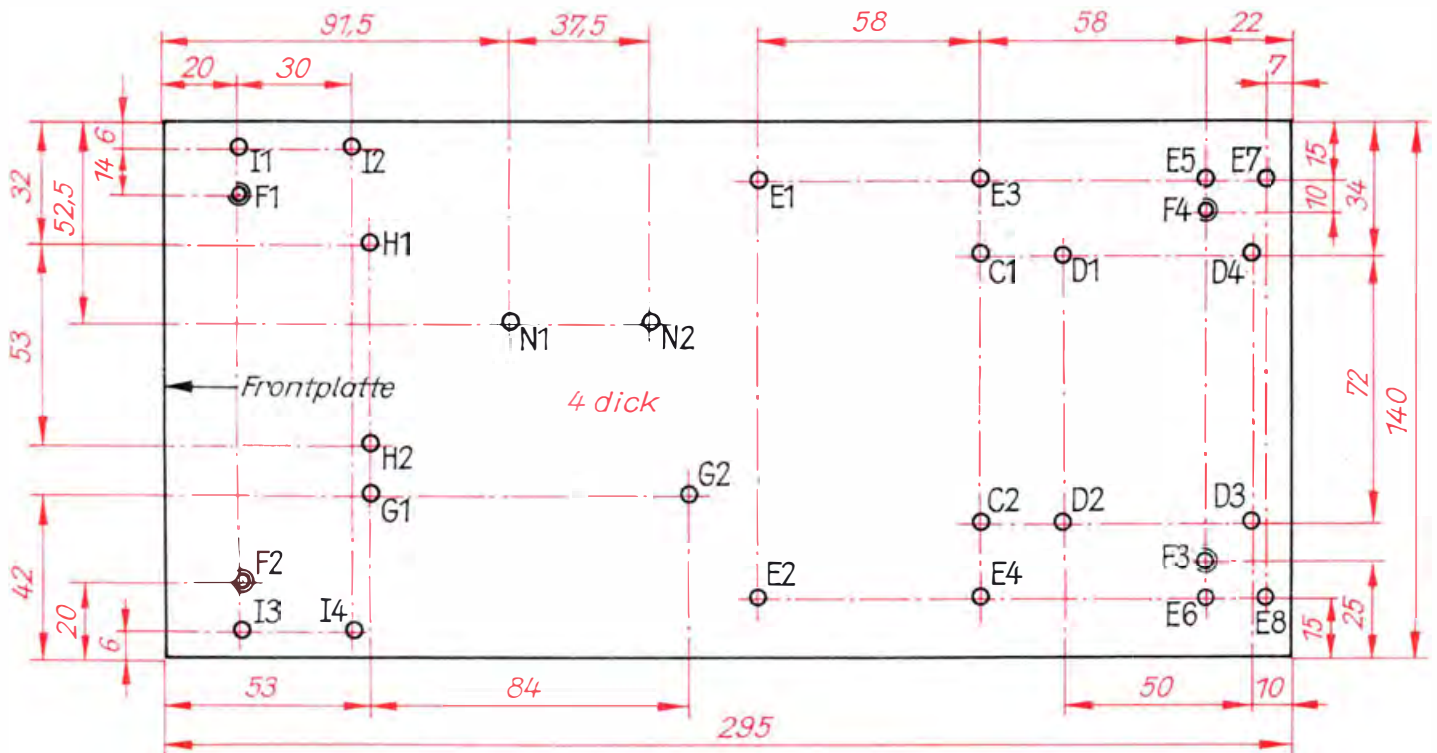


schnitten, aber nicht umgebogen. Das erleichtert eine unter Umständen erforderliche Demontage. Nach dem Löten säubern wir die Leiterseite mit Spiritus und streichen erneut mit dem erwähnten Schutzlack.

Bild 10.7
Das Grundbrett des
Oszillografen (von
oben gesehen)

Zur Bau des Netzgerätes

Das Grundbrett des Oszillografen stellen wir nach Bild 10.7 aus 4 bis 5 mm dickem Pertinax her. Bevor wir die Kondensatoren des Hochspan-



alle Bohrungen $\varnothing 3,5$; E5 und E6 von unten versenkt, alle Gewindebohrungen M3

nungsnetzteil und den Trafo montieren, stellen wir noch aus etwa 1 mm dickem Weicheisenblech vier Winkel nach N 2 (Maße in mm) her,

Winkel-Nr.	a	b	c	d	e	f	h	i	k
1	16	13	25	1	12,5	8	6	3,5	3,5
2	30	27,5	25	1	10	10	10	3,5	10
3 und 4	10	13	16	1	8	5	6	3,5	3,5

die zwei Winkel 5 und 6 nach Bild 10.8b und die Transformatorabschirmung nach Bild 10.8a. Wie im Kapitel 11 noch beschrieben wird, treten aus dem Kern einer von Wechselstrom durchflossenen Spule magnetische Feldlinien aus. Dieses Streufeld würde den Elektronenstrahl der Oszillografenröhre aus seiner Bahn ablenken und das Oszillogramm verfälschen. Mit magnetischen Werkstoffen entsprechender Dicke kann man solche Streufelder ganz oder teilweise abschirmen.

Unter die mit M4 bezeichnete Bohrung in der Deckfläche der Abschirmung kleben wir mit EP 11 von unten wie bei den Winkeln für das Stromversorgungsgerät eine Mutter M4 nach dem Bohren. Ebenso verfahren wir mit den Winkeln 5 und 6. In die Bohrungen A1 bis A4 setzen wir die vier Selengleichrichter ein, von denen zwei für G_1 und zwei für G_2 als Hochspannungsgleichrichter hintereinandergeschaltet werden. Bei B schrauben wir durch Bohrung i Winkel 1 an, und zwar so, daß

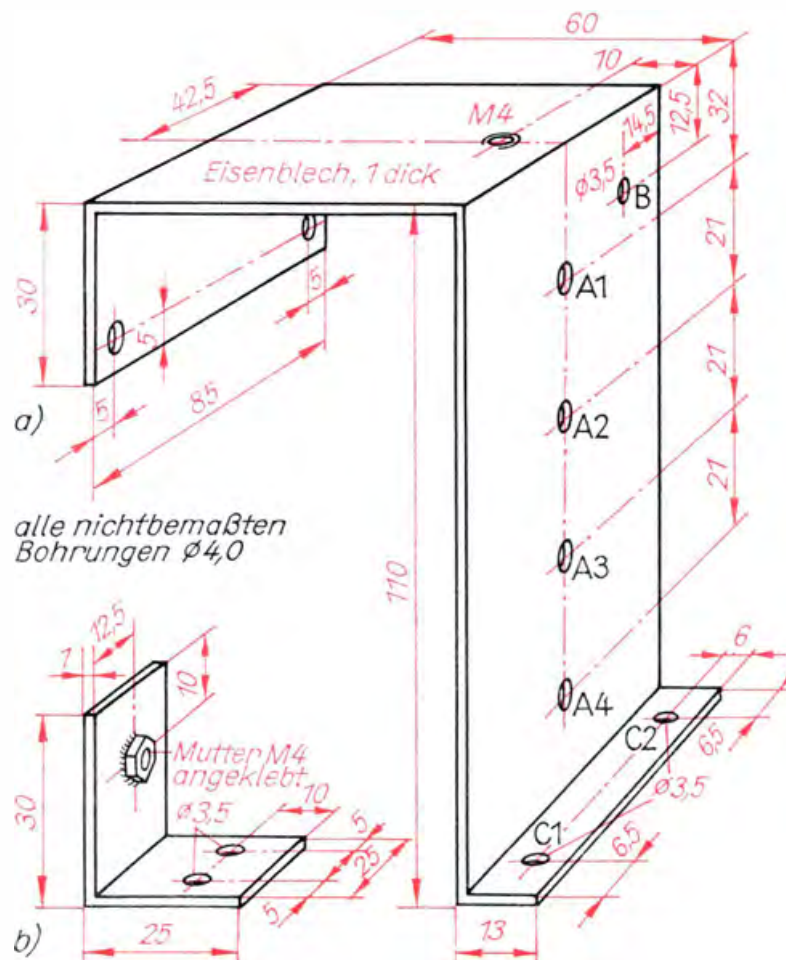


Bild 10.8
Das Abschirmblech
(a) aus Weicheisen
für den Transformator
und die Winkel 5
und 6 (b)

die Fläche des 13 mm langen Schenkels nach der von B 14,5 mm entfernten Kante der Abschirmung weist.

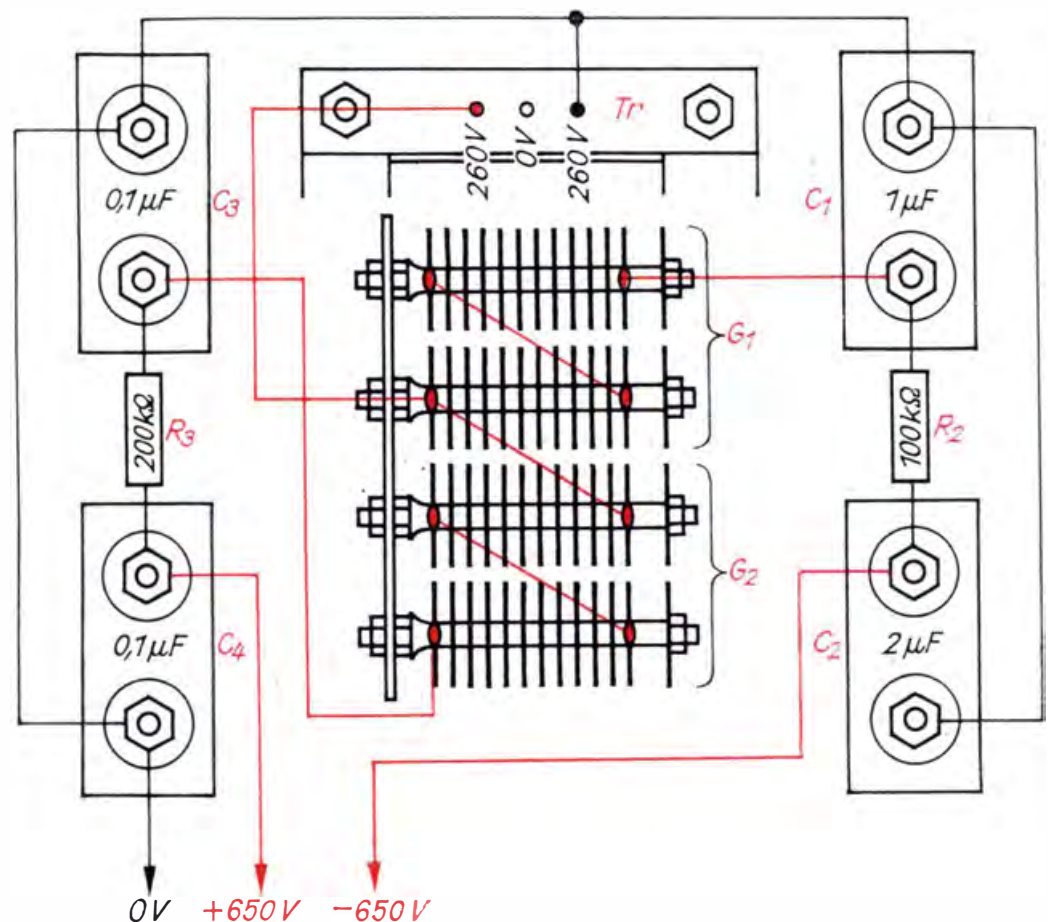
Nachdem wir nun noch die zwei oberen Kernschrauben des Netztrafos gelöst haben, schrauben wir die Einzelteile auf dem Grundbrett in folgender Reihenfolge fest:

1. Netztransformator bei D 1 bis D 4 (Lötösen weisen nach hinten),
2. Abschirmblech bei C 1 und C 2 (danach verschrauben wir es mit den oberen Kernschrauben am Netztransformator),
3. Hochspannungskondensatoren C_4 ($0,1 \mu\text{F}$) bei E 1 und C_2 ($2 \mu\text{F}$) bei E 2,
4. Hochspannungskondensatoren C_4 und C_3 ($0,1 \mu\text{F}$) bei E 3 und C_2 und C_1 ($1 \mu\text{F}$) bei E 4,
5. C_3 und Winkel 5 bei E 5 und E 7 und C_1 und Winkel 6 bei E 6 und E 8 (die 30 mm langen Schenkel der Winkel 5 und 6 weisen jeweils nach außen, an ihnen schrauben wir später das Gehäuse fest),
6. GummifüÙe von unten bei F 1 bis F 4.

Die Teilverdrahtung des Hochspannungsnetzgerätes nehmen wir nach Bild 10.9 vor und vergleichen mit Bild 10.2.

Zum Anschrauben der Platine des Netzgerätes – und auch später der Platinen des Kippergerätes und des MeÙverstärkers – fertigen wir zwei Streben aus Pertinax, eine obere nach Bild 10.10a und eine untere nach Bild 10.10b. Die untere Strebe schrauben wir mit den zwei Winkeln Nr. 3 und 4 über Bohrung k bei G 1 und G 2 an die Grundplatte. Die Strebe weist dabei nach der näher gelegenen Seitenkante des Grund-

Bild 10.9
Teilverdrahtungsplan
des Hochspannungs-
netzgerätes



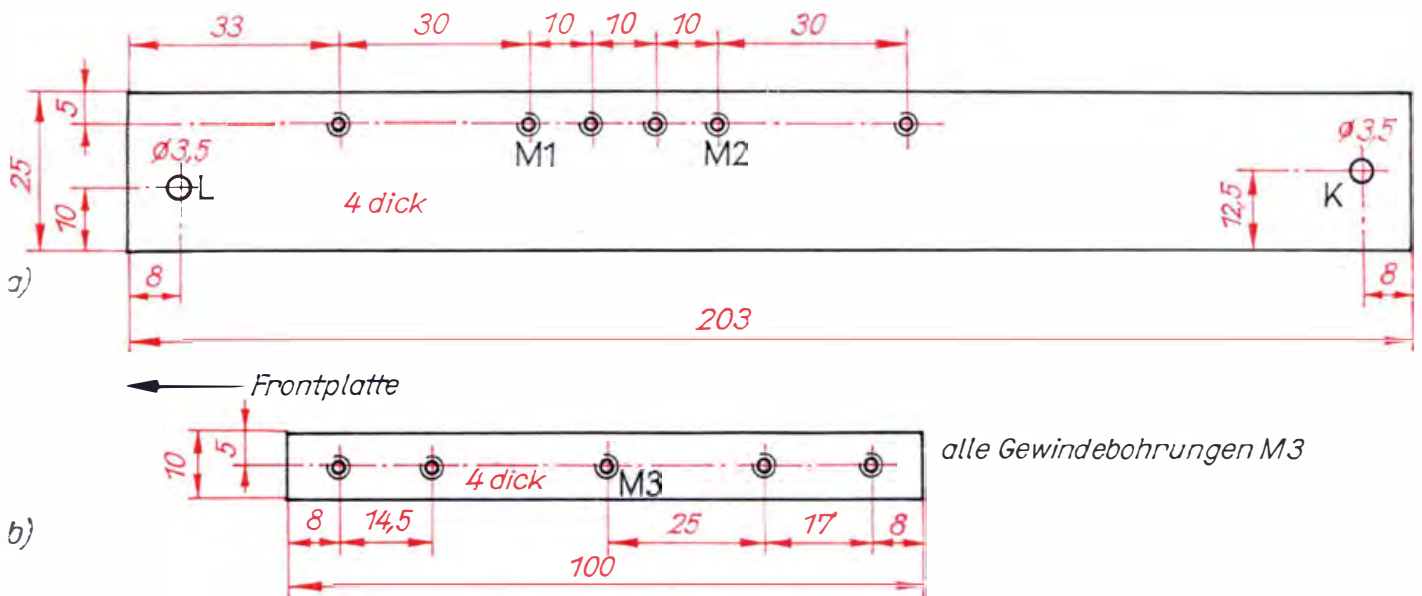


Bild 10.10
Die Streben zum Anschrauben der Schaltungsplatten:
a) obere Strebe
b) untere Strebe

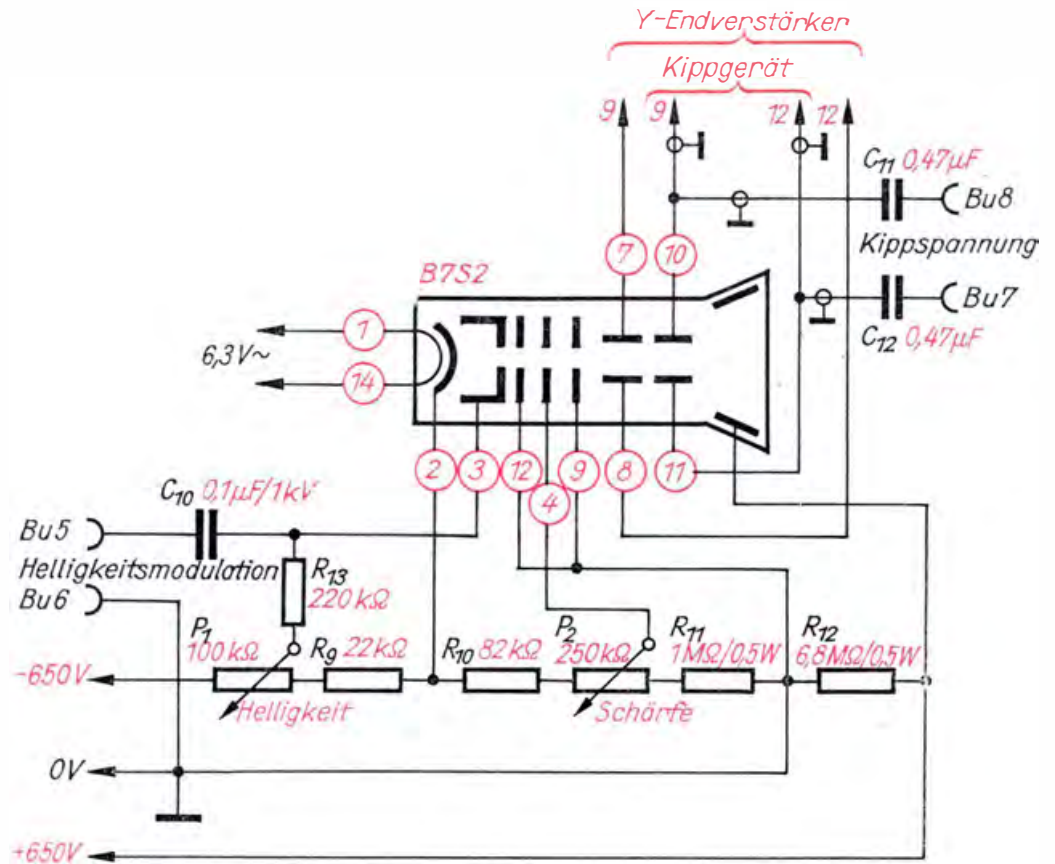
brettes. Die obere Strebe wird bei K an den Winkel 1 des Abschirmbleches angeschraubt; sie muß sich genau senkrecht oberhalb der unteren Strebe befinden. Bei L wird die Strebe später mit der Frontplatte verbunden. Nun können wir an die Streben bei M 1 bis M 3 die Platine des Netzgerätes schrauben. Dabei weist die Leiterseite nach den Streben. Zwischen Platine und Streben schieben wir über die Befestigungsschrauben etwa 8 mm × 8 mm große Abstandsstückchen aus 3 bis 4 mm dickem Pertinax. Diese sind erforderlich, damit die Leiterplatte gleichmäßig an die Streben gedrückt wird. Nach dem Anschluß der Leiterplatte an den Transformator über drei miteinander verdrehte Leitungen führen wir die erste Funktionsprobe durch. Vorsichtshalber legen wir an die 220-V-Primärwicklung des Transformators zunächst eine Wechselspannung von 24 V, die wir dem Niederspannungsausgang unseres Stromversorgungsgerätes entnehmen, und messen die an den Siebkondensatoren des Hochspannungsgerätes und an den Ausgängen 4 und 5 der Leiterplatte liegenden Spannungen. Sie müssen etwa bei einem Zehntel der im Bild 10.2 angegebenen Werte liegen. Erst dann dürfen wir – aber bitte *äußerste Vorsicht, mit etwa 1500 V ist nicht mehr zu spaßen!* – die Netzspannung anlegen. Wenn wir jetzt noch die Hochspannungen +650 V bzw. –650 V gegen Masse an den Hochspannungskondensatoren messen wollen, brauchen wir zwei Meßgeräte mit gleichem Innenwiderstand, die in Reihe geschaltet werden. Die Meßbereiche beider Geräte müssen mindestens je 400 V betragen. Die Summe der beiden Meßwerte gibt uns die anliegende Spannung an. Nachdem wir die Netzspannung abgeschaltet haben, entladen wir sämtliche Kondensatoren über einen Widerstand von 5 kΩ mit gut isolierten Anschlußkabeln. So schließen wir unliebsame Überraschungen aus.

Der Sichtteil mit dem Anschluß der Oszillografenröhre

Die Teilschaltung für den Bildröhrenanschluß ist im Bild 10.11 angegeben. Der Spannungsteiler besteht nicht nur wie bei unserem „Behelfsoszillografen“ aus zwei Potentiometern, sondern zusätzlich noch aus Festwiderständen. Dadurch grenzen wir die Einstellbereiche sinn-

voll ein. Das RC-Glied $R_{13}C_{10}$ am „Steuergitter“ der Braunschen Röhre ist für die Helligkeitsmodulation des Elektronenstrahls mit einer Wechselspannung erforderlich. Dieser Eingang ist für Fernsehversuche wichtig. An den Buchsen Bu 7 und Bu 8 oder an einer von beiden und Masse können wir während des Betriebes die Kippspannung abgreifen.

Bild 10.11
Anschluß der Oszillografenröhre

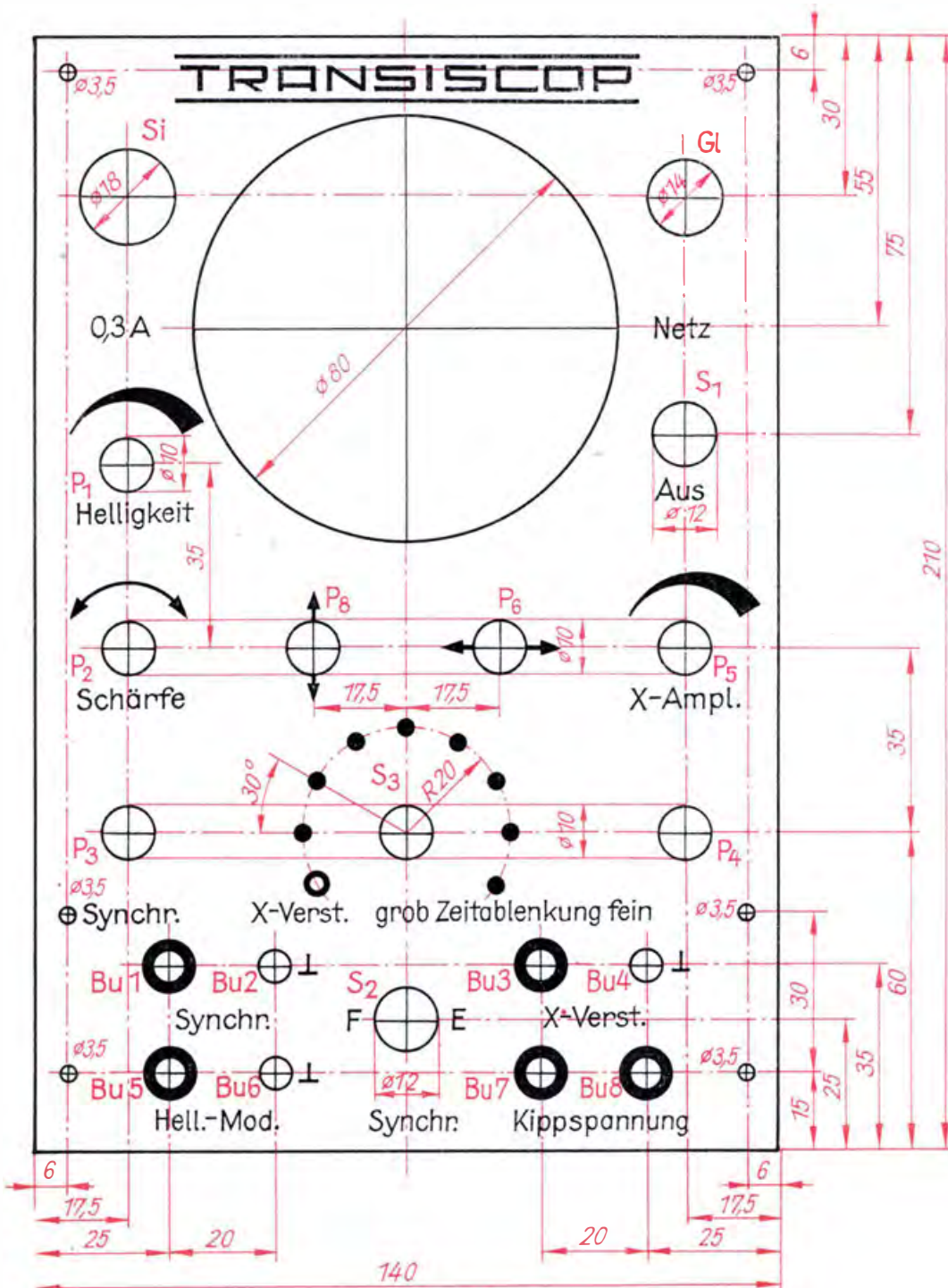


Wir gestalten die Frontplatte des Oszillografen

Das „Gesicht“ unseres Oszillografen konstruieren wir in der gleichen Weise wie die Frontplatte des Stromversorgungsgerätes. Gestaltung und Abmessungen entnehmen wir Bild 10.12. Wir stellen die Frontplatte aus 4 mm dickem Pertinax her. Die Rückseite der Frontplatte wird teilweise mit einer Abschirmung aus Konservendosenblech (Eisen) versehen, deren Form und Lage Bild 10.14 zu entnehmen sind. Sie wird mit den Potentiometern P_2 bis P_6 und P_8 , den Schaltern S_2 und S_3 sowie den Telefonbuchsen Bu 2, Bu 4 und Bu 6 an die Frontplatte geschraubt. Mit P_5 schrauben wir gleichzeitig noch den Winkel 2 fest, der die obere Strebe der Platinenhalterung mit der Frontplatte verbindet.

Nach dem Ausbohren und Nachfeilen oder Aussägen der Röhrenschirmöffnung von 80 mm Durchmesser wickeln wir aus Zeichenkarton die vordere Bildröhrenhalterung (vgl. Bild 10.13). Das machen wir folgendermaßen: Über ein Rundholz von 75 mm Durchmesser wickeln wir etwa fünfzehn Lagen eines 40 mm breiten Papierstreifens, der vorher einseitig mit einem Azetonkleber bestrichen wurde. Zwei Ringgummis halten den Wickel so lange, bis er trocken ist. Dann folgen an einem Ende des Wickels noch einmal etwa zehn Lagen eines 10 mm breiten Streifens. Diesen Rohling lassen wir drei bis vier Stunden trocknen. Paßt der Papierwickel sowohl in die Frontplattenöffnung als

Bild 10.12
Das Negativ für die
Frontplatte des
Oszillografen



auch auf die Bildröhre, wird er mehrmals in Schellack getränkt. Zum Schluß lassen wir ihn etwa 24 Stunden austrocknen.

In der Zwischenzeit bereiten wir die Frontplatte zur Montage vor. Dazu benötigen wir zwei Winkel, die wir nach Bild 3.16a herstellen. Der Winkel, der neben den Buchsen Bu 1 und Bu 5 an die Frontplatte geschraubt wird, erhält noch ein kleines Pertinaxbrettchen, in das wir die Telefonbuchsen Bu 9 bis Bu 12 einsetzen (vgl. Bilder 10.2 und 10.26). Die Buchsenköpfe versenken wir so weit, daß sie mit dem Pertinax gleichmäßig abschließen.

Dann bestücken wir den zweimal neunpoligen Umschalter S_3 mit den einzelnen Kippkondensatoren für die verschiedenen Frequenzbereiche. Dazu werfen wir einen Blick auf das Schaltbild des Kippgerätes im

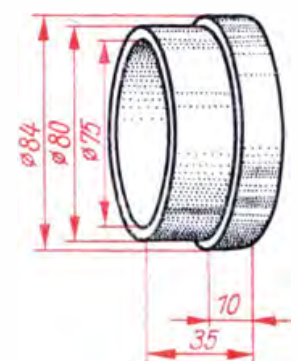
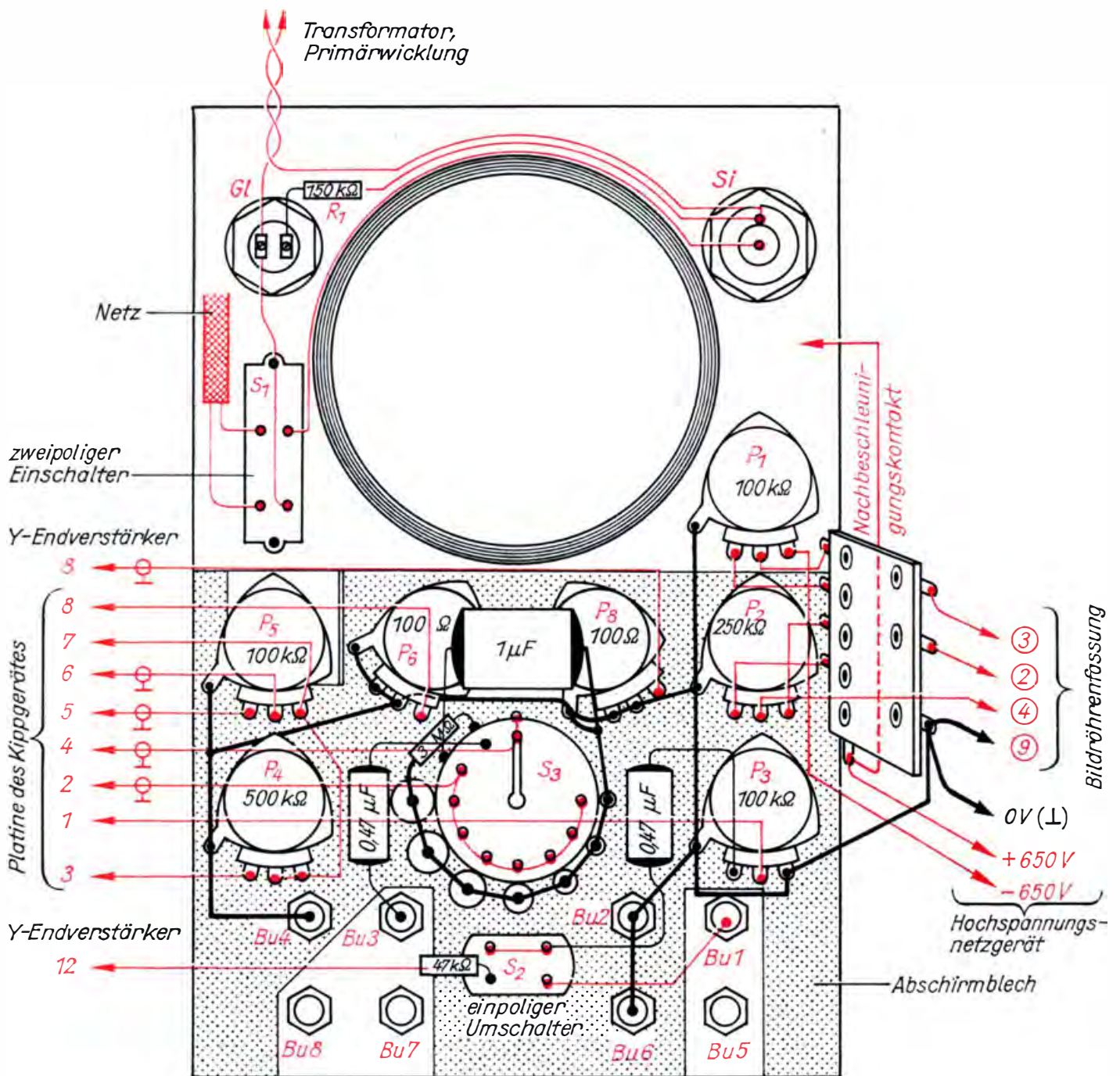


Bild 10.13
Die vordere Bild-
röhrenhalterung

Bild 10.22. Wir erkennen, daß mit der einen Ebene des Umschalters, vom linken Anschlag beginnend, der Reihe nach zunächst ein 3-M Ω -Widerstand und dann Kondensatoren der Kapazitätswerte 1 μ F, 0,25 μ F, 69 nF, 22 nF, 5,7 nF, 1,5 nF, 470 pF und 150 pF anzuordnen sind, deren freie Enden alle miteinander verbunden werden. Manche Kapazitäten müssen wir durch Parallelschaltung selbst „herstellen“. In der anderen Ebene liegt nur am linken Anschlag ein Kondensator von 0,47 μ F. Alle anderen Anschlußfahnen des Umschalters sind miteinander verbunden, ebenso die beiden Schaltermittelpunktanschlüsse. Wir verdrahten zuerst die – von der Schalterwelle aus gesehen – hintere Ebene und löten dann an die Fahnen der vorderen Ebene die Kondensatoren. Der Verdrahtungsplan der Frontplatte im Bild 10.14 gibt uns dazu sicherlich noch einige Anregungen.

Bild 10.14
Verdrahtungsplan der Frontplatte



Die Widerstände des Spannungsteilers der Oszillografenröhre setzen wir auf ein kleines Lötösenbrettchen nach Bild 10.15, das wir über vier stabile Kupferdrahtbrücken an die Potentiometer P_1 und P_2 löten. Die an der Frontplatte nach links herausgeführten zehn Leitungen lassen wir mindestens 20 cm überstehen; fünf der Leitungen schirmen wir ab. Das Abschirmgeflecht verbinden wir jeweils an der Frontplatte auf kürzestem Wege mit Masse. Wir vergessen nicht, alle zehn Leitungen mit einem Stückchen Heftpflaster zu kennzeichnen, denn nach der Montage der Frontplatte am Grundbrett ist der jeweilige Ausgangspunkt nur schwer zu ermitteln.

Inzwischen ist die vordere Bildröhrenhalterung sicherlich getrocknet, und wir können sie von hinten in die große Frontplattenbohrung einkleben. Dann schrauben wir die Frontplatte bei I 1 bis I 4 an das Grundbrett und bei H 1 und H 2 den Hochspannungskondensator C_{10} . Die obere Strebe, die nun auch mit dem Frontplattenwinkel verschraubt wird, verleiht unserer Konstruktion die notwendige Festigkeit.

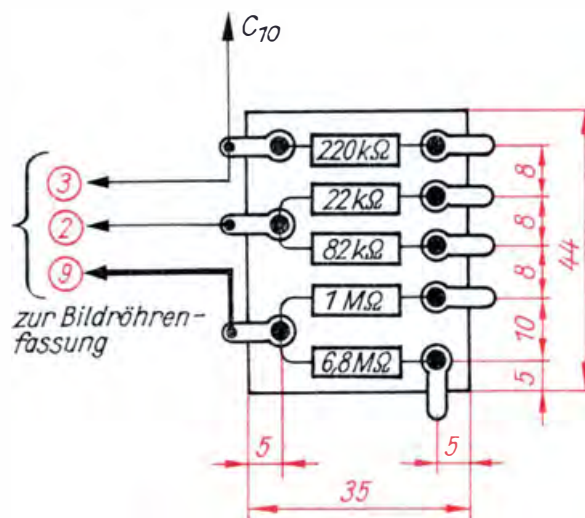


Bild 10.15
Das Lötösenbrettchen für die Widerstände des Bildröhrenspannungsteilers

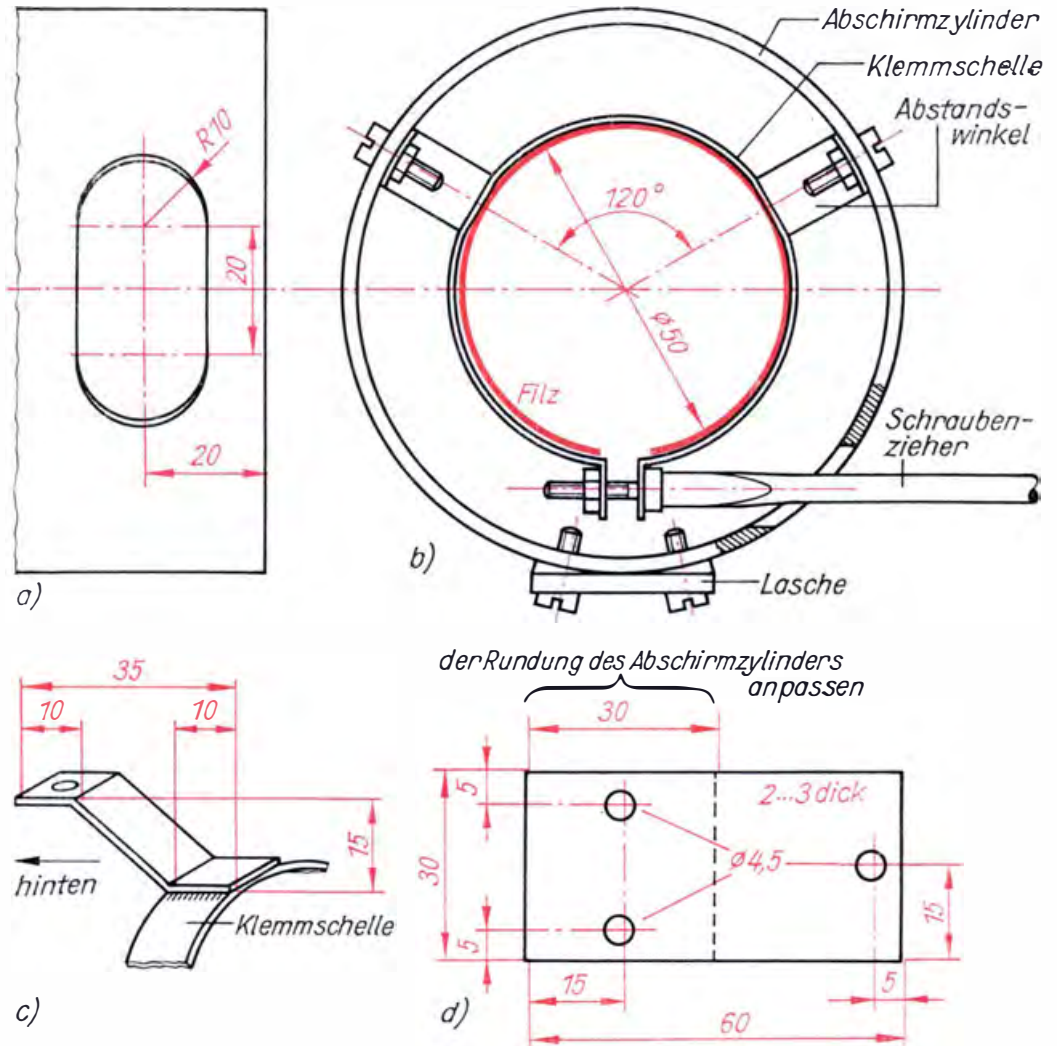
Ein Eisenzylinder schirmt die Bildröhre ab

Wie bereits erwähnt, reagiert der Elektronenstrahl einer Braunschen Röhre sehr empfindlich auf magnetische Felder. Die Industrie stellt *Abschirmzylinder* aus dünnwandigem, hochpermeablem Spezialmaterial her. Da sie jedoch verhältnismäßig teuer sind, bauen wir uns selbst einen. Am einfachsten gelingt das mit einem 200 mm langen Stück Eisenrohr, das einen Innendurchmesser von 84 mm hat und eine Wanddicke von 2 bis 3 mm. Macht die Rohrbeschaffung Schwierigkeiten, stellen wir es aus 2 mm dickem Eisenblech her. Vielleicht nehmen wir hier die Hilfe eines Klempners in Anspruch; für ihn ist das ordentliche Runden des Bleches eine Kleinigkeit. Die Naht wird anschließend verschweißt und dabei das Rohr gleich ausgeglüht. Nach dem Erkalten befeilen wir die Schweißnaht und bearbeiten den gesamten Zylinder mit Schmirgelpapier, damit der beim Glühen entstandene Zunder abgetragen wird. Dann arbeiten wir nach Bild 10.16a ein Langloch in den Zylindermantel ein. Nach dem Anreißen und Körnen bohren wir mit etwa 3 mm die Form aus, wobei sich die einzelnen Bohrungen nahezu berühren müssen. Dann schlagen wir im Schraubstock mit dem Hammer das ausgebohrte Stück heraus und befeilen das „zackige“ Langloch sauber und maßgerecht. Es ist zum Anschluß des Nachbeschleunigungskontaktes notwendig.

Bild 10.16

Bau des Abschirmzylinders:

- a) Das Langloch an der vorderen Stirnseite für den Nachbeschleunigungsanschluß
- b) Ansicht von der hinteren Stirnseite
- c) So löten wir die Abstandswinkel an die Klemmschelle
- d) Mit dieser Lasche schrauben wir den Abschirmzylinder am Abschirmblech fest



Von einem 0,4 bis 0,5 mm dicken Stück Messingblech schneiden wir 10 mm breite Streifen für die Klemmschelle ab. Mit ihr schrauben wir den Hals der Oszillografenröhre im Abschirmzylinder fest. Bild 10.16b zeigt die Ansicht des Zylinders mit eingeschraubter Klemmschelle von der hinteren Stirnseite und Bild 10.16c, wie die beiden Abstandswinkel der Klemmschelle zu biegen und mit dem Ring zu verlöten sind. Eine Lasche der Schelle muß etwas verdickt werden (Löten oder Kleben), damit wir Gewinde M3 einschneiden können. Zum Schluß kleben wir in die Klemmschelle zum Schutz des Röhrenhalses einen Streifen aus dünnem Filz. Die zwei Löcher für die Winkel der Klemmschelle bohren wir 20 mm von der hinteren Stirnseite entfernt in den Zylindermantel, das Schraubenzieherloch 45 mm von hinten. Nach dem Bohren bearbeiten wir es noch etwas mit der Rundfeile. 15 mm von der hinteren Stirnseite erhält der Abschirmzylinder zwei Gewindebohrungen M4, an denen die Befestigungslasche des Abschirmzylinders (vgl. Bild 10.16d) aus Aluminium- oder Messingblech angeschraubt wird. Wir verwenden für die Lasche kein Eisenblech, weil sonst das Streufeld des Netztransformators von der Transformatorabschirmung zum Abschirmzylinder geleitet wird. Paßt alles zusammen, streichen wir den Abschirmzylinder innen und außen mit Silberbronze und bauen nach dem Trocknen Röhre und Abschirmzylinder ein.

An der rechten Seite des Abschirmzylinders (von hinten gesehen) führen wir in einem Kabelbaum drei Leitungen (-650 V , 0 V , $+650\text{ V}$) von den Hochspannungssiebcondensatoren zur Frontplatte und parallel dazu in einem weiteren Kabelbaum vier flexible Leitungen vom Lötösenbrettchen zur Bildröhrenfassung. Sie sollen nur so lang sein, daß die Fassung noch ordentlich vom Sockel abgezogen werden kann. Den Steckkontakt für die Nachbeschleunigung ($+650\text{ V}$) löten wir über eine kurze flexible Leitung ebenfalls am Lötösenbrettchen an. Dann schließen wir die Seitenwandbuchsen Bu 9 bis Bu 12 an. Die 4-V-Heizleitung verlegen wir verdreht vom Netztrafo, und die beiden Leitungen für Masse und -650 V führen wir vom Lötösenbrettchen nach unten. Die Netzleitung und die verdrehte Leitung von der Frontplatte zum Primäranschluß des Netztransformators verlegen wir auf der linken Seite des Abschirmzylinders oberhalb der oberen Strebe. Am Transformator geht die Netzleitung nach unten und ist mit einer Schelle am Grundbrett festgelegt. Gemeinsam mit diesen beiden 220-V-Leitungen führen wir – ebenfalls verdreht – ein flexibles Leitungspaar von der 6,3-V-Wicklung des Transformators zur Röhrenfassung. Im Bild 10.17 ist noch einmal das Anschlußschema der Röhrenfassung dargestellt und hervorgehoben, welche vier Leitungen gemeinsam verlegt werden können. An die Anschlüsse 7 und 8 löten wir zunächst je eine etwa 20 cm lange flexible Leitung, an 10 und 11 je eine ebenso lange abgeschirmte Leitung. Alle vier freien Leitungsenden verlöten wir vorerst miteinander und legen diesen Punkt auf Masse.

Nun folgt wieder eine Funktionsprobe, vorher kontrollieren wir aber noch einmal die gesamte Leitungsführung. Dann wird die Glimmlampe sowie die Sicherung eingesetzt und die Netzspannung eingeschaltet. Nach etwa fünfzehn Sekunden ist die Röhre aufgeheizt, und auf dem Leuchtschirm erscheint ein Leuchtpunkt, dessen Helligkeit und Schärfe mit den beiden Potentiometern P_1 und P_2 einstellbar ist.

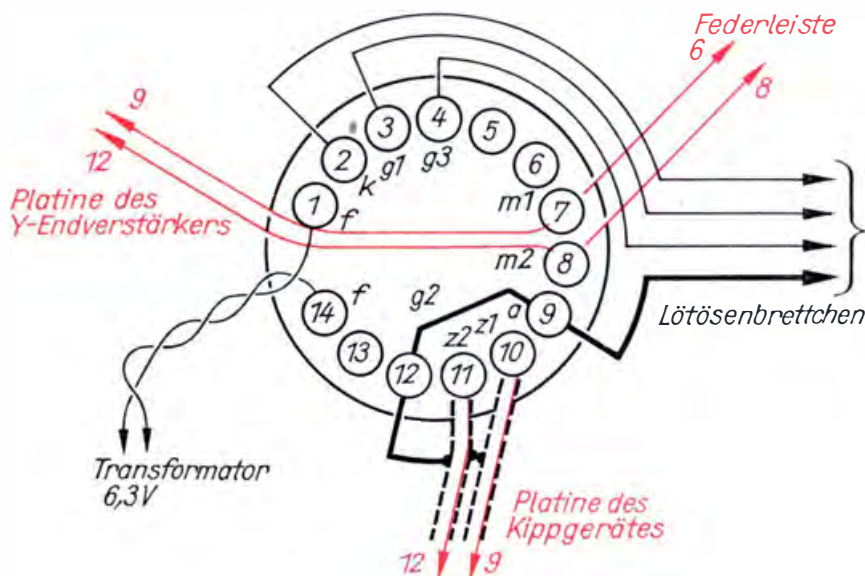


Bild 10.17
So schließen wir die
Bildröhrenfassung an

Ein Gegentaktverstärker sorgt für die notwendige hohe Ablenkspannung

Wenn wir die beiden Leitungen zu den Meßplattenanschlüssen vom Massepunkt trennen, auseinanderlöten und eine Wechselspannung von beispielsweise 24 V anlegen, so wird der Elektronenstrahl um 4 cm ausgelenkt. Da er sowohl dem positiven Maximalwert als auch dem negativen folgt, wäre für dieselbe Auslenkung eine Gleichspannung von $2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{\sim} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 24 \text{ V} = 68 \text{ V}$ notwendig. Der *Ablenkfaktor* für die Meßplatten beträgt unter den gegebenen Bedingungen demnach $A_m = \frac{U}{l} = \frac{68 \text{ V}}{4 \text{ cm}} = 17 \frac{\text{V}}{\text{cm}}$. Um den Elektronenstrahl 7 cm auslenken zu können, wird eine Gleichspannung von $U = A_m \cdot l = 17 \frac{\text{V}}{\text{cm}} \cdot 7 \text{ cm} \approx 120 \text{ V}$ benötigt. Für die Zeitplatten, deren Ablenkfaktor $A_z = 23 \frac{\text{V}}{\text{cm}}$ beträgt,

sind sogar 160 V erforderlich. Die Betriebsspannung des Endstufentransistors müßte demnach mindestens 180 V betragen. Da im Interesse einer oberen Grenzfrequenz von etwa 1 MHz der Arbeitswiderstand der Endstufe höchstens 7 k Ω groß sein darf, wäre der Ruhestrom auf

$$I = \frac{90 \text{ V}}{7 \text{ k}\Omega} \approx 13 \text{ mA}$$

einzustellen, und die Verlustleistung des Transistors müßte größer als $P = 90 \text{ V} \cdot 13 \text{ mA} = 1,2 \text{ W}$ sein.

Deshalb ist es günstiger, die Endstufe in Gegentaktschaltung auszuführen. Während ein Transistor die eine Ablenkplatte positiv ansteuert, wird die andere vom zweiten Transistor um den gleichen Spannungswert negativ angesteuert. Die Betriebsspannung je Transistor braucht nur noch halb so groß zu sein, und der Ruhestrom beträgt – bei gleichem Arbeitswiderstand – ebenfalls nur noch die Hälfte. Damit reduziert sich die notwendige Transistorverlustleistung auf ein Viertel im Vergleich zur Verstärkerschaltung mit nur einem Transistor.

Das vollständige Schaltbild des Gegentaktendverstärkers, den wir sowohl als Endverstärker YE (der erste Buchstabe unserer Symbolik weist auf eine Baugruppe für die senkrechte Strahlablenkung – entsprechend dem x-y-Koordinatensystem – hin, der zweite kennzeichnet den Endverstärker) für den Meßverstärker als auch, in etwas abgewandelter Form, für das Kippgerät verwenden, ist im Bild 10.18 dargestellt. Die beiden Endstufentransistoren T 12 und T 13 vom Typ SF 129 D arbeiten in Basisschaltung.

Als Betriebsspannung verwenden wir +80 V, die Arbeitswiderstände R₅₃ und R₅₄ sind 6,8 k Ω groß. Der Ruhestrom beider Endstufentransistoren wird auf $I = \frac{40 \text{ V}}{6,8 \text{ k}\Omega} \approx 6 \text{ mA}$ eingestellt.

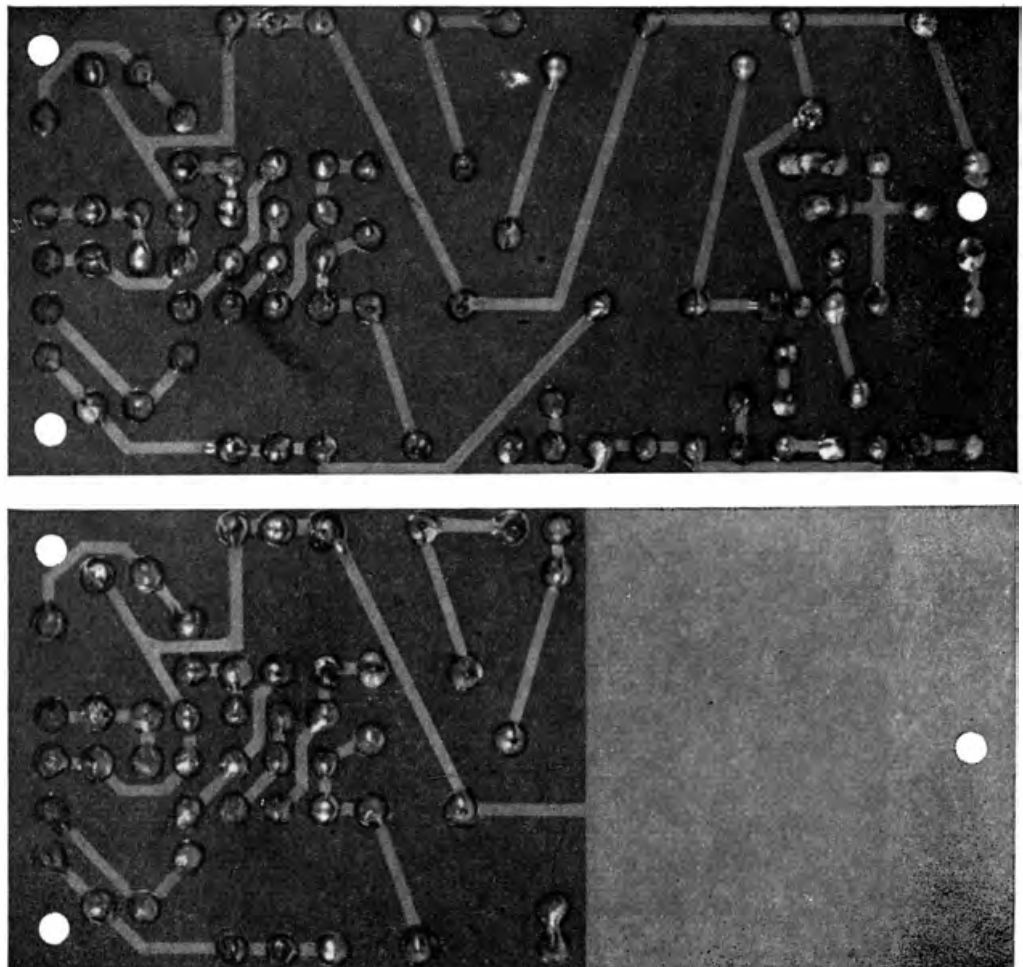
Die Schaltung mit den Transistoren T 10 und T 11 ist eine *Phasenumkehrschaltung* und liefert an den Kollektorwiderständen R₄₈ und R₄₉ gegenphasige Ansteuersignale für die Endtransistoren. Während mit den beiden 5-k Ω -Einstellreglern R₄₆ und R₅₁ in beiden Endtransistoren der Ruhestrom von je 6 mA fest eingestellt wird, dient das Potentiometer P₈ zum begrenzten Verändern der Basisvorspannung für T 11. Das wirkt sich wiederum auf die Ruhestrome der Endtransistoren aus. In einem Transistor geht der Strom zurück, und im anderen steigt er um den gleichen Betrag. Wenn später der Gegentaktverstärker ange-

geschlossen ist, können wir mit P_8 den Elektronenstrahl um etwa 1 cm nach oben und auch nach unten verschieben. Die Kondensatoren C_{42} und C_{43} dienen der hochfrequenzmäßigen Erdung der beiden Betriebsspannungen, C_{41} ermöglicht ein Anheben der oberen Grenzfrequenz auf über 1 MHz.

Bevor wir diesen Verstärker als gedruckte Schaltung aufbauen, probieren wir seine Funktion auf dem Experimentierbrettchen aus und üben auch gleichzeitig das Einstellen der richtigen Kollektorströme von T 12 und T 13. Die Einstellregler werden auf den größten Widerstandswert eingestellt, der Schleifer des Potentiometers steht etwa auf Mitte. Die Betriebsspannungen entnehmen wir der Platine des Netzgerätes. Durch geringfügiges wechselseitiges Verkleinern der Einstellwiderstände stellen wir gleiche Endströme von 6 mA ein. Die beiden Endtransistoren werden verhältnismäßig warm, obwohl ihre Belastung nur $P = 40 \text{ V} \cdot 6 \text{ mA} = 240 \text{ mW}$ beträgt. Trotzdem brauchen wir keine Wärmeleitungsmaßnahmen vorzusehen. Nach dem Erproben des Gegentaktverstärkers stellen wir eine Leiterplatte nach Bild 10.19a her und bestücken sie nach Bild 10.19b. Zum Einstellen der richtigen Ströme löten wir die Kollektorwiderstände R_{53} und R_{54} zunächst nur einpolig fest. Die Bilder 10.20 und 10.21 zeigen die Leiterplatten des Y-Endverstärkers und des Kippgerätes.

Funktioniert die gedruckte Schaltung des Y-Endverstärkers ebenso wie die Experimentierschaltung, wenden wir uns dem Bau des Kippgerätes zu. Als Kippspannungsverstärker verwenden wir vorläufig den Y-Endverstärker.

Bild 10.20
Die Leiterseiten der
bestückten Platinen
des Y-Endverstär-
kers und des Kipp-
gerätes



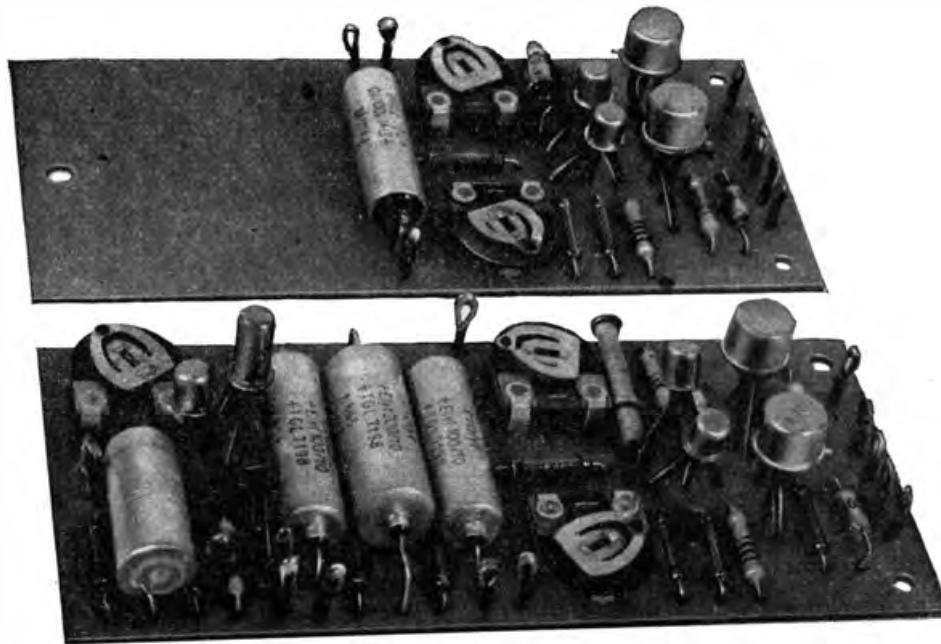


Bild 10.21
So sehen die be-
stückten Leiter-
platten des Y-End-
verstärkers und des
Kippgerätes aus

Das Kippgerät setzt sich aus Kippgenerator und Endverstärker zusammen

Wie in unserem Glimmlampenkippergerät (vgl. Bild 9.18) wird auch in der Schaltung nach Bild 10.22 die Kippspannung durch die Auf- und Entladung eines Kondensators erzeugt. Die Funktion der Glimmlampe, den Kondensator periodisch zu entladen, wird von den Transistoren T 1 und T 2 übernommen. Um eine ganze Reihe von Frequenzbereichen zu erhalten, sind acht Kondensatoren (C_{15} bis C_{22}) eingebaut, die wahlweise als Kippkondensatoren geschaltet werden können. Mit dem Umschalter S_3 schalten wir die einzelnen Kondensatoren an den Ladewiderstand, der aus dem Festwiderstand R_{19} und dem Potentiometer P_4 besteht, und stellen damit die Kippfrequenz *grob* – in Stufen – ein. Das Potentiometer $P_4 = 500\text{ k}\Omega$ dient der *Feineinstellung*. Die Kippfrequenzen betragen in den einzelnen Bereichen 12 bis 45 Hz, 30 bis 130 Hz, 110 bis 450 Hz, 300 Hz bis 1,4 kHz, 1,3 bis 6 kHz, 4 bis 18 kHz, 12 bis 50 kHz und 30 bis 150 kHz, wobei die höchste Frequenz mit dem kleinsten Kondensator erzielt wird.

Im Bild 10.23 ist der eigentliche Kippgenerator noch einmal gesondert dargestellt. Der Kippkondensator sei entladen, die gesamte Betriebsspannung fällt an R_E ab. Damit ist der Kollektor von T 2 positiver als die mit dem Basisspannungsteiler eingestellte Basisspannung – das entspricht einer negativen Basisvorspannung gegenüber dem Kollektor –, und T 2 ist deshalb gesperrt. Wenn aber über T 2 kein Kollektorstrom fließt, ist auch T 1 gesperrt. In dem Maße, wie die Spannung beim nun folgenden Ladevorgang an C_K wächst, wird sie über R_E niedriger, denn die Summe beider Spannungen ist immer gleich der Betriebsspannung. Bei diesem Ladevorgang wird der Kollektor von T 2 ständig weniger positiv und erreicht schließlich den Wert der eingestellten Basisspannung. Sobald der Kollektor um etwa 0,6 V negativer als die Basis wird, öffnet T 2, und es fließt ein Kollektorstrom. Dieser ruft

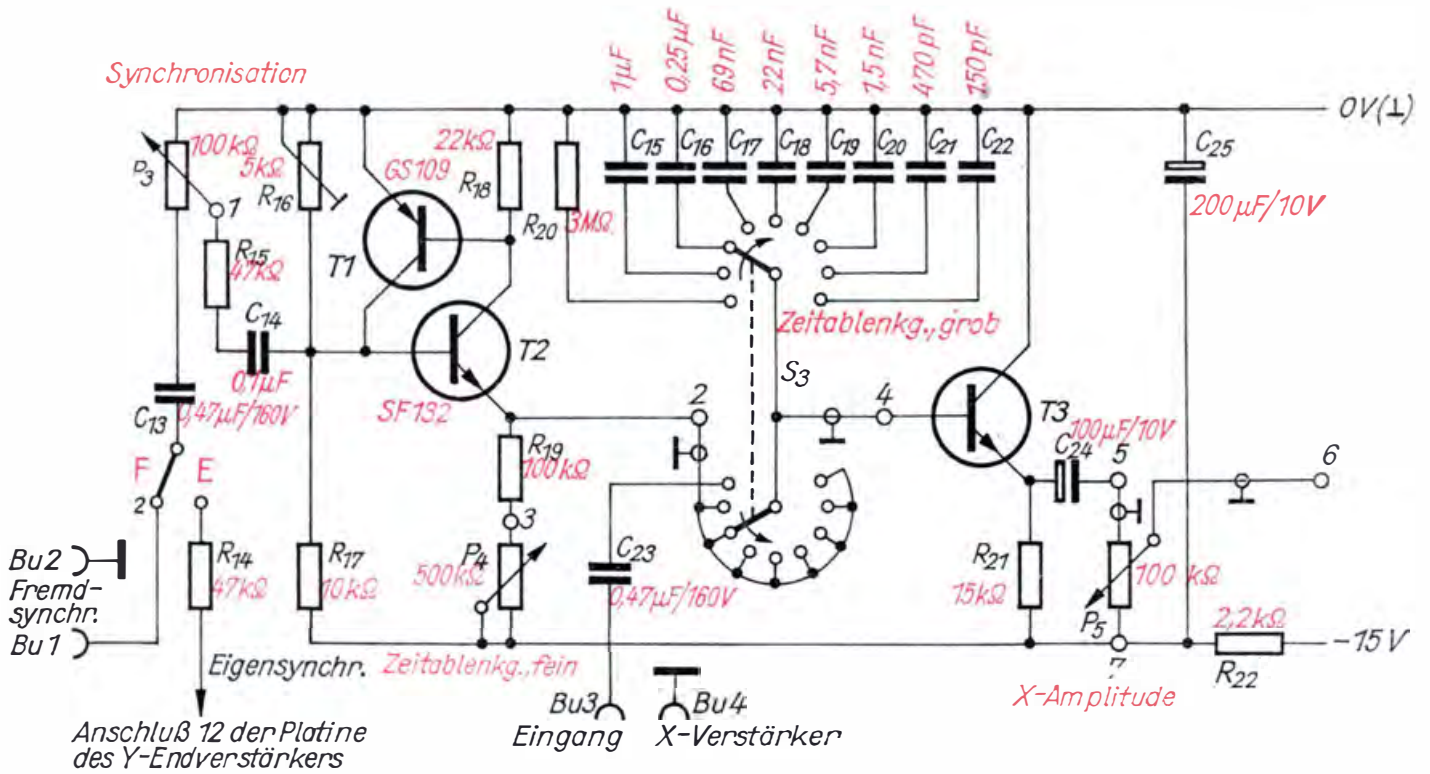


Bild 10.22
Schaltbild des Kipp-
generators

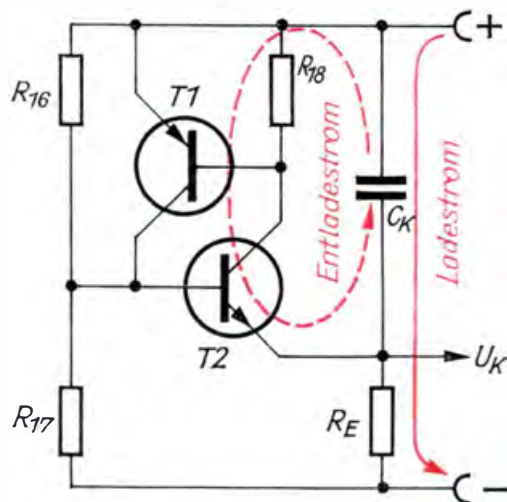


Bild 10.23
Prinzip des Kipp-
generators

über R_{18} einen Spannungsabfall hervor, so daß die Basis von T 1 negativer als dessen Kollektor wird. T 1 öffnet nun ebenfalls und bewirkt seinerseits, daß T 2 vollkommen durchgesteuert wird. Da sich diese Vorgänge sehr schnell abspielen, erfolgt die Entladung von C_K nahezu augenblicklich, und die Aufladung kann erneut beginnen.

Um die Schirmbildkurve sicher zum Stehen zu bringen, muß sich der Kippgenerator durch die Meßspannung *synchronisieren* lassen. Mit dem Schalter S_2 kann von Eigensynchronisation (E) auf Fremdsynchronisation (F) umgeschaltet werden. Den Synchronisationsgrad stellen wir mit dem Potentiometer $P_3 = 100 \text{ k}\Omega$ ein.

In der ersten Stellung des Drehschalters S_3 wird sowohl die Verbindung zum Ladewiderstand R_{19} unterbrochen als auch an Stelle eines Kippkondensators der Widerstand $R_{20} = 3 \text{ M}\Omega$ eingeschaltet; der Kippgenerator ist dann außer Betrieb. In dieser Stellung kann über die

Buchsen Bu 3 und Bu 4 eine beliebige Spannung von außen angelegt werden. Sie gelangt über C_{23} an die Basis des Transistors T 3, der in Kollektorschaltung arbeitet. Mit dem Potentiometer $P_5 = 100 \text{ k}\Omega$ wird der Wert der an den Eingang des Gegentaktendverstärkers gelangenden Wechselfspannung auf den gewünschten Wert eingestellt. Wir wissen bereits, daß die Kollektorschaltung einen hohen Eingangswiderstand hat. Das ist auch der Grund, weshalb wir sie hier einsetzen. Der Basiswiderstand R_{20} hängt wie bei der Emitterschaltung von der Stromverstärkung und vom Arbeitswiderstand ab. Werfen wir noch einmal einen Blick auf Bild 5.21b. Die Betriebsspannung bezeichnen wir mit U_B und mit U_E den Spannungsabfall über R_E . Für den Basisstrom gilt näherungsweise sowohl $I_B \approx \frac{I_C}{B}$ als auch $I_B \approx \frac{U_B - U_E}{R_B}$, so daß wir zunächst $\frac{I_C}{B} \approx \frac{U_B - U_E}{R_B}$ – und nach dem gesuchten Widerstand umgestellt – $R_B \approx \frac{U_B - U_E}{I_C} \cdot B$ erhalten. Damit der Arbeitspunkt der Kollektorstufe in der Mitte des Aussteuerbereiches liegt, darf U_E nur halb so groß wie U_B sein: $U_B = 2 \cdot U_E$; die Differenz $U_B - U_E$ wird dann gleich U_E . Für I_C setzen wir $\frac{U_E}{R_E}$ ein, so daß sich für den Basiswiderstand einer Kollektorstufe $R_B \approx \frac{U_E \cdot B \cdot R_E}{U_E}$ bzw. $R_B \approx B \cdot R_E$ ergibt.

In der Schaltung nach Bild 10.22 wurde für T 3 ein Si-Miniplast-Transistor SF 215 mit $B = 200$ eingesetzt; deshalb ist $R_B = 200 \cdot 15 \text{ k}\Omega = 3 \text{ M}\Omega$ groß. Der Eingangswiderstand liegt ebenfalls bei $3 \text{ M}\Omega$. Sobald mit S_3 der Kippgenerator eingeschaltet wird, liegt diese Kollektorstufe am Kippkondensator, und die Belastung des Generators durch den nachfolgenden Verstärker wird sehr gering gehalten. Das ist wesentlich für eine gute Linearität des Kippspannungsanstiegs und damit der Zeitablenkung.

Die Schaltung des Kippgenerators probieren wir ebenfalls zunächst wieder auf dem Experimentierbrettchen aus; als Endverstärker verwenden wir den bereits fertiggestellten. In die Experimentierschaltung bauen wir jeweils nur einen Kippkondensator ein. Die Bauelemente zur Synchronisation lassen wir weg. Den Abgriff des Einstellwiderstandes R_{16} bringen wir etwa auf Mitte. Die Größe dieses Widerstandes beeinflußt sowohl die Höhe der Kippspannung als auch die Kippfrequenz. Sollte unsere Experimentierschaltung bei Frequenzen oberhalb 100 kHz nicht mehr schwingen, so brauchen wir nicht enttäuscht zu sein. Für die oben angegebenen 150 kHz ist ein sehr sorgfältiger Schaltungsaufbau erforderlich, den wir anschließend in gedruckter Schaltung vornehmen. Leitungsführung und Bestückungsplan sind im Bild 10.24 dargestellt. Die Schaltung des X-Endverstärkers entspricht bis auf drei Bauelemente der des Y-Endverstärkers, und es besteht folgende Zuordnung:

Y-Endverstärker	$R_{45} \cdots R_{53}$	R_{54}	C_{40}	C_{41}	C_{42}	C_{43}	T 10 \cdots T 13
X-Endverstärker	$R_{23} \cdots R_{31}$	R_{32}	C_{26}	C_{27}	C_{28}	C_{29}	T 4 \cdots T 7
andere Werte	–	– 10k	10k	–	200 pF	–	–

Da die Endstufentransistoren mit $+100 \text{ V}$ betrieben werden und die Kollektorwiderstände $10 \text{ k}\Omega$ groß sind, stellen wir die Kollektorströme

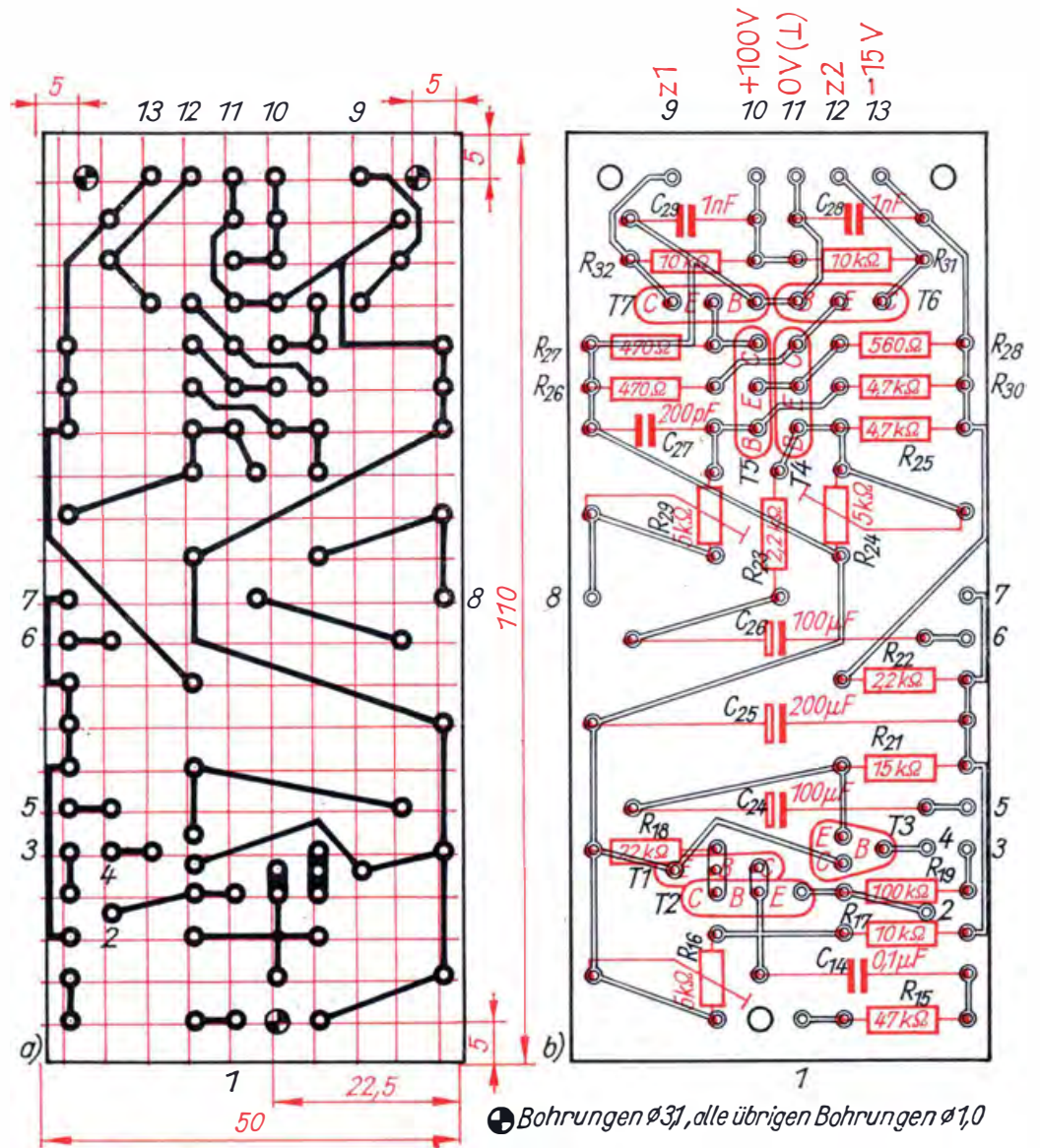


Bild 10.24
Leitungsführung (a)
und Bestückungsplan
(b) des Kippgerätes X

auf $I = \frac{50 \text{ V}}{10 \text{ k}\Omega} = 5 \text{ mA}$ ein. Nachdem wir die bestückte Platine des Kippgerätes auf ihre Funktionstüchtigkeit geprüft haben, schrauben wir sie und die des Y-Endverstärkers an die Streben. Beide liegen der Platine des Netzgerätes genau gegenüber, die des Kippgerätes befindet sich in Frontplattennähe. Zwischen Platine und Strebe legen wir wieder kleine Pertinaxabstandsstücke unter.

Wie die beiden Platinen anzuschließen sind, geht teilweise aus den Bildern 10.14, 10.17, 10.19b und 10.24b hervor. Bild 10.25 zeigt die Gesamtschaltung des Oszillografen, das wir ebenfalls für die Verdrahtung heranziehen können. Es bedeuten:

- NG Platine des Netzgerätes,
- X Platine des Kippgerätes,
- YV Platine des (noch zu bauenden) Y-Vorverstärkers,
- YE Platine des Y-Endverstärkers; YV und YE bilden den Meßverstärker.

Besondere Aufmerksamkeit widmen wir dem Verlegen der Leitungen zu den Ablenkplatten. Erfolgt dies unsachgemäß, kann es die Funktion des Oszillografen in Frage stellen. Wir erkennen das entweder an einer

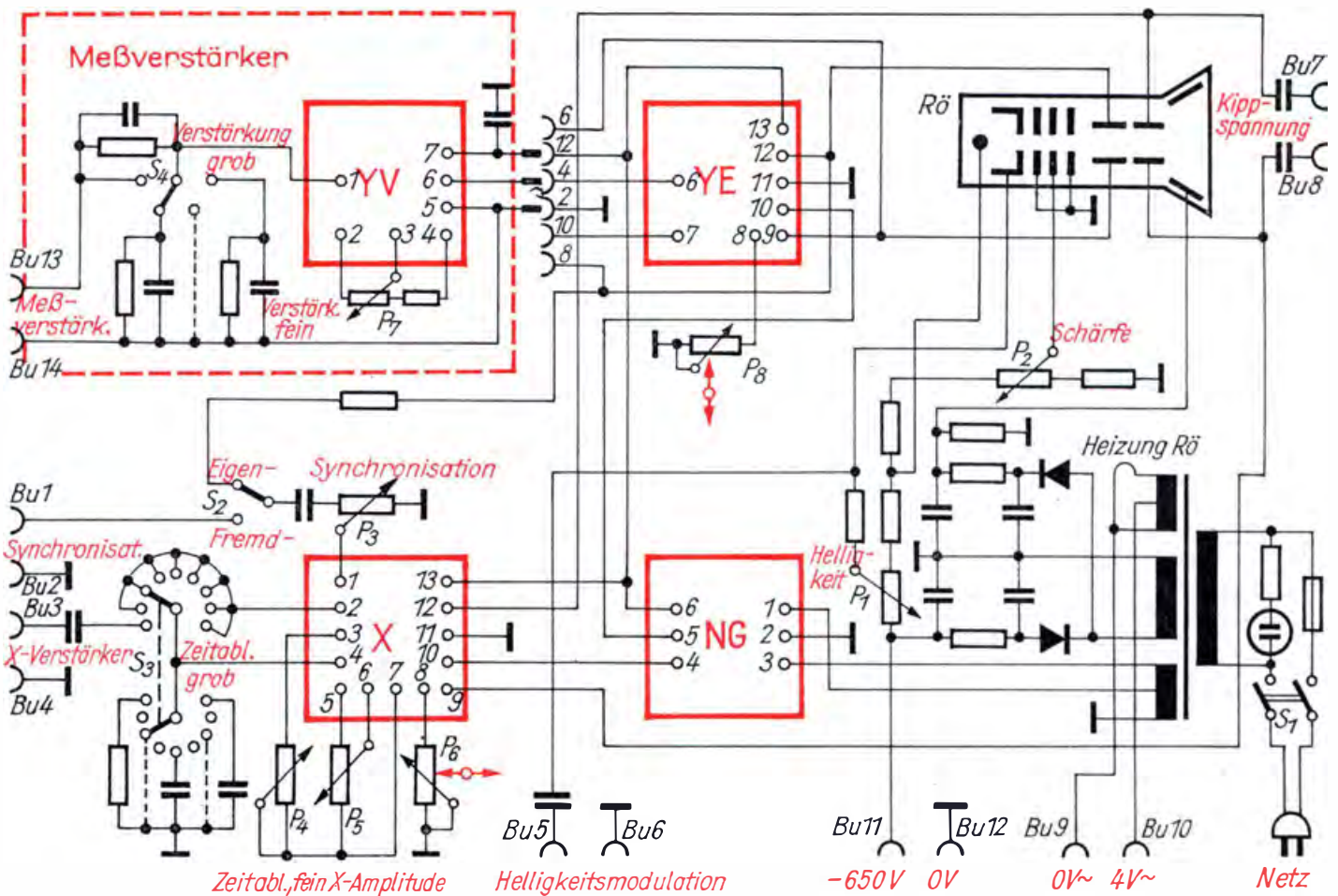


Bild 10.25
Gesamtschaltbild des
Oszillografen

gekrümmten, geneigten oder unregelmäßig verformten Zeitlinie. Daran denken wir auch, wenn der eigentliche Meßverstärker angeschlossen wird und wenn wir die beiden Leitungspaare zum Herausführen der Kipp- bzw. der Meßspannung anschließen. Die Leitungen sollen möglichst kurz sein und weit genug voneinander entfernt verlaufen.

Während wir die beiden abgeschirmten Zeitplattenzuleitungen „hinter“ den Leiterplatten unterhalb des Abschirmzylinders zur Röhrenfassung führen, gehen die beiden nicht abgeschirmten flexiblen Meßplattenzuleitungen an der Seite des Abschirmzylinders, aber weit genug von diesem und voneinander entfernt, zur Fassung.

Das Herausfinden der günstigsten Lage der Leitungen kann unter Umständen einige Stunden dauern; diese Zeit müssen wir geduldig aufbringen. *Vor jedem Berühren und Verbiegen der Leitungen schalten wir den Netzschalter aus und ziehen außerdem den Netzstecker aus der Dose.* Das erfordert zwar etwas mehr Zeit, ist aber zur Vermeidung von Unfällen unbedingt notwendig.

Danach führen wir wieder eine Funktionsprobe durch. Für den Abgleich des Kippgenerators ist ein Rechteck- oder Wechselspannungsgenerator von Vorteil, dessen Frequenz sich im Bereich von 10 Hz bis 500 kHz verändern läßt und dessen Spannung wir über Anschluß YE₆ und Masse auf die Meßplatten geben. Sollte trotz aller Versuche die Kipp-schwingung im höchsten Frequenzbereich abreißen, noch bevor wir das Potentiometer P₄ bis zum rechten Anschlag durchgedreht haben, bauen wir in die Leitung vom Umschalter S₃ zum Anschluß X₂ eine kleine Induktivität ein. Auf den Kern eines Dreikammerspulenkörpers wik-

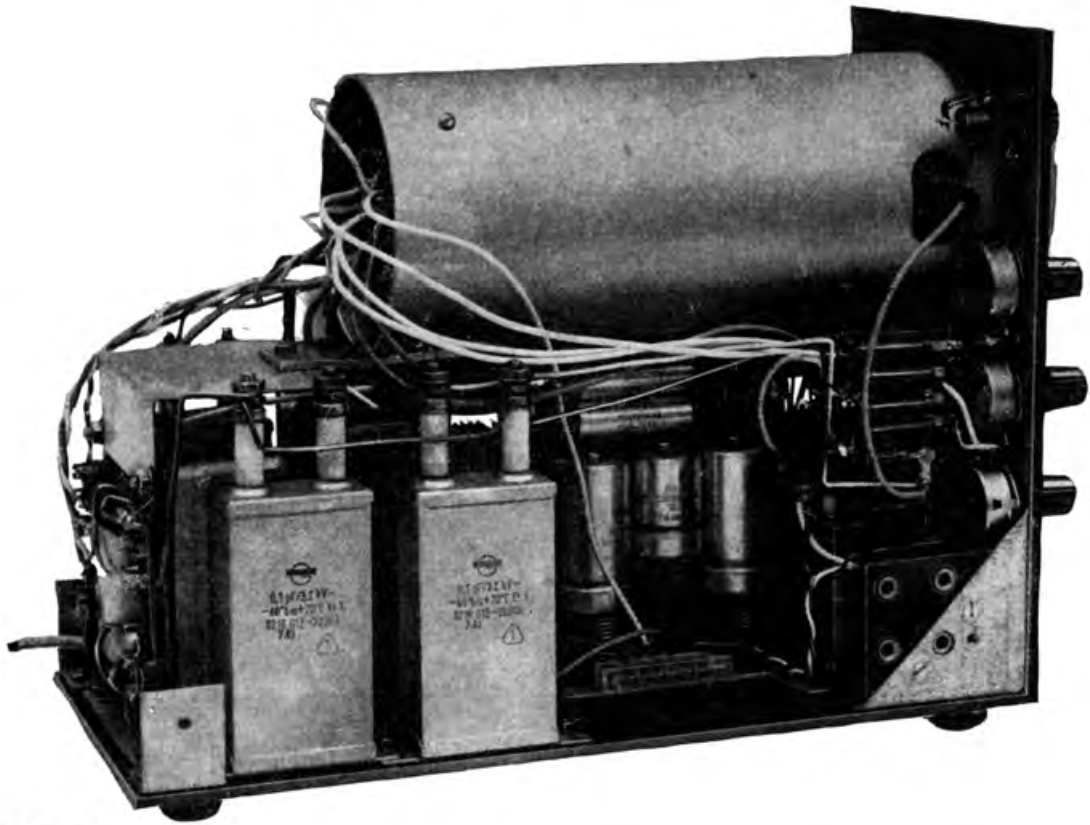


Bild 10.26
Ansicht des Oszillo-
grafenaufbaues von
links

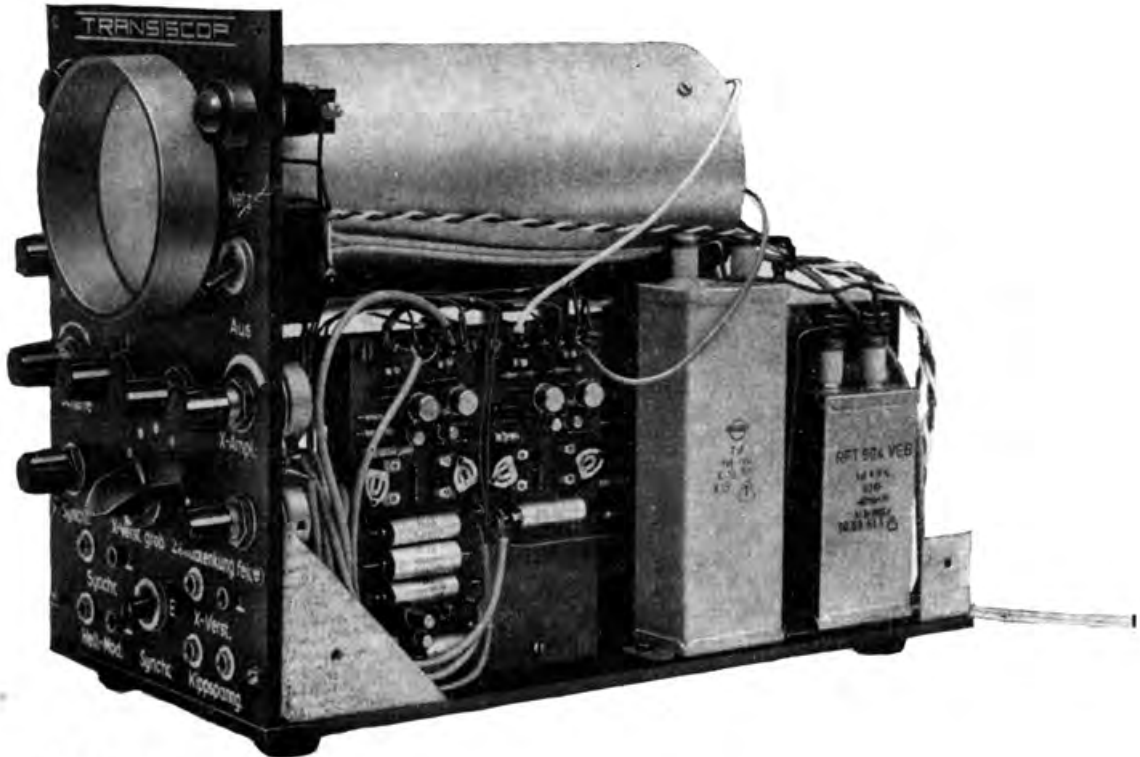


Bild 10.27
Ansicht des Oszillo-
grafenaufbaues von
rechts

keln wir zu diesem Zweck 10 bis 20 Windungen aus 0,2 CuL. Dann stellen wir mit dem Einsteller $R_{16} = 5 \text{ k}\Omega$ im höchsten Frequenzbereich und bei Rechtsanschlag von P_4 eine Kippfrequenz von 150 kHz ein. Nach diesem Abgleich von R_{16} müssen sich automatisch etwa die Frequenzbereiche ergeben, die zu Beginn genannt wurden. Wir überzeugen uns davon, indem wir an Eingang YE_6 und Masse eine niedrige Wechselspannung (über Potentiometer 1 k Ω) legen. Im niedrigsten Frequenzbereich und bei Linksanschlag von P_4 müssen fünf Schwingungen abgebildet werden, die langsam über den Schirm wandern. Geben wir eine Wechselspannung von 5 bis 10 V an den Eingang „Helligkeitsmodulation“, wird der Elektronenstrahl periodisch abgedunkelt. Die Grundhelligkeit des Strahls darf dabei nicht zu groß sein. Sind wir mit dem Ergebnis zufrieden, wenden wir uns dem Bau des Meßverstärkers zu. Die Bilder 10.26 und 10.27 vermitteln uns zwei Ansichten des bisherigen Aufbaus unseres Elektronenstrahloszillografen.

Wir bauen einen Meßverstärker

Aus Bild 10.25 ist ersichtlich, daß der Y-Vorverstärker YV – mit einer Reihe externer Bauelemente (wir nennen diese Baugruppe der Einfachheit halber „Meßverstärker“, obwohl es sich eigentlich nur um den Vorverstärker handelt) – nicht fest in den Oszillografen eingebaut, sondern über eine Steckverbindung „eingeschoben“ wird. Das ist deshalb vorteilhaft, weil wir später den Oszillografen für unsere Fernsehexperimente verwenden wollen und er dann an Stelle des Meßverstärkers ein zweites Kippgerät erhalten muß. Das Schaltbild des Meßverstärkers entnehmen wir Bild 10.28. Über umschaltbare RC-Kombinationen gelangt die Meßspannung an eine vom Kippgerät bekannte Kollektorstufe mit T 8, die wieder für einen hohen Eingangswiderstand sorgt. Am Potentiometer $P_7 = 100 \text{ k}\Omega$ stellen wir den Wert der Meß-

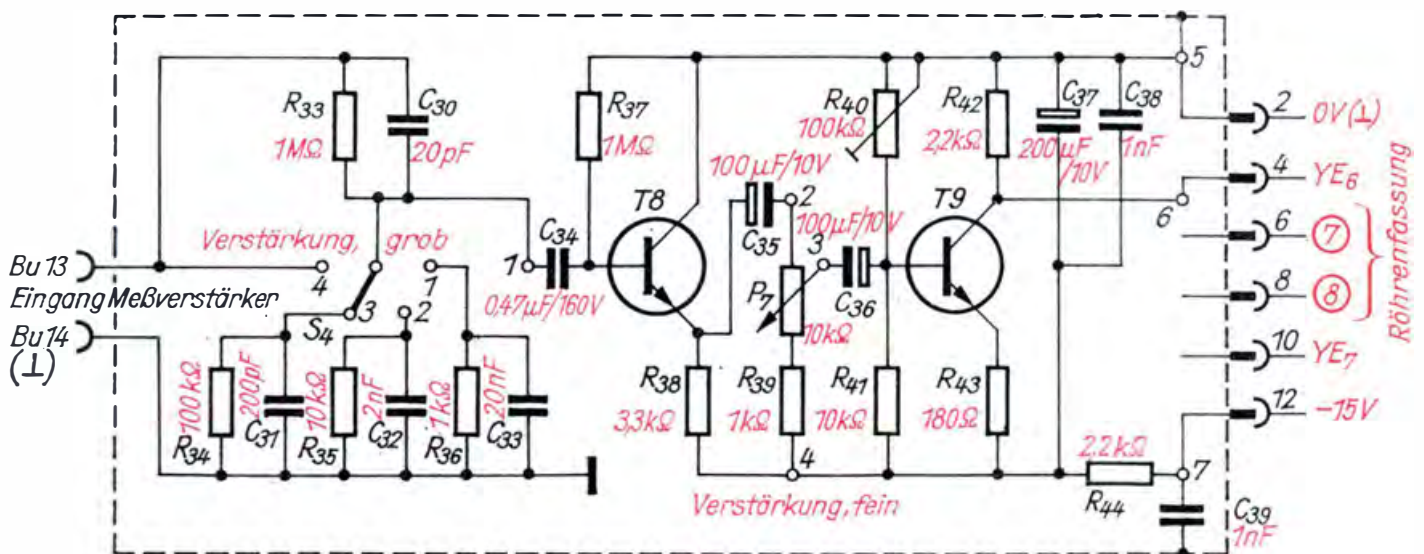


Bild 10.28
Schaltbild des Meß-
verstärkers

spannung ein, der dann von der Emitterstufe mit T 9 verstärkt wird, ehe er den Y-Endverstärker ansteuert. Für T 8 und T 9 wurden in der Musterschaltung ausgesuchte Bastel-Miniplast-Transistoren (SF 215) eingesetzt. Die Stromverstärkungen betragen für T 8 $B = 300$ und für T 9 $B = 150$. Der Kollektorstrom von T 8 beträgt 1,5 mA, den von T 9 stellen wir mit R_{39} auf 2 mA ein.

Ein frequenzunabhängiger Spannungsteiler

Untersuchen wir nun, welche Funktion die um S_4 gruppierten RC-Kombinationen erfüllen. Unsere bisher gebauten NF-Verstärker hatten jeweils am Eingang ein Potentiometer, mit dem wir die Verstärkung stufenlos einstellen konnten. Würden wir nach Bild 10.29a an den Meßverstärkereingang ebenfalls ein Potentiometer schalten, träten untragbar hohe Meßfehler bzw. Kurvenverzerrungen auf. Das machen wir uns wieder an einem kleinen Rechenbeispiel klar.

Damit die Belastung des Meßobjekts klein bleibt, muß P hochohmig sein, wir nehmen $P = 1 \text{ M}\Omega$ an. Wenn der Schleifer in der Mitte steht, sind die Teilwiderstände $500 \text{ k}\Omega$ groß; die Ausgangsspannung U_A ist dann halb so groß wie die Eingangsspannung U_E , denn es gilt dann

$$\frac{U_A}{U_E} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{500 \text{ k}\Omega}{1000 \text{ k}\Omega} = \frac{1}{2}.$$

Dem Teilwiderstand R_2 liegt die Eingangskapazität des Transistors sowie eine bestimmte Schaltkapazität parallel, die bei Niederfrequenz bedeutungslos ist. Beträgt jedoch die Meßfrequenz $f = 1 \text{ MHz}$ und ist $C \approx 20 \text{ pF}$ groß, so hat diese einen Wechselstromwiderstand von $R_C = \frac{1}{2 \pi \cdot f \cdot C} = \frac{1 \text{ V}}{2 \pi \cdot 10^6 \text{ s}^{-1} \cdot 20 \cdot 10^{-12} \text{ As}} =$

$$8 \text{ k}\Omega. \text{ Damit ist aber der am Transistoreingang liegende Teilwiderstand } R_2^* \text{ nicht mehr } 500 \text{ k}\Omega \text{ groß, sondern kleiner als } 8 \text{ k}\Omega. \text{ Während von einer niederfrequenten Spannung immer noch die Hälfte an den Transistor gelangt, ist es bei der hochfrequenten nur } \frac{U_A}{U_E} = \frac{R_2^*}{R_1 + R_2^*} = \frac{8 \text{ k}\Omega}{508 \text{ k}\Omega} = \frac{1}{63}.$$

Dieser für einen Meßverstärker untragbar hohe Fehler läßt sich beseitigen, wenn parallel zum Teilwiderstand R_1 ein Kondensator geschaltet wird (vgl. Bild 10.29b). Dabei muß das Verhältnis der Ohmschen Teil-

widerstände ebensogroß wie das der kapazitiven sein: $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_{C1}}{R_{C2}}$. Hier-

aus ergibt sich aber auch der Nachteil, daß nun kein Potentiometer mehr verwendet werden kann, denn das Verhältnis zweier Kondensatoren ist unveränderlich. Um eine Beziehung zum Berechnen der erforderlichen Kapazitäten zu haben, verändern wir obige Gleichung noch etwas:

$$\frac{R_{C1}}{R_{C2}} = \frac{\frac{1}{2 \pi \cdot f \cdot C_1}}{\frac{1}{2 \pi \cdot f \cdot C_2}} = \frac{2 \pi \cdot f \cdot C_2}{2 \pi \cdot f \cdot C_1}.$$

In diesem Ausdruck läßt sich $2 \pi \cdot f$ kürzen, und wir erhalten $\frac{R_1}{R_2} = \frac{C_2}{C_1}$.

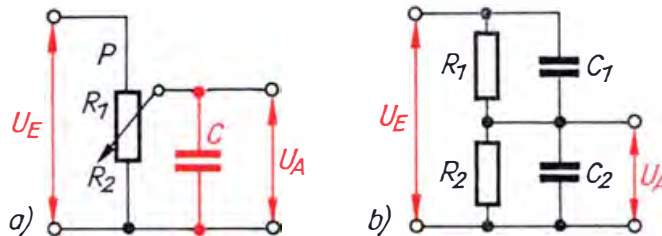


Bild 10.29
Zum Eingangsspannungsteiler des Meßverstärkers

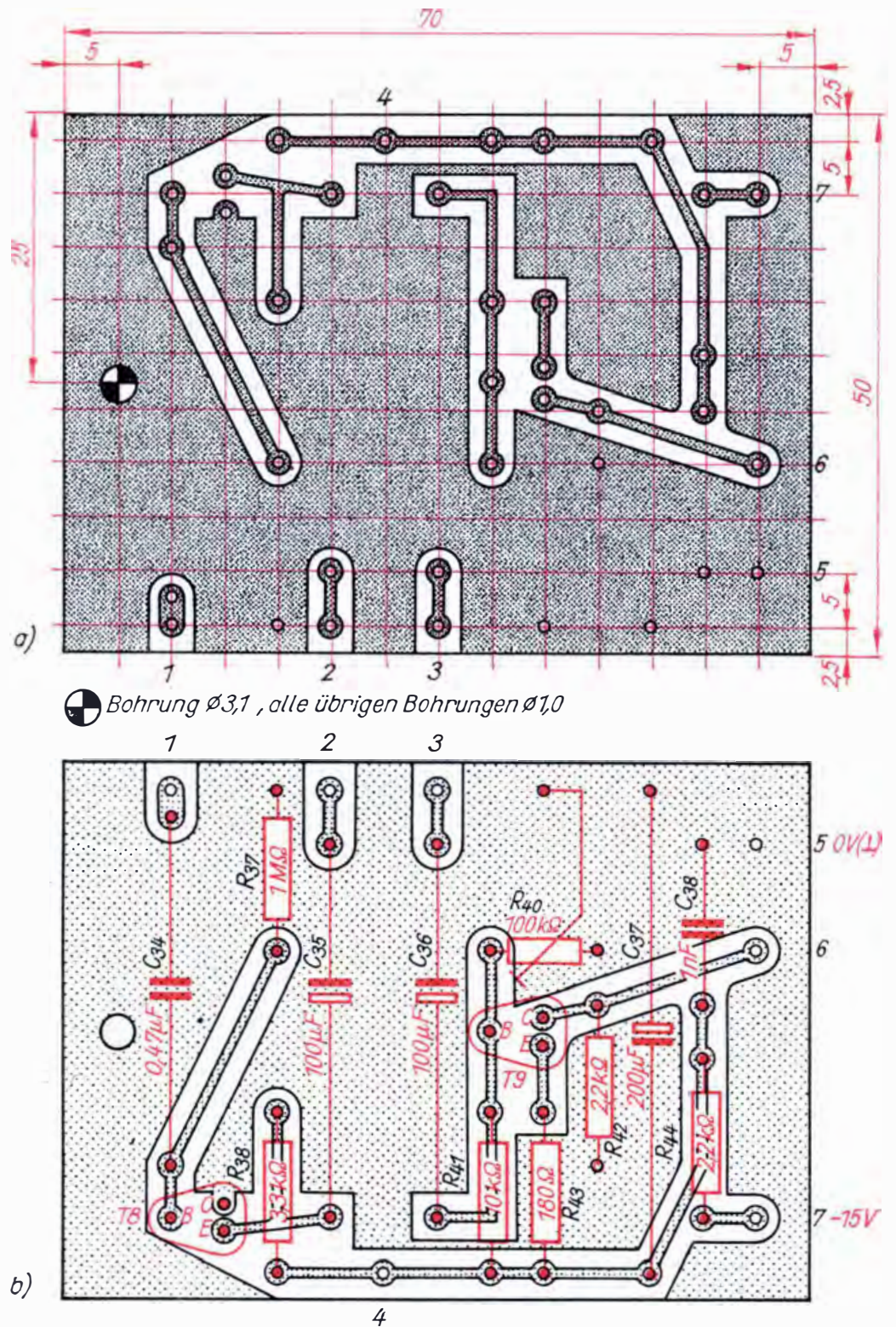
Da der genaue Wert der Schalt- und Transistorkapazität unbekannt ist, geben wir uns die Kapazität $C_1 = 20 \text{ pF}$ vor. Als Teilwiderstand R_1 wählen wir $1 \text{ M}\Omega$, R_2 sei $100 \text{ k}\Omega$ groß. Die Ausgangsspannung wird dann auf $\frac{U_A}{U_E} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{100 \text{ k}\Omega}{1100 \text{ k}\Omega} = \frac{1}{11}$ der Eingangsspannung herabgesetzt. Die Kapazität des zweiten Kondensators muß $C_2 = C_1 \cdot \frac{R_1}{R_2} = 20 \text{ pF} \cdot \frac{1000 \text{ k}\Omega}{100 \text{ k}\Omega} = 20 \text{ pF} \cdot 10 = 200 \text{ pF}$ betragen. Um das Verhältnis der Teilwiderstände berechnen zu können, brauchen wir zunächst den kapazitiven Widerstand von C_2 für 1 MHz . Er beträgt – bitte nachrechnen! – $R_{C2} = 800 \Omega$. Die Gegenüberstellung von $\frac{R_1}{R_2} = \frac{1000 \text{ k}\Omega}{100 \text{ k}\Omega}$ und $\frac{R_{C1}}{R_{C2}} = \frac{8000 \Omega}{800 \Omega}$ ergibt jetzt Verhältnisgleichheit. Der Gesamtwiderstand des Spannungsteilers ist zwar kleiner geworden, das Widerstandsverhältnis bleibt jedoch konstant.

Im Bild 10.28 entspricht R_{33} dem Teilwiderstand R_1 , C_{30} ist die vorgegebene Kapazität C_1 . Diese Teilkombination bleibt unverändert, während mit S_4 drei unterschiedliche RC-Kombinationen eingeschaltet werden können. In der vierten Stellung von S_4 gelangt die volle Meßspannung über C_{34} an die Basis von T 1. In der dritten beträgt der an T 1 gelangende Spannungsanteil nur noch $\frac{1}{11}$, in der zweiten $\frac{1}{101}$ und in der ersten $\frac{1}{1001}$ der Eingangsspannung. Bedenken wir weiter, daß unsere Bauelemente im allgemeinen eine Toleranz von 10% haben, so dürfen wir mit ruhigem Gewissen die Spannungsteilverhältnisse mit $1 : 1$, $1 : 10$, $1 : 100$ und $1 : 1000$ bezeichnen.

Der Meßverstärker muß abgeschirmt werden

Nach der Erprobung des Meßverstärkers auf dem Experimentierbrettchen erfolgt wieder der Aufbau auf einer Leiterplatte nach Bild 10.30. Die Bauelemente des Spannungsteilers löten wir wie die Kippkondensatoren direkt an den Drehschalter. Da der Meßverstärker sehr brummempfindlich ist, müssen wir ihn vollständig abschirmen. Deshalb fertigen wir das kleine Gehäuse aus $1,5 \text{ mm}$ dickem kupferkaschiertem Hartpapier. Die Kupferseite weist dabei nach innen. Wir brauchen zwei Platten der Größe $50 \text{ mm} \times 70 \text{ mm}$ für Boden und Deckel, zwei $50 \text{ mm} \times 72 \text{ mm}$ große Seitenwände, eine $70 \text{ mm} \times 75 \text{ mm}$ große Frontplatte und eine $70 \text{ mm} \times 66 \text{ mm}$ große Rückwand. Die Frontplatte bearbeiten wir nach Bild 10.31a. Damit die Telefonbuchse Bu 13

Bild 10.30
Leitungsführung (a)
und Bestückungsplan
(b) des Y-Vorver-
stärkers YV



keinen Kontakt mit dem Kupferbelag bekommt, senken wir die entsprechende Bohrung von der Kupferseite an und legen eine Pertinaxisolierringe unter die Mutter; Bu 14 schrauben wir direkt an.

Nach der mechanischen Bearbeitung der Platten verlöten wir fünf davon zum Gehäuse. Eine kleine Holzvorrichtung nach Bild 10.32, in der die Platten ordentlich ausgewinkelt und angeklemt werden können, leistet dabei gute Dienste. Der LötKolben muß richtig warm sein und sollte eine Leistung von 100 W haben. Beim Verlöten der Kanten,

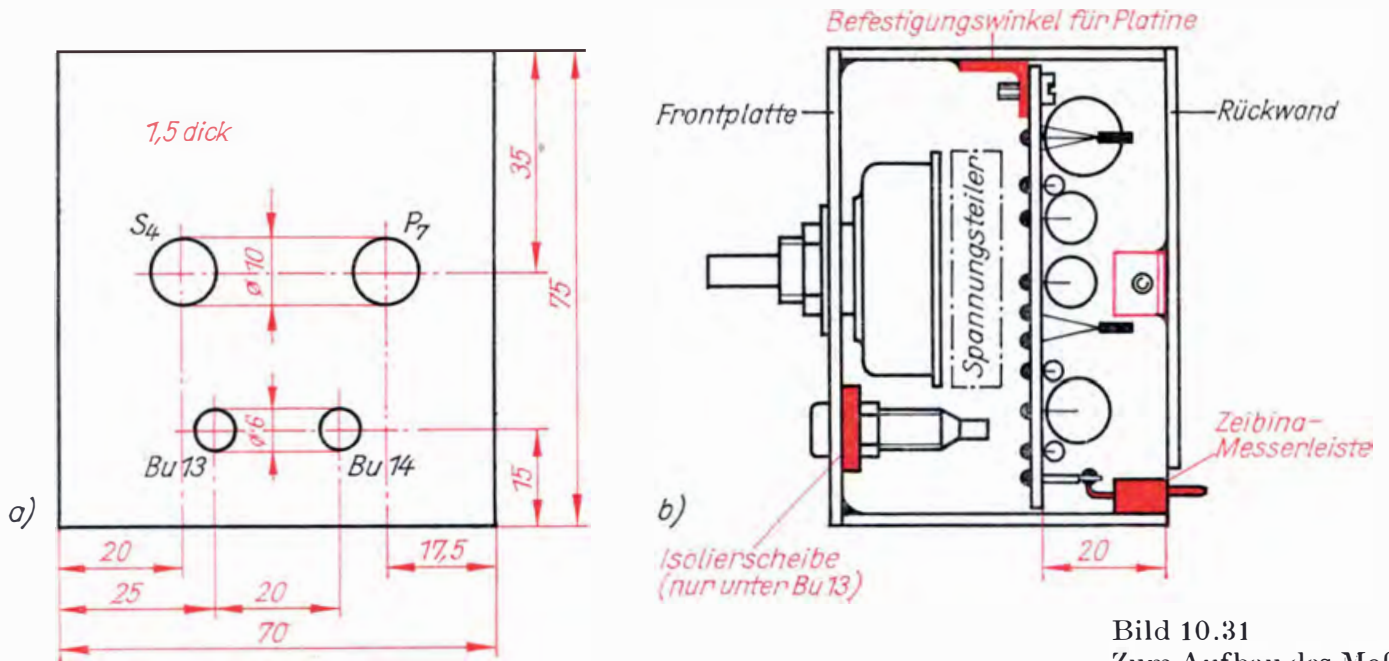


Bild 10.31
Zum Aufbau des Meß-
verstärker-Einschubs:
a) Frontplatte
b) Querschnitt durch
das Gehäuse

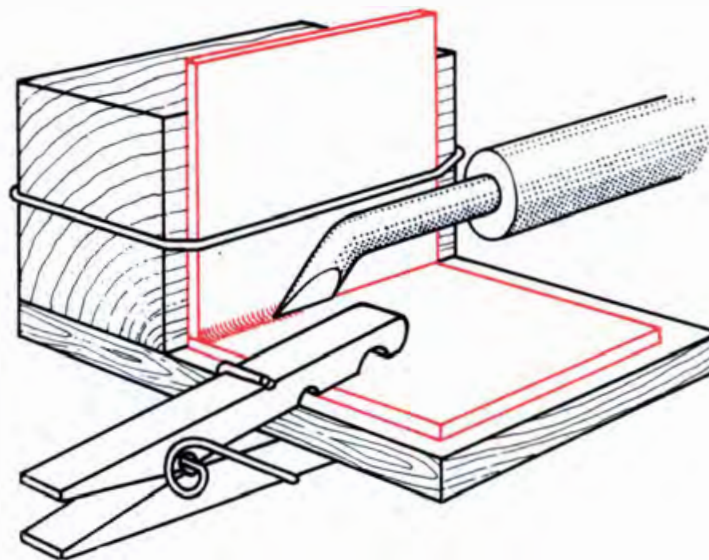


Bild 10.32
So lassen sich Ge-
häusekanten exakt
löten

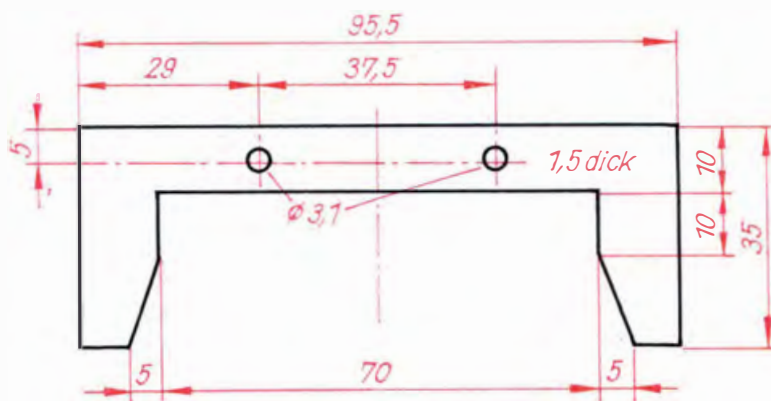
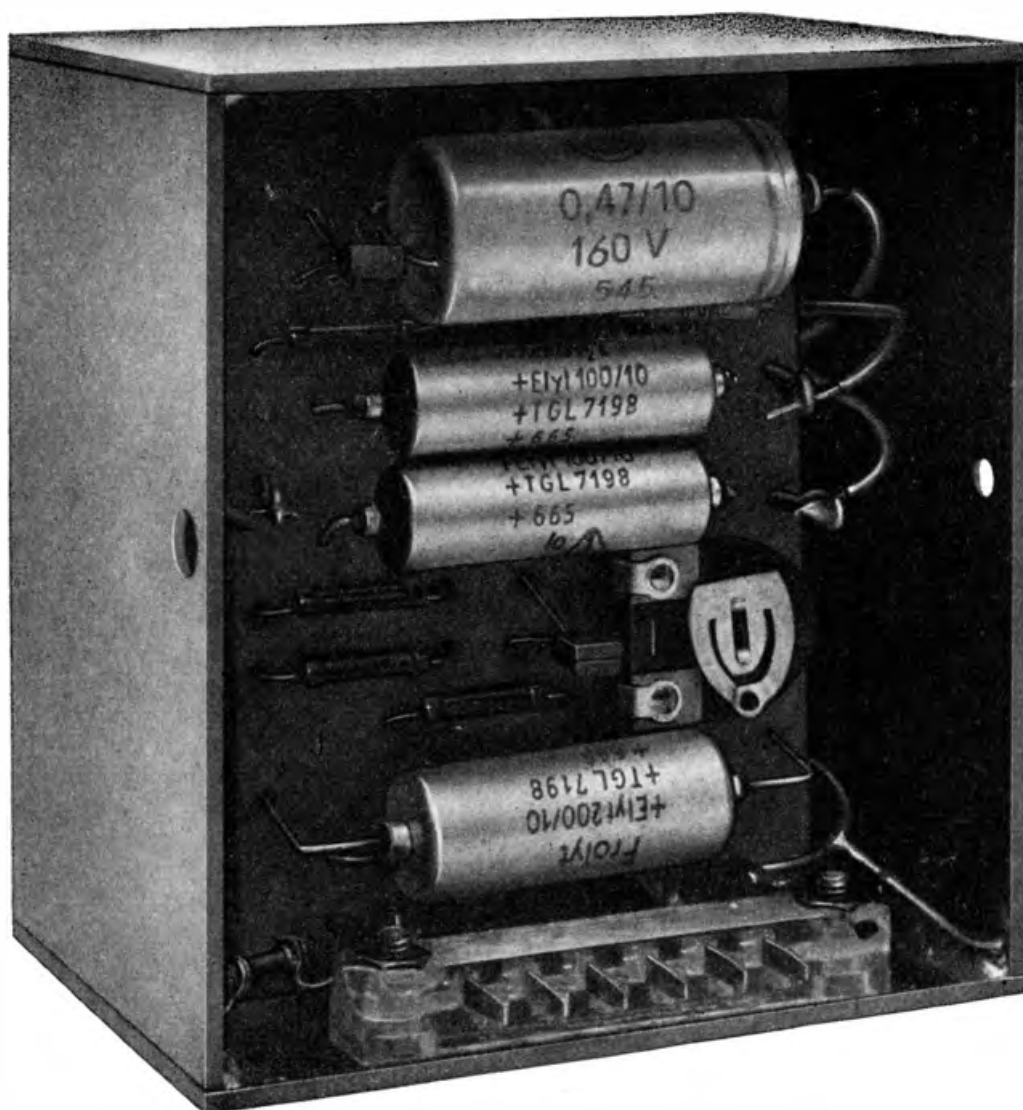


Bild 10.33
Führungsplatte für
den Einschub

das wir vorher erst an Abfallstückchen geübt haben, muß das Lot gleichmäßig fließen. Als Flußmittel verwenden wir säurefreies Lötfett, das nach dem Lötten mit Spiritus wieder restlos entfernt wird. Für das Anschrauben der Platine kleben wir mit Epasol EP 11 einen kleinen Winkel an die Deckplatte (vgl. Bild 10.31b). Die sechspolige ZEIBINA-Messerleiste ist genau in der Mitte der Bodenplatte anzuordnen; wir schrauben sie mit zwei Senkschrauben M3 an. Die Lötflansen der Messerleiste biegen wir nach oben und löten entsprechend Bild 10.28 die Anschlüsse 5, 6 und 7 der Platine an. Zwischen Anschluß 5 und der Gehäuseinnenseite löten wir eine kurze Drahtbrücke als direkte Masseverbindung und zwischen Anschluß 7 und dem Gehäuse einen Kondensator von 1 nF zur hochfrequenzmäßigen Erdung der Betriebsspannung an. Bild 10.34 gestattet uns einen Blick in das Verstärkergehäuse.

Die Rückwand muß beim Anschrauben elektrischen Kontakt mit der Kupferschicht des Gehäuses bekommen. Deshalb dürfen wir die beiden Befestigungswinkel nicht an die Rückwand kleben, sondern wir müssen diese anlöten. Dann setzen wir die Rückwand an das Gehäuse, bohren jeweils durch eine Seitenwand und den darunterliegenden Winkel ein 2,4-mm-Loch und nehmen die Rückwand wieder ab. Die beiden Ge-

Bild 10.34
Unser Meßverstärker-
Einschub



häuselöcher bohren wir auf 3 mm auf, und in die Winkel schneiden wir Gewinde M3. Mit zwei Senkschrauben M3 schrauben wir zum Schluß die Rückwand an das Gehäuse.

Die zur Messerleiste passende Federleiste schrauben wir gemeinsam mit der Führungsplatte (vgl. Bild 10.33) aus 1,5 mm dickem Platinenmaterial bei N 1 und N 2 am Grundbrett des Oszillografen fest. Bild 10.28 gibt an, wo die Fahnen der Federleiste anzuschließen sind. Die Federn 6 und 8 verbinden wir auf kürzestem Wege mit den Anschlüssen 7 und 8 der Bildröhrenfassung. Diese Leitungen dürfen nicht in die Nähe der Zeitplattenleitungen kommen und dürfen auch nicht gegenseitig koppeln. Für den Masseanschluß legen wir eine besondere Leitung vom Transformator zur Feder 2.

Zum Meßverstärker gehört auch unbedingt ein abgeschirmtes Zuleitungskabel. Dafür nehmen wir aber nicht das dünne Abschirmkabel, das wir für die Leitungen des Kippgerätes im Oszillografen verwendet haben, sondern sogenanntes Koaxialkabel, wie es auch teilweise für Fernsehantennenleitungen üblich ist. Aus Bild 10.35 ist ersichtlich, wie wir die Enden des Koaxialkabels bearbeiten und dann je zwei kurze flexible Leitungen anlöten. Zuerst bringen wir die rote Leitung an, dann umwickeln wir die Lötstelle mit so viel Isolier- oder Lenkerband, bis die Dicke etwa mit der des Abschirmgeflechtes übereinstimmt. Anschließend löten wir die Masseleitung an und isolieren das ganze noch einmal. Die Masseleitung an dem Ende unserer Meßleitung, das wir am Meßobjekt anschließen, soll etwa 15 cm lang sein.

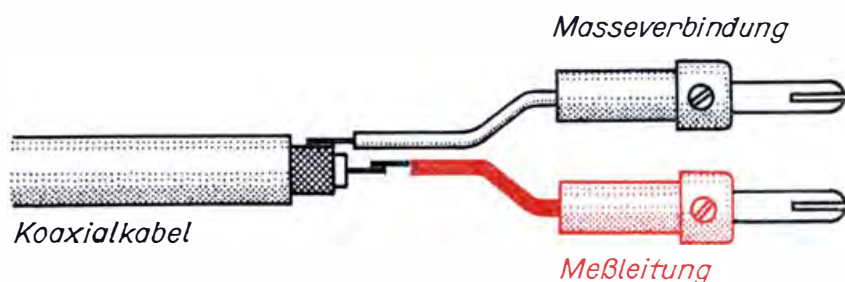


Bild 10.35
Zum Bau der Meßleitung

Nach der letzten Funktionsprobe, bei der die Massebuchse Bu 14 des Meßverstärkers geerdet und unter Umständen noch diese oder jene Leitungsführung korrigiert werden muß, bauen wir das Gehäuse des Oszillografen. Als prinzipielles Vorbild dient uns dabei das Gehäuse unseres Stromversorgungsgerätes nach Bild 3.20. Die eine Seitenwand muß eine 70 mm breite und 80 mm hohe Aussparung für den Meßverstärkereinschub erhalten; der Abstand der Aussparung von der Frontplattenkante beträgt 75 mm. Außerdem dürfen wir nicht die Bohrungen und ihre Kennzeichnung für die Telefonbuchsen Bu 9 bis Bu 12 vergessen. Um einen Wärmestau im Oszillografen zu vermeiden, erhalten der Deckel und eine Seitenwand eine Reihe von Belüftungsbohrungen. Außerdem bringen wir am Deckel einen Tragegriff an. Bild 10.36 zeigt unseren nunmehr betriebsbereiten Elektronenstrahloszillografen.

Um uns abschließend eine Vorstellung von der Verstärkung unseres Meßverstärkers zu verschaffen, legen wir über ein Potentiometer eine niedrige Wechselspannung von unserem Stromversorgungsgerät an seinen Eingang. Das Kippgerät schalten wir ab, das Potentiometer des

Bild 10.36
 Unser Elektronen-
 strahloszillograf

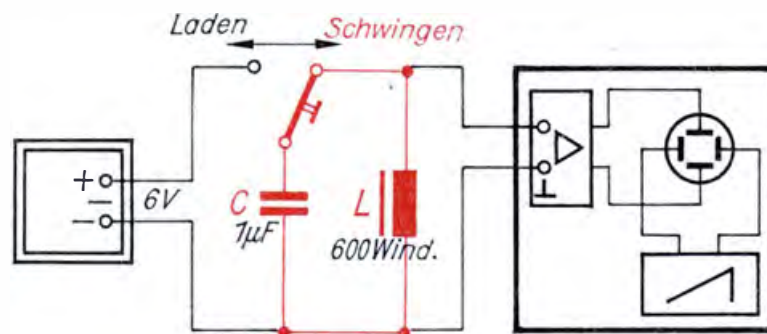


Meßverstärkers ist voll aufgedreht, und der Schalter des Eingangsspannungsteilers steht in Stellung 2. Jetzt gelangt rund $\frac{1}{100}$ der anliegenden Spannung an den Verstärker. Wir stellen nun am zusätzlichen Potentiometer eine solche Wechselspannung ein, daß die senkrechte Strahlauslenkung genau 4 cm beträgt, und messen die eingestellte Spannung. Liegt diese bei 2,7 V, gelangen an den Verstärkereingang 0,027 V. Wir erinnern uns, daß zur gleichen Strahlablenkung bei direktem Anschluß der Meßplatten 24 V Wechselspannung notwendig waren, und berechnen daher eine Spannungsverstärkung von $\frac{24 \text{ V}}{0,027 \text{ V}} \approx 900$. Dieser Wert ist für das spätere Ermitteln der Größe von niedrigen Eingangsspannungen wichtig.

11. Experimente vermitteln uns die physikalischen Grundlagen der drahtlosen Nachrichtenübertragung

Den aus Kondensator und Spule bestehenden Schwingkreis haben wir bereits kennengelernt. Wir wissen weiter, daß er eine von Kapazität und Induktivität abhängige Eigenfrequenz hat. Schauen wir uns im ersten Versuch an, daß er tatsächlich selbst Schwingungen erzeugen kann; bisher haben wir ihn immer mit einer anderen Schwingung dazu erst gezwungen. Die Versuchsschaltung entnehmen wir Bild 11.1. Der Schwingkreis besteht diesmal aus einem Kondensator von $1\ \mu\text{F}$ und unserer Experimentierspule mit 600 Windungen. Von ihr gehen wir an den Eingang des Meßverstärkers, dessen Schalter in Stellung 2 steht und dessen Potentiometer voll aufgedreht ist. Das Kippgerät ist auf die niedrigste Frequenz eingestellt. Über einen Umschalter – dazu eignet sich besonders gut eine Morsetaste – können wir den Kondensator am Stromversorgungsgerät aufladen. Sobald wir den Schwingkreis schließen, erscheint kurzzeitig auf dem Bildschirm eine Wechselstromkurve, deren Amplituden allerdings sehr rasch kleiner werden und die wir als *gedämpfte Schwingung* bezeichnen.

Bild 11.1
Wir regen einen Schwingkreis an



Wie diese *Eigenschwingung* oder *freie* Schwingung zustande kommt, wollen wir uns an Hand des Bildes 11.2 klarmachen. Wir erinnern uns dabei der bekannten Schwingung einer belasteten Feder. Bei a laden wir den Kondensator auf. Zwischen den Platten baut sich ein elektrisches Feld auf. Das entspricht dem Anheben des Massestückes am Federschwinger. Lassen wir los, bewegt es sich zur Ruhelage (b). Im Schwingkreis entlädt sich der Kondensator, die Spannung wird kleiner, der Entladestrom I_1 größer und baut in der Spule ein Magnetfeld auf. Wie die Masse des Federschwingers nicht in der Ruhelage verharret, sondern über diese hinauschießt (c), so hört auch der Stromfluß nach der vollständigen Entladung des Kondensators nicht auf. Das Spulenfeld bricht nämlich jetzt zusammen und induziert dabei einen neuen

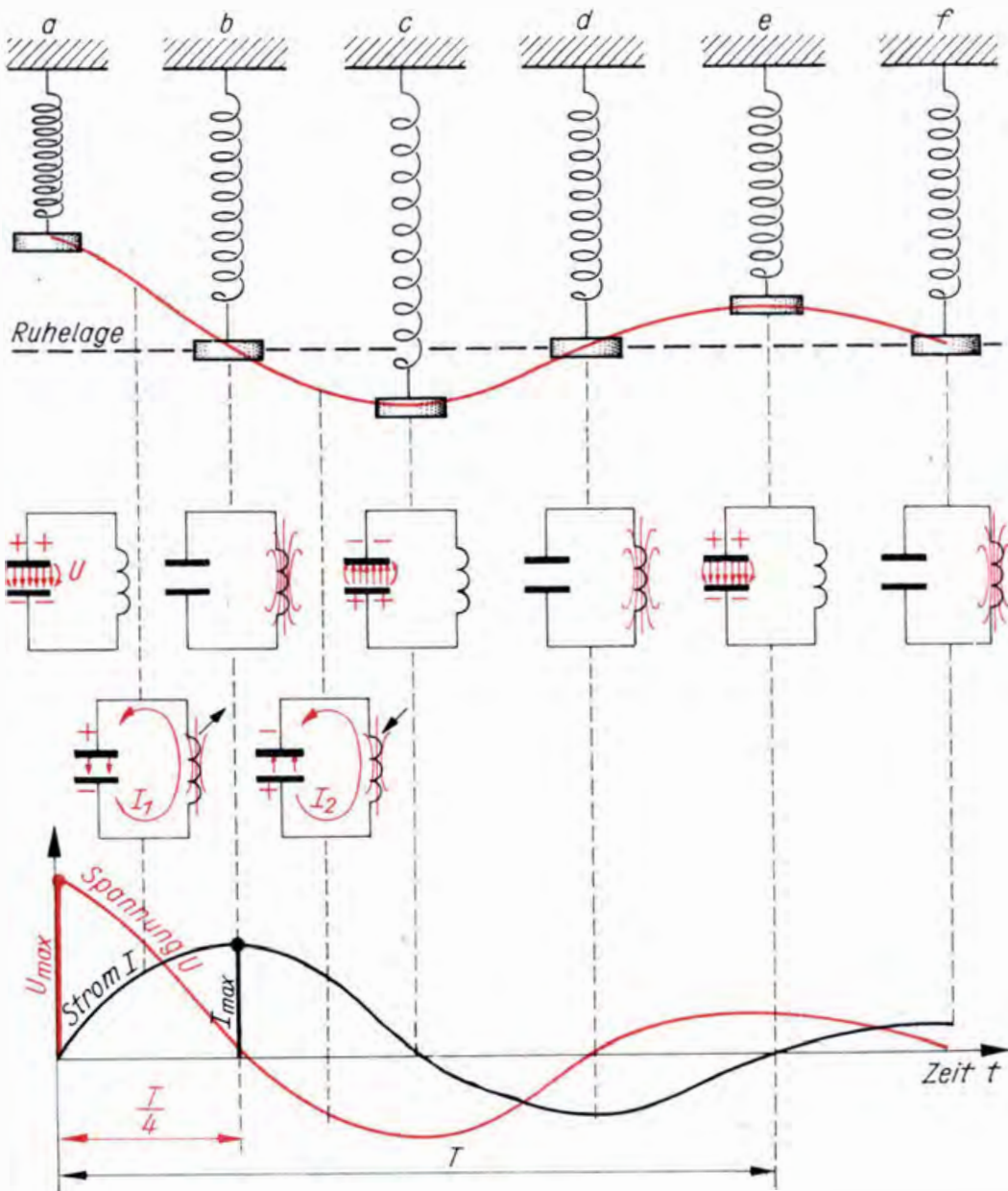


Bild 11.2
Vorgänge im
Schwingkreis

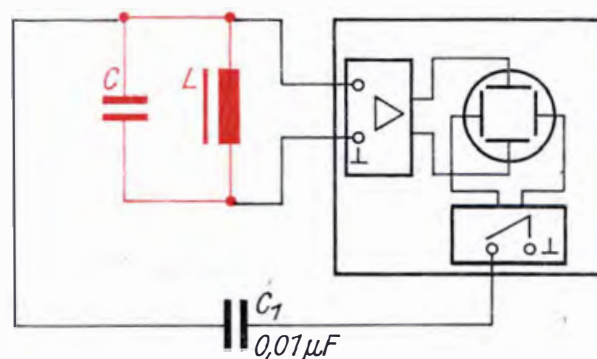
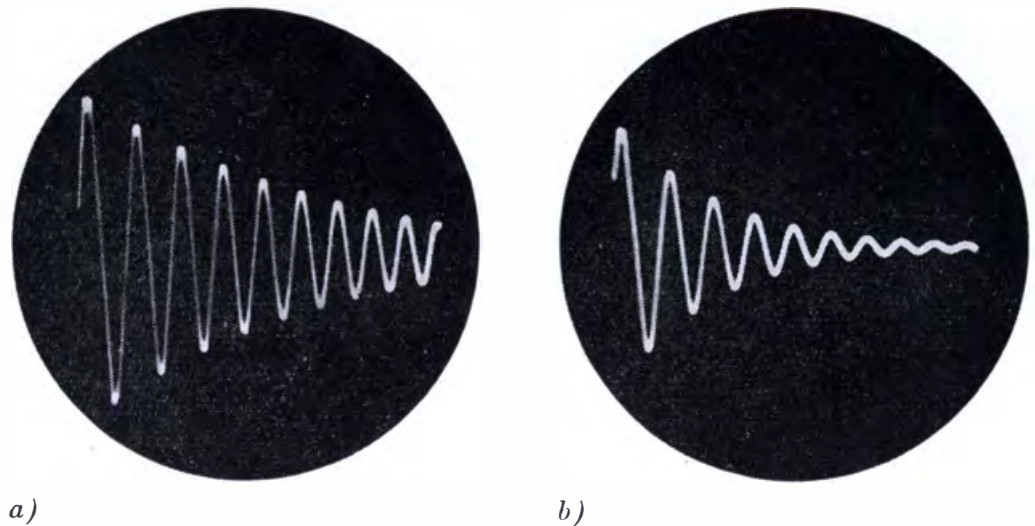


Bild 11.3
Die Kippspannung
des Oszillografen regt
den Schwingkreis an

Strom I_2 , der den Kondensator erneut – aber mit umgekehrter Polarität wie zu Anfang – auflädt. Nun kann sich der Entladevorgang in analogem Sinn wiederholen. Die Höchstwerte von Strom (I_{\max}) und Spannung (U_{\max}) treten nicht zu gleichen Zeiten auf. Die Phasenver-

Bild 11.4
 Oszillogramme von
 Schwingungen unter-
 schiedlicher Dämp-
 fung:
 a) Oszillogramm
 einer gedämpften
 Schwingung für
 $C = 1 \mu\text{F}$ und
 $L = 600$ Windun-
 gen
 b) Wie a), jedoch mit
 Reihenwiderstand
 $R = 50 \Omega$

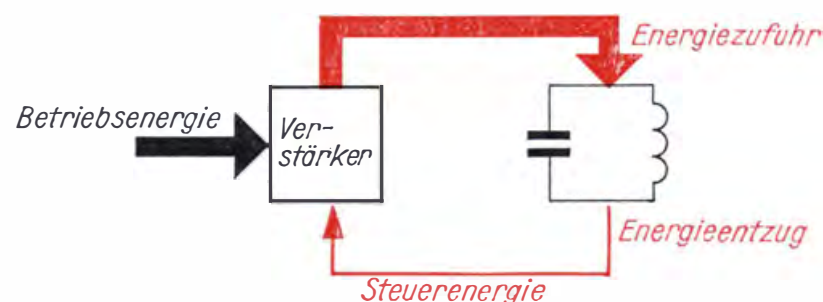


schiebung (vgl. S.55) beträgt eine Viertelperiode. Die Ausschläge des Federschwingers werden im Laufe der Zeit immer kleiner, bis die Schwingung gänzlich aufhört. Das schwingende System gibt durch Reibung Energie an die umgebende Luft ab. Im Schwingkreis wandelt sich ein Teil der Schwingungsenergie in Wärme um, da die Spule und die Verbindungsleitungen einen Ohmschen Widerstand haben.

Im Versuch nach Bild 11.1 erscheint die Spannungskurve der gedämpften Schwingung jedesmal an einer anderen Stelle auf dem Schirm. Das können wir verhindern, indem wir die Anregung des Kreises und die Ablenkung des Elektronenstrahls in Gleichlauf bringen. Wir koppeln deshalb die Kippspannung über einen Kondensator $C_1 = 0,01 \mu\text{F}$ in den Schwingkreis, so wie es aus Bild 11.3 ersichtlich ist. Unter Umständen ist es vorteilhaft, den Oszillografen über eine Massebuchse zu erden. Der Schalter des Meßverstärkers steht in Stellung 3. Auf dem Schirm erscheint das stehende Bild einer gedämpften Schwingung (vgl. Bild 11.4a). Vom Einfluß des Ohmschen Widerstandes auf die *Dämpfung* können wir uns rasch überzeugen, wenn wir einen Festwiderstand von etwa 50Ω in den Schwingkreis einbauen.

Es entsteht ein Oszillogramm nach Bild 11.4b. Ideal wäre natürlich, wenn die Amplituden der Schwingung nicht kleiner würden, wenn unser Schwingkreis eine *ungedämpfte* Schwingung erzeugen könnte. Da der Ohmsche Widerstand niemals restlos beseitigt werden kann, müssen wir dem Schwingkreis von außen Energie zuführen. Wie eine Schaukel stets im *richtigen* Augenblick einen kleinen Anstoß erhalten muß, wenn sie mit gleichen Ausschlägen schwingen soll, müssen wir auch dem Schwingkreis zum richtigen Zeitpunkt Schwingungsenergie zuführen.

Bild 11.5
 Das Prinzip der
 Selbsterregung



Daß die Steuerung automatisch vor sich gehen muß, dürfte wohl einleuchtend sein. Das Prinzip der Erzeugung ungedämpfter Schwingungen ist im Bild 11.5 dargestellt. An einer Stelle entziehen wir dem Schwingkreis die erforderliche Steuerenergie, die – von einem Transistor beträchtlich verstärkt – an anderer Stelle dem Kreis im richtigen Takt wieder zugeführt wird.

Wir bauen einen Schwingungszeuger

Die Schaltung entnehmen wir Bild 11.6. Zunächst interessiert uns nur der kräftig gezeichnete Schaltungsteil; den Oszillografen schließen wir später an. Wir verwenden zum Aufbau das Experimentierbrettchen. Als Transistor eignet sich jeder NF-Transistor mit einer Stromverstärkung zwischen 30 und 50. Am Verstärkereingang liegt, über den Basis-kondensator gekoppelt, ein „halber“ Schwingkreis, die restliche Hälfte liegt in der Kollektorleitung. Dort ist ebenfalls unser 3-W-Gehäuse-lautsprecher mit dem $100\ \Omega/5\ \Omega$ -Übertrager unseres 2-W-Verstärkers eingeschaltet. Da der Widerstand der Primärspule nicht zum Ausgangswiderstand des Transistors in unserer Experimentierschaltung paßt und der angeschlossene Lautsprecher eine zu große Last darstellt, schalten wir einen Widerstand von $100\ \Omega$ in Reihe zum Lautsprecher. Der Schwingkreiskondensator hat eine Kapazität von $1\ \mu\text{F}$. Von der Experimentierspule verwenden wir für den Schwingkreis 300 Windungen; an die Anzapfung 150 Windungen kommt der Minuspol. Nach dem Einschalten des Stromversorgungsgerätes ertönt im Lautsprecher ein gleichmäßiger Ton. Unsere Schaltung, wir nennen sie künftig *Oszillator*, erzeugt Schwingungen im Tonfrequenzbereich.

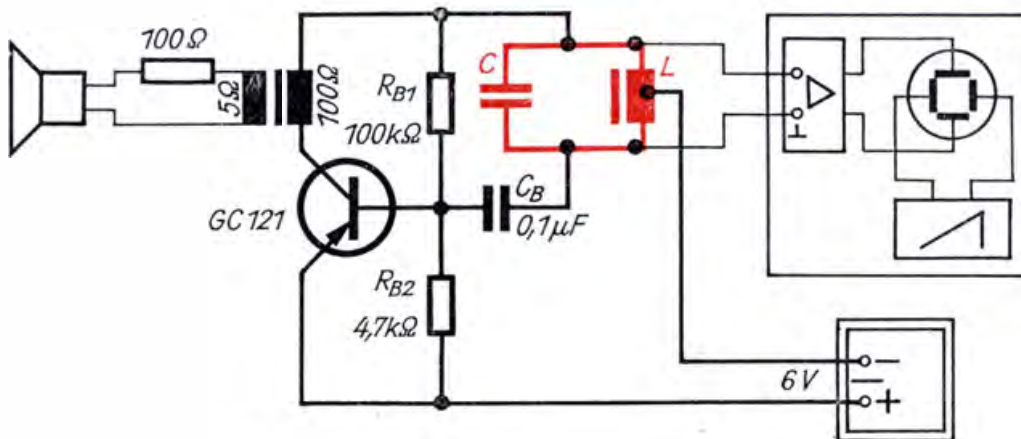


Bild 11.6
Ein Tonfrequenz-
generator

Nun wollen wir diese auch auf dem Schirm des Oszillografen betrachten, den wir mit dem Meßverstärker (Schalterstellung 2) direkt am Schwingkreis anschließen. In Stellung 2 der Zeitablenkung bringen wir 8 Schwingungen zum Stehen. Da das nicht ganz einfach ist, drehen wir das Potentiometer „Synchronisation“ so weit nach rechts, bis die Kurve „einrastet“. Wir haben uns den Ton in der Zwischenzeit gut eingepreßt und schalten ab. Dann vergrößern wir die Induktivität, indem wir zweimal 300 Windungen verwenden. Nach dem Einschalten ertönt ein tiefer Ton, von dem durch geringes Verändern der Kipp-

frequenz 4 Schwingungen auf dem Schirm erscheinen. Die Tonfrequenz ist also nur halb so groß wie vorher. Ein Verdoppeln der Windungszahl bringt ein Vervierfachen der Induktivität mit sich. Da in der Gleichung der Eigenfrequenz eines Schwingkreises

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

im Nenner die Wurzel der Induktivität auftritt, muß tatsächlich die Frequenz um die Hälfte kleiner geworden sein, denn $\frac{1}{\sqrt{4}}$ ergibt $\frac{1}{2}$. Über-

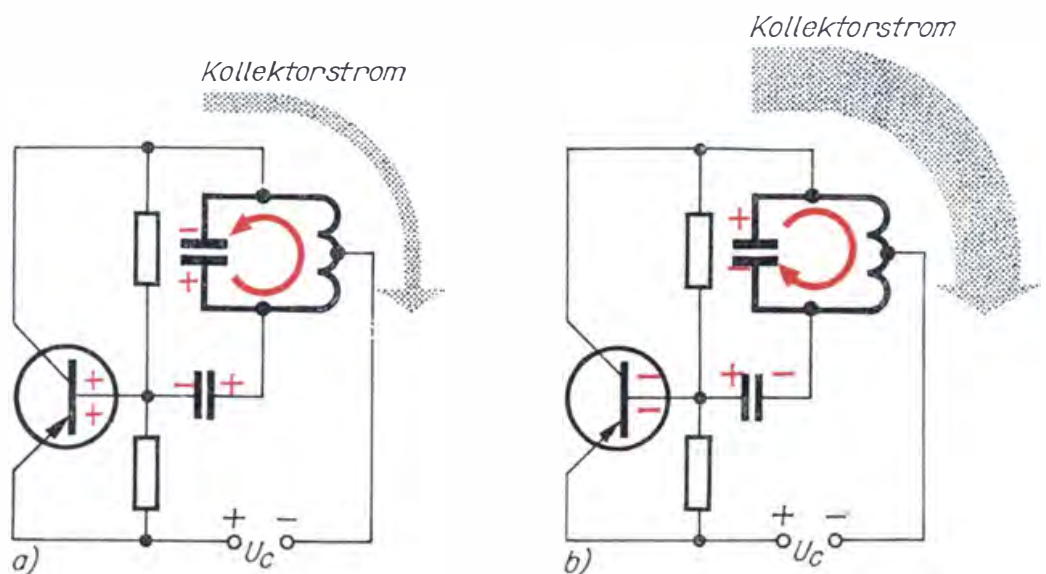
legen wir, wie sich ein Halbieren der Kapazität auswirkt! Sie steht ebenfalls unter der Wurzel im Nenner. Die Wurzel aus 0,5 ergibt rund 0,7. Demnach müssen auf dem Schirm 4 Schwingungen : 0,7 \approx 6 Schwingungen erscheinen.

Wir können uns davon überzeugen, indem wir den Kondensator von 1 μF gegen einen von 0,5 μF austauschen. Nach geringer Kippfrequenzkorrektur zählen wir 6 Schwingungen ab. Unser neuer Ton liegt in der Höhe zwischen den ersten beiden. Einen noch weit höheren Ton gibt unser Oszillator ab, wenn die Kapazität auf 0,05 μF erniedrigt wird. Etwa 18 Schwingungen erkennen wir jetzt auf dem Röhrenschirm.

Versuchen wir, den Steuermechanismus zwischen Energieentzug und Energiezufuhr zu erkennen! Im Bild 11.7a ist die untere Platte des Schwingkreiskondensators gerade positiv geladen. Die Basis ist über den Basiskondensator mit dieser Platte verbunden und nimmt daher ebenfalls eine positive Teilladung an, so daß sie weniger negativ als im Ruhezustand geladen ist. Während der Schwingkreisstrom entgegen dem Uhrzeigersinn über die Spule zur negativen Platte fließt, wird der Kollektorstrom größer. Er erreicht sein Maximum, wenn der Schwingkreiskondensator entgegengesetzt aufgeladen ist. Fließt dann der Schwingkreisstrom im Uhrzeigersinn (Bild 11.7b), wird er vom Kollektorstrom des Transistors im richtigen Augenblick angestoßen. Da sich dieser Anstoß in jeder Periode wiederholt, bleibt die Amplitude der Schwingung konstant. Der Oszillator erzeugt eine ungedämpfte Schwingung.

Bild 11.7
Vorgänge im
Oszillator:

- a) Der Schwingkreisstrom bremst über die Basis den Kollektorstrom ab
- b) Der starke Kollektorstrom gibt in der Spule Energie an den Schwingkreisstrom ab



In welcher schaltungstechnischen Art wir dem Schwingkreis Steuerenergie entziehen und Schwingungsenergie zuführen, ist nebensächlich. Es gibt eine ganze Reihe unterschiedlicher Oszillatorschaltungen, von denen wir noch einige kennenlernen werden. Grundsätzlich kann jeder Verstärker schwingen, wenn der Ausgang auf den Eingang „zurückkoppelt“. Wir erinnern uns des Aufheulens unserer Mikrofonanlage, sobald der Lautsprecher und das Mikrofon dicht beieinander standen. Die Rückkopplung erfolgte dort auf akustischem Wege. Da jedoch Verstärker im allgemeinen verstärken und nicht schwingen sollen, werden Eingang und Ausgang sorgfältig gegeneinander abgeschirmt.

Mit der Beschreibung des Oszillators haben wir bereits die wichtigste Baustufe eines Senders kennengelernt: den *HF(Hochfrequenz)-Generator*. Dieser unterscheidet sich von unserem Tonfrequenzgenerator nur dadurch, daß er eine weitaus höhere Frequenz erzeugt. Sie liegt oberhalb der Hörgrenze, die für „beste“ Ohren 20 kHz beträgt. Unser selbstgebauter Oszillator schwingt bei etwa 550 Hz.

Wir wollen im nächsten Experiment untersuchen, wovon die Amplitude der Schwingung abhängig ist. Den Lautsprecher brauchen wir nicht mehr, wir klemmen ihn vom Übertrager ab. Das Eingangspotentiometer des Verstärkers stellen wir so ein, daß die Schirmbildkurve bei der anliegenden Gleichspannung von 6 V eine Höhe von 2 cm hat. Dann vergrößern wir die Betriebsspannung auf 11 V. Augenblicklich wächst die Kurve auf 4 cm Höhe an. Vorläufig wollen wir den Einfluß der anliegenden Spannung auf die Amplitude lediglich festhalten; wozu dieser Effekt zu nutzen ist, wird uns später interessieren. Im Bild 11.8 ist das Oszillogramm unserer *Generatorschwingung* dargestellt.



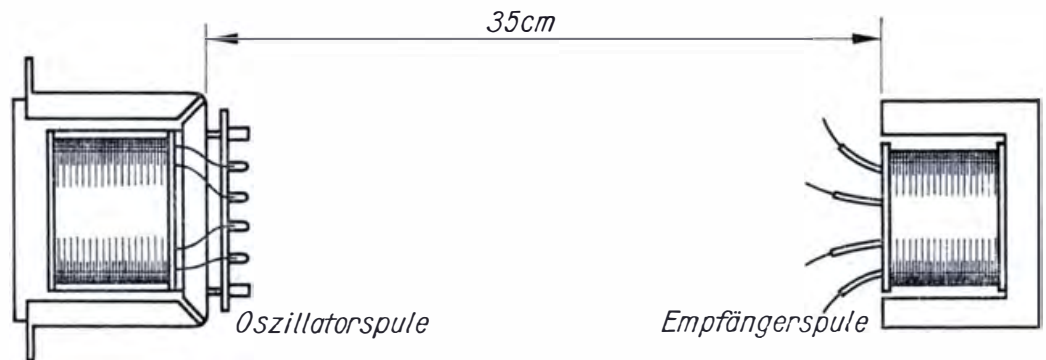
Bild 11.8
Oszillogramm einer
ungedämpften
Schwingung des Ton-
generators

Ein Modellversuch zur drahtlosen Energieübertragung

Wir wickeln eine zweite Experimentierspule genauso wie die erste mit insgesamt 600 Windungen und zwei Anzapfungen. In den Spulenkörper wird nur der E-Kern geschoben. Diese zweite Spule legen wir – so wie aus Bild 11.9 ersichtlich – in 35 cm Abstand von der Spule des betriebsbereiten Oszillators auf den Tisch. Anfang und Ende gehen an den voll aufgedrehten Meßverstärker (Schalterstellung 4) des Oszillografen; die Oszillatorspannung erhöhen wir auf 20 V. Auf dem Bild-

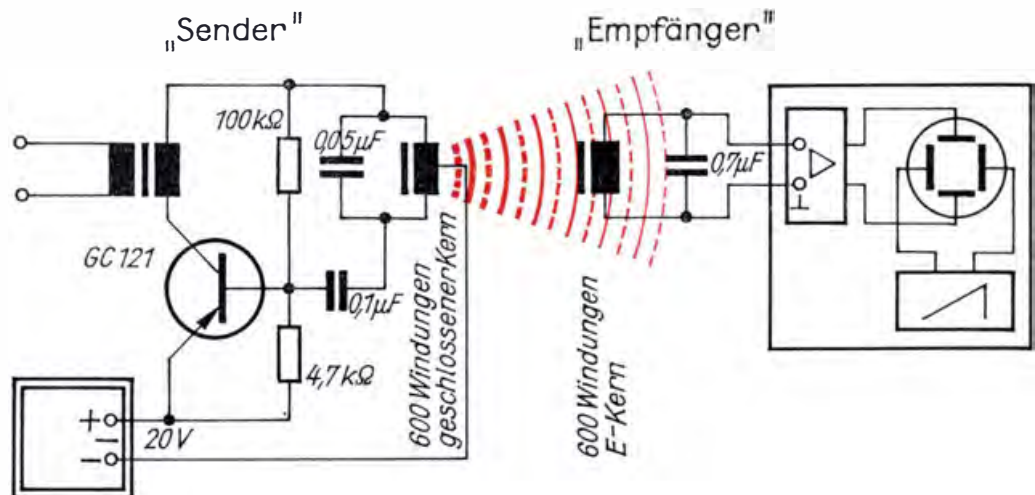
schirm läßt sich eine Schwingung von etwa 2 mm Höhe erkennen. Das magnetische Feld der Generatorspule induziert in der zweiten Spule eine Wechselspannung. *Ohne Draht übertragen wir Schwingungsenergie vom „Sender“ zum „Empfänger“.* Damit kein falscher Eindruck entsteht: Wir haben keinen Sender im üblichen Sinne aufgebaut; Generatorspule und Empfängerspule bilden weiter nichts als einen Transformator mit sehr loser Kopplung zwischen Primärspule und Sekundärspule. Wie ein Generator zum Sender wird, erfahren wir noch. Zunächst interessieren die Vorgänge im Empfänger, und diese vermag der Versuch recht anschaulich zu vermitteln. Der „Empfänger“ besteht allerdings nur aus einer Spule; unser Diodenempfänger hat dagegen im Eingang einen Schwingkreis, der auf einen Mittelwellensender abgestimmt werden kann. Stimmen wir unseren „Empfänger“ ebenfalls auf den „Sender“ ab!

Bild 11.9
Gegenseitige Lage
beider Experimentier-
spulen



Zunächst schalten wir der Spule einen Kondensator von $0,05 \mu\text{F}$ parallel. Obwohl jetzt beide Schwingkreise gleich aufgebaut erscheinen, können wir keine merkliche Veränderung auf dem Schirm der Bildröhre feststellen. Die Ursache dafür liegt in der beträchtlich kleineren Induktivität der Empfängerspule, deren Kern nicht geschlossen ist. Wir ersetzen den eben eingebauten Kondensator durch einen mit der Kapazität $0,7 \mu\text{F}$. Sofort nimmt das Oszillogramm eine Höhe von 12 mm an. Dann ziehen wir einige Kernbleche langsam aus der Spule. Die Kurve wird noch höher. Wir erreichen bei ungefähr 18 mm ein Maximum. Wenn noch mehr Bleche aus der Spule gezogen werden, nimmt die Amplitude wieder ab. Wir können also die Eigenfrequenz eines Schwingkreises nicht nur – wie bei unserem Diodenempfänger – durch Ver-

Bild 11.10
Grundlagenversuch
zur drahtlosen
Energieübertragung



ändern der Kapazität, sondern auch durch eine Änderung der Spuleninduktivität mit der Senderfrequenz in Resonanz bringen. Im Bild 11.10 ist dieser Versuch dargestellt.

Die Reichweite des magnetischen Streufeldes unserer Oszillatorspule ist gering; deshalb können wir die Schwingungsenergie auch nur über sehr kurze Strecken übertragen. Ein Rundfunksender vermag aber ungleich größere Entfernungen zu überbrücken. Wodurch dies möglich ist, können wir uns nur an einem Gedankenexperiment klarmachen, denn ohne Lizenz der Deutschen Post darf kein Sender betrieben werden.

Im Bild 11.11a ist der uns bekannte geschlossene Schwingkreis dargestellt. Der Kondensator ist geladen; zwischen seinen Platten hat sich das elektrische Feld aufgebaut. Nun ziehen wir die Platten voneinander weg. Dabei treten die Feldlinien aus dem Kondensatorinnenraum heraus (Bild 11.11b). Klappen wir den Kondensator vollständig auseinander, verläuft das elektrische Feld weit durch den freien Raum (Bild 11.11c). Daran ändert sich auch nichts, wenn wir die Kondensatorplatten entfernen und die Spule auseinanderziehen. Das auf diese Weise entstandene gerade Leiterstück ist noch ein Schwingkreis – allerdings ein offener (Bild 11.11d).

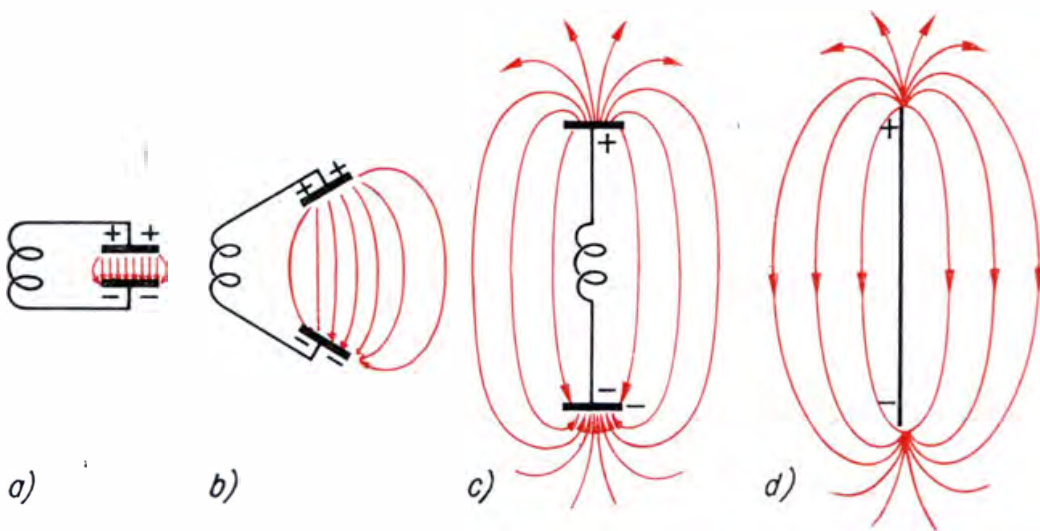
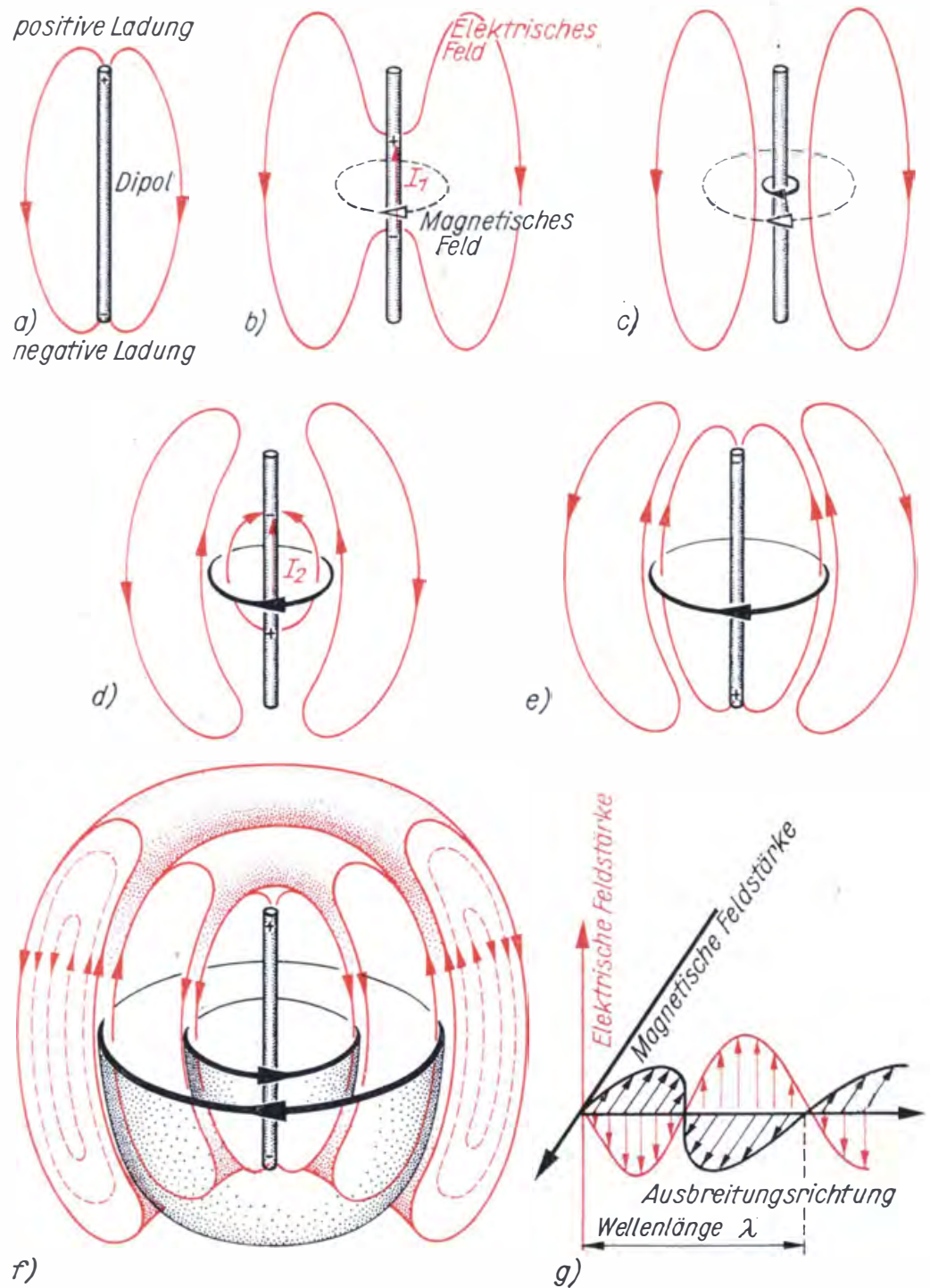


Bild 11.11
Übergang vom geschlossenen zum offenen Schwingkreis

Ein Sender strahlt elektromagnetische Wellen ab

Im Bild 11.12a ist noch einmal das Leiterstück dargestellt. An seinen Enden sitzen entgegengesetzte Ladungen; der Stab hat zwei Pole. Wir wollen ihn deshalb künftig *Dipol* nennen. Um die Zeichnung nicht durch viele Feldlinien unübersichtlich zu machen, sind nur zwei eingetragen. Sie sollen entlang der größten Feldstärke verlaufen. Die Ladungen bleiben natürlich nicht an den Enden des Dipols. Sie wandern aufeinander zu. Mit ihnen bewegen sich ebenfalls Anfang und Ende der Feldlinien. Durch die Ladungsbewegung entsteht ein Stromfluß I_1 , der ein *magnetisches Feld* aufbaut (Bild 11.12b). Im Augenblick des Ladungsausgleiches (Bild 11.12c) schnürt sich das elektrische Feld vom Dipol ab. Der Strom hat gerade seinen Höchstwert, das Magnetfeld erreicht seine größte Stärke. Wie im geschlossenen Schwingkreis geht der Vorgang weiter; ein vom Magnetfeld induzierter Strom I_2 schiebt die

Bild 11.12
Schwingungsvorgang
im offenen Schwing-
kreis und Abstrah-
lung der elektro-
magnetischen Welle



Ladungen in Richtung Dipolenden auseinander. Sowohl elektrisches als auch magnetisches Feld entfernen sich vom Dipol, gleichzeitig entsteht ein neues elektrisches Feld (Bild 11.12d). Wie nach einer halben Periode der Raum um den Dipol aussieht, entnehmen wir Bild 11.12e. Die Dipolenden sind jetzt umgekehrt geladen. Nun wiederholt sich der Vorgang in analoger Weise. Am Ende einer vollen Schwingung sieht das Dipolfeld so aus, wie es im Bild 11.12f dargestellt ist.

Bisher hatten wir die beiden Teilfelder nur jeweils in einer Ebene betrachtet. In Wirklichkeit handelt es sich aber um Raumgebilde. Ebenso sind die von den Feldlinien begrenzten Räume nicht feldfrei,

dort ist die Feldstärke lediglich geringer. Durch den sich ständig wiederholenden Schwingungsvorgang im Dipol entstehen immer wieder neue Felder, die in den Raum abwandern. Nun erkennen wir auch, wozu der Dipol zu verwenden ist. Er wird an den Oszillatorschwingkreis angekoppelt und bildet die Sendeantenne.

Wenn wir eine einzige Ausbreitungsrichtung ins Auge fassen und an den verschiedenen Stellen durch Pfeile die jeweilige elektrische und magnetische Feldstärke eintragen, erhalten wir das Bild einer *elektromagnetischen Welle* (vgl. Bild 11.12 g). Den kürzesten Abstand zweier Punkte gleicher Feldstärke mit gleicher Richtung bezeichnen wir als Länge der Welle oder kurz *Wellenlänge* λ (sprich lambda). Soll diese größer werden, muß die Frequenz der Schwingung im Dipol kleiner werden, denn das Produkt beider Größen ergibt die Ausbreitungsgeschwindigkeit

$$v = f \cdot \lambda = 300000 \frac{\text{km}}{\text{s}}.$$

Ein Mittelwellensender von 800 kHz strahlt also eine elektromagnetische Welle der Länge

$$\lambda = \frac{v}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m} \cdot \text{s}}{8 \cdot 10^5 \text{ s}} = 375 \text{ m}$$

ab. Da die Wellenlängen sehr unterschiedlich sein können, haben die Rundfunktechniker eine Gruppeneinteilung in *Wellenbereiche* vorgenommen:

Bezeichnung der Welle	Wellenlänge	Frequenz
Langwelle (LW)	2000 m...750 m	150 kHz ... 400 kHz
Mittelwelle (MW)	600 m...187,5 m	500 kHz ... 1600 kHz
Kurzwelle (KW)	50 m... 15 m	6 MHz... 20 MHz
Ultrakurzwelle (UKW)	15 m... 1 m	20 MHz... 300 MHz

Auch ein Dipol hat wie jeder Schwingkreis eine bestimmte Eigenfrequenz. Die „Eigenwellenlänge“ ist gleich der doppelten Dipollänge. Der *Halbwellendipol* für 800 kHz müßte

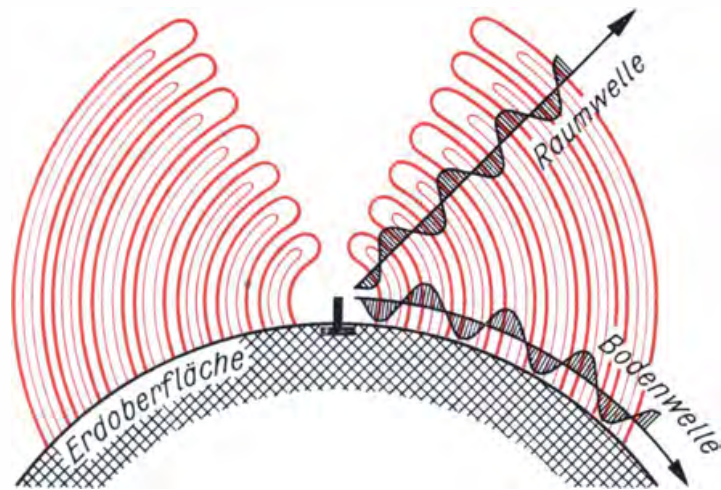
$$\frac{\lambda}{2} = \frac{375 \text{ m}}{2} = 187,5 \text{ m}$$

lang sein. Je niedriger die Senderfrequenz wird, um so größer müßten die Antennen sein. Deshalb teilt man den Halbwellendipol noch einmal und erdet ein Ende.

Bild 11.13 zeigt das von einer solchen Antenne ausgehende elektrische Wechselfeld, das der Erdoberfläche folgt. Zunächst interessiert uns die *Bodenwelle*, die von der Antenne des Senders AS ausgeht, der Erdkrümmung folgt und – zwar abgeschwächt – von der Empfangsantenne AE₁ aufgenommen wird (Bild 11.14). Unter Umständen empfangen wir sogar noch bei AE₂. Der größte Teil der elektromagnetischen Welle wandert jedoch von der Erdoberfläche weg in die Atmosphäre.

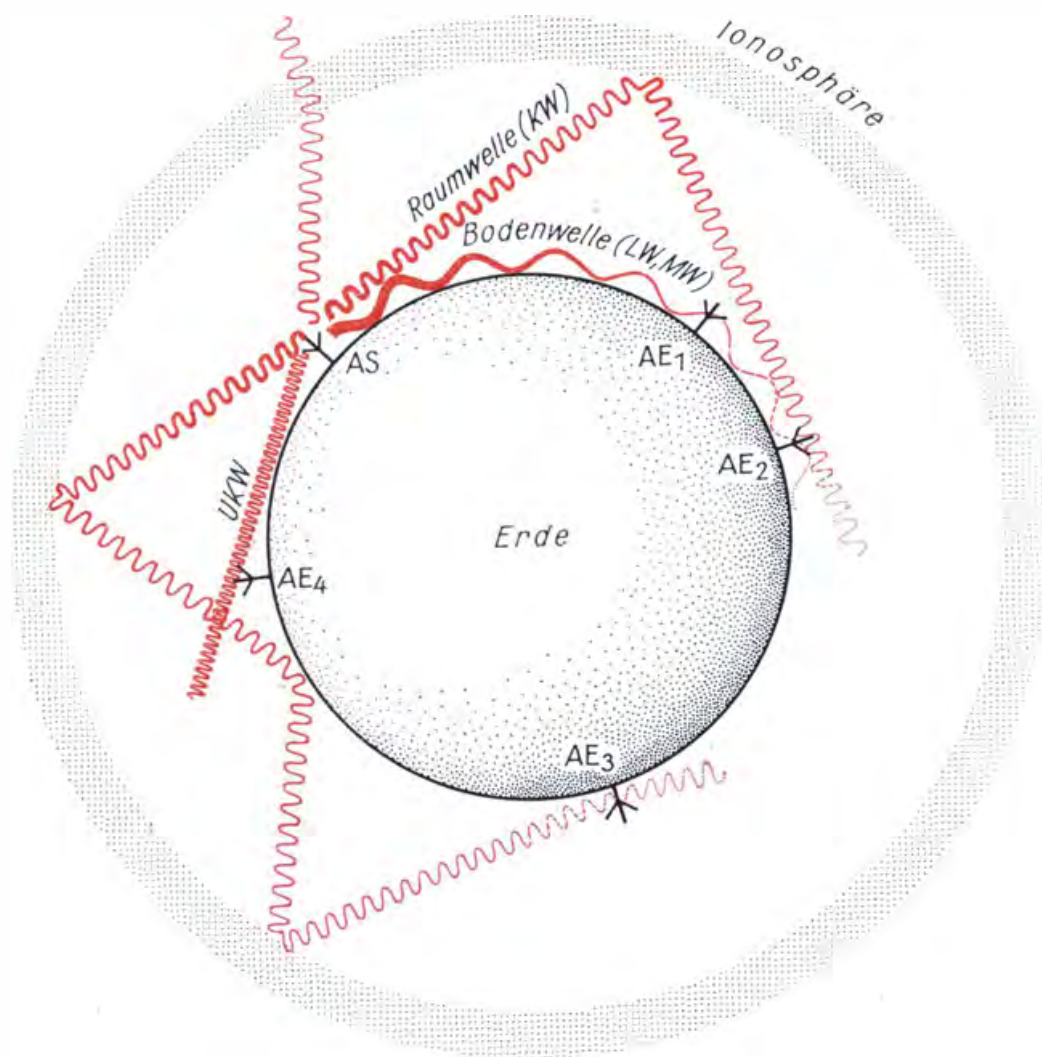
In einigen hundert Kilometern Höhe werden die Gasschichten durch kosmische Strahlung ionisiert und damit elektrisch geladen. Je flacher

Bild 11.13
Das Feld eines
geerdeten Dipols



die *Raumwelle* auf diese Schicht trifft, um so besser kann sie zurückgeworfen werden. In dieser Art breiten sich vor allem Kurzwellen aus. Da sich die örtliche Zusammensetzung der Reflexionsschicht ständig ändert, schwankt auch die Empfangsfeldstärke bei AE_2 ständig. Der Techniker bezeichnet diese Erscheinung als *Schwund* und hat spezielle Schwundausgleichsschaltungen entwickelt. Auch die Erde selber kann

Bild 11.14
Die Ausbreitung der
Funkwellen



als Reflektor fungieren, so daß unter günstigen Bedingungen sogar bei AE_3 die von AS ausgehende Raumwelle noch empfangen werden kann. Je höher die Senderfrequenz wird, um so mehr breitet sich die Welle wie ein Lichtstrahl aus. Das ist bei Ultrakurzwellen und Mikrowellen der Fall. Ihre Reichweite ist zwar sehr groß, kann jedoch auf der Erdoberfläche infolge deren Krümmung nicht voll ausgenutzt werden. Die größtmögliche Entfernung zwischen Sendeantenne AS und Empfängerantenne AE_4 ist etwa gleich der optischen Sichtweite. Wollten wir mit unserem Oszillator einen Sender aufbauen, müßten wir seine Frequenz auf oder über 20 kHz erhöhen und an der Schwingkreisspule einen offenen Schwingkreis als Antenne ankoppeln.

Die Funkwelle trägt Sprache und Musik ins Haus

Wir erinnern uns, daß die Amplitude der ungedämpften Schwingung eines Tongenerators von der Betriebsspannung abhängig ist. Wenn

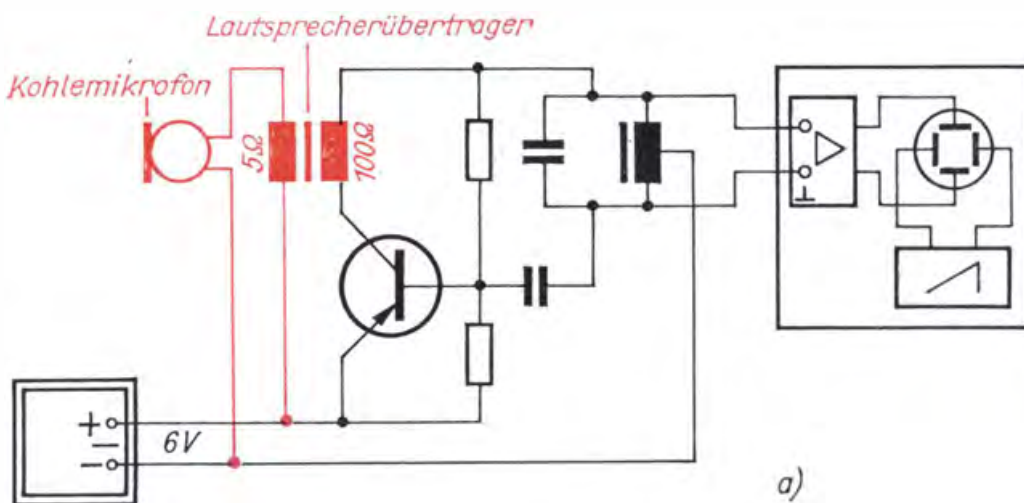
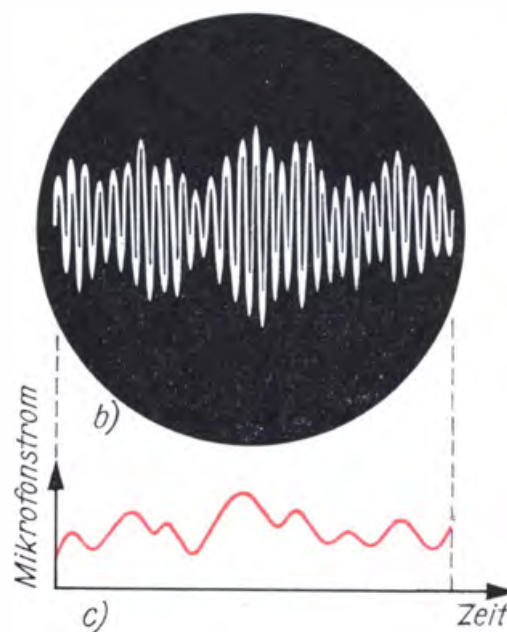


Bild 11.15
Sprechschwingungen
modulieren die
Generatorschwingung
a) Schaltung zur
Amplitudenmodu-
lation
b) Amplituden-
modulierte
Schwingung
c) Mikrofonstrom

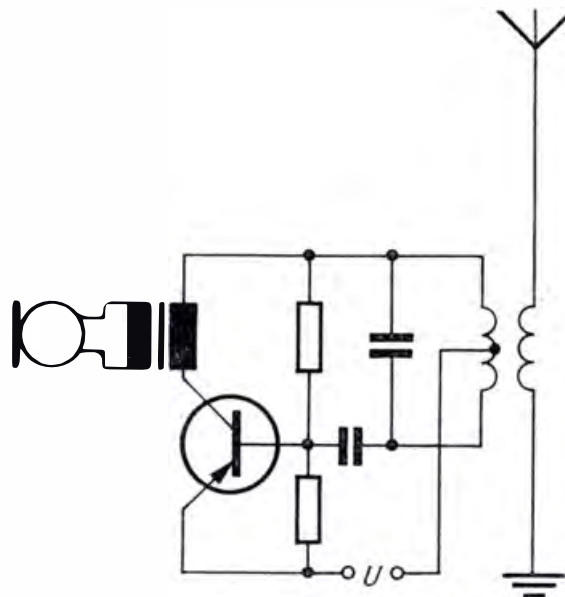


diese im Takt einer Sprachschwingung verändert wird, müßten sowohl die Generatorschwingung als auch die von der Antenne abgestrahlte elektromagnetische Welle Amplitudenänderungen aufweisen:

Das Experiment nach Bild 11.15a soll unsere Vermutung bestätigen. Wir schließen an der 5- Ω -Wicklung des Lautsprecherübertragers unser Kohlemikrofon an. Wir verwenden nur die Kapsel in der kleinen Dose, Arbeitswiderstand und Siebglied sind diesmal überflüssig. Mikrofon- und Oszillatorspannung entnehmen wir derselben Spannungsquelle. Nachdem auf dem Oszillografenschirm die Kurve der ungedämpften Schwingung erscheint, pfeifen oder singen wir in das Mikrofon. Sofort reagiert das Schirmbild: Die Amplituden werden stellenweise größer, an anderen Stellen kleiner. Die Generatorschwingung wird im Takt der Sprachschwingung *moduliert*. Wir nennen den Vorgang *Amplitudenmodulation* (AM). Das Oszillogramm sieht etwa so aus, wie im Bild 11.15b dargestellt. Die gedachte Begrenzungskurve der Amplituden entspricht der Sprechschwingung (Bild 11.15c).

Bild 11.16 zeigt uns, wie die Schaltung eines sehr einfachen Senders aussieht. Allerdings ist es *verboten*, an Oszillatoren Antennen anzuschließen. Erst wenn wir vielleicht später eine Amateurfunklizenz der Deutschen Post erworben haben, dürfen wir auch Sender aufbauen und betreiben.

Bild 11.16
Der Oszillator wird
zum Sender



Richtige Sender sind noch etwas komplizierter aufgebaut als unser Beispiel. Sowohl die vom Mikrofon abgegebenen Spannungen als auch die Generatorschwingungen gehen über Verstärker, ehe in einer besonderen Modulationsstufe die Niederfrequenz der Hochfrequenz aufgeprägt wird. Die hier entstehende amplitudenmodulierte Schwingung durchläuft dann noch den Endverstärker, der die nun kräftig gewordenen Schwingungen auf die Antenne überträgt (vgl. Bild 11.17).

Da der Empfängerschwingkreis erst von der aufgenommenen Senderenergie zum Schwingen gezwungen wird, müssen die Amplituden-

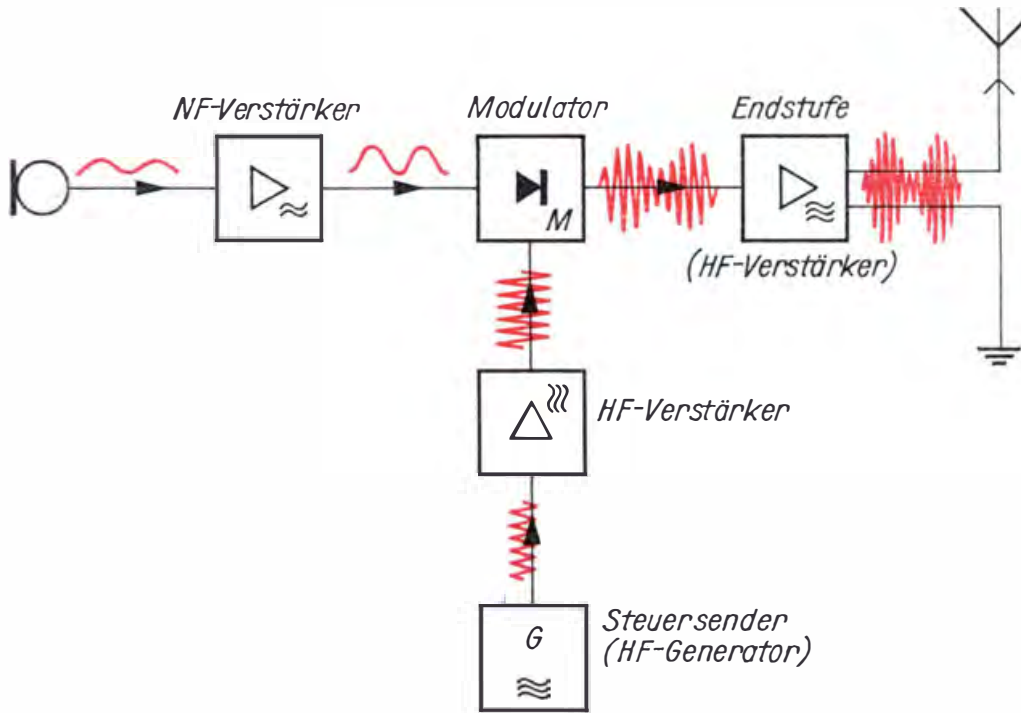


Bild 11.17
 Blockschaltbild eines
 Rundfunksenders

schwankungen auch hier auftreten. Wir bauen noch einmal den Versuch nach Bild 11.10 auf. Um eine vom Besprechen des Mikrofons unabhängige Modulation zu erhalten, legen wir diesmal an die 5- Ω -Wicklung des Übertragers eine Wechselspannung von 50 Hz und 6,3 V aus dem Stromversorgungsgerät. Ein in Reihe geschalteter Widerstand von 10 Ω verhindert einen zu starken Stromfluß, da die Sekundärwicklung einen äußerst geringen Ohmschen Widerstand hat. Den Abstand zwischen Oszillatospule und Empfängerspule verkleinern wir auf 25 cm, der Schalter des Meßverstärkers steht in Stellung 4, und das Potentiometer ist voll aufgedreht. Die Betriebsspannung des Oszillators beträgt 20 V. Bild 11.18 zeigt das aufgezeichnete Oszillogramm. Schauen wir uns nun endlich die von unserem Ortssender abgestrahlte Schwingung an! Bild 11.19 können wir entnehmen, wie der Abstimmkreis des Diodenempfängers an den Oszillografen angeschlossen wird. Ob wir den Meßverstärker in Schalterstellung 3 betreiben können oder ob wir in Stellung 4 gehen müssen, hängt von der Stärke des einfallenden Senders ab.



Bild 11.18
 Oszillogramm einer
 mit 50 Hz modulierten
 Schwingung im
 „Empfänger“

Durch Verändern der Eigenfrequenz suchen wir die Stellung des Drehkondensators, bei der die Höhe des Schirmbildes am größten ist. Daß im Oszillogramm Bild 11.20 die HF scheinbar gleichzeitig mehrere Male moduliert wird, darf uns nicht wundern, denn der Elektronenstrahl wanderte während der Filmbelichtung mehr als einmal über den Bildschirm.

Wir müssen aus der hohen Frequenz, die der Sender abstrahlt, die Tonschwingungen wieder zurückgewinnen, d. h. die amplitudenmodulierte Schwingung *demodulieren*. Unser Diodenempfänger hat zu diesem Zweck eine Diode. Sie richtet die HF gleich, schneidet eine Hälfte ab. Auch diesen Vorgang wollen wir selbst erleben. Der Versuchsaufbau entspricht dem von Bild 11.10, aber mit zusätzlicher Amplitudenmodulation. Wie bei unserem Mittelwellenempfänger schalten wir eine beliebige Diode und einen Arbeitswiderstand von $5\text{ k}\Omega$ an den Schwingkreis.

Bild 11.19
Wir schalten unseren
Diodenempfänger an
den Oszillografen

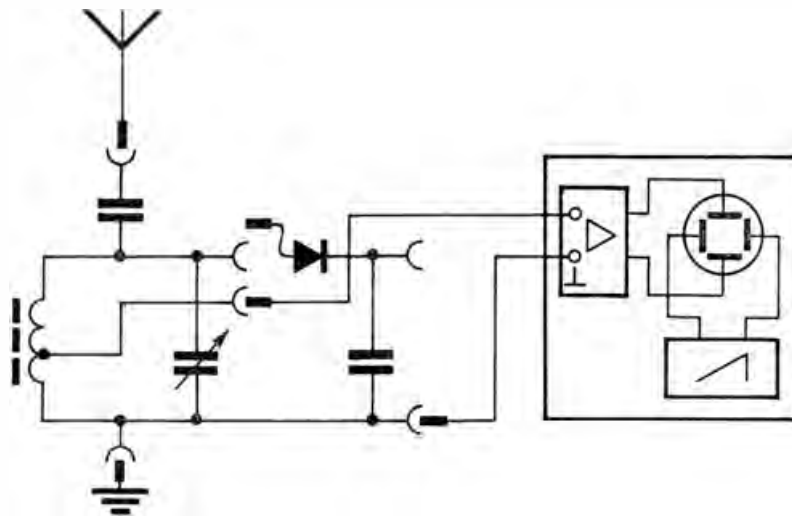
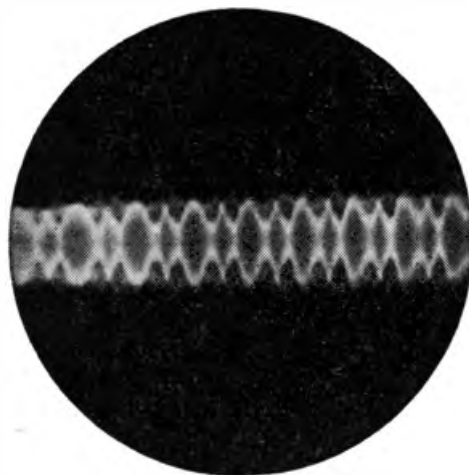


Bild 11.20
Oszillogramm einer
vom Ortssender abge-
strahlten ampli-
tudenmodulierten
Schwingung



Die entsprechende Teilschaltung zeigt Bild 11.21. Ob im Oszillogramm nach Bild 11.22 die obere oder die untere Hälfte der amplitudenmodulierten Schwingung abgeschnitten wird, hängt vom Einbau des Gleichrichters ab. Wir erkennen, daß die Demodulation weiter nichts als eine Gleichrichtung ist. Ein zum Arbeitswiderstand parallelgeschalteter Ladekondensator von $0,5\ \mu\text{F}$ oder größer gewinnt die ursprüngliche NF

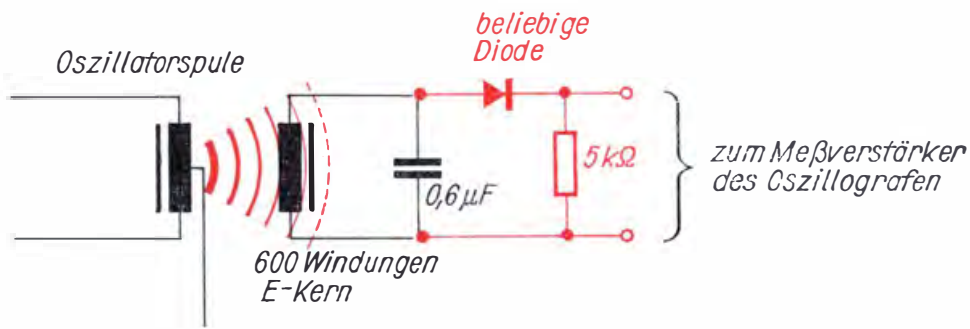


Bild 11.21
Eine Halbleiterdiode
fungiert als Demodu-
lator

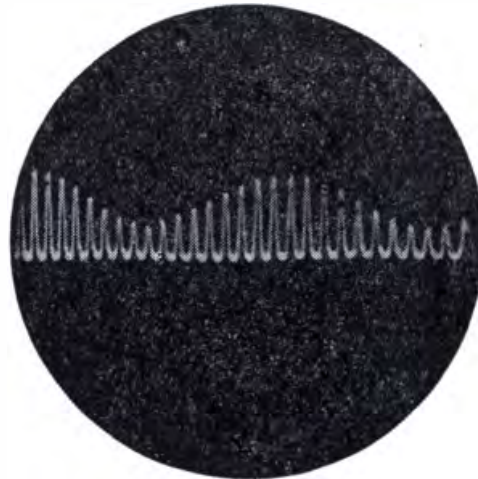


Bild 11.22
Oszillogramm der
gleichgerichteten
Schwingung

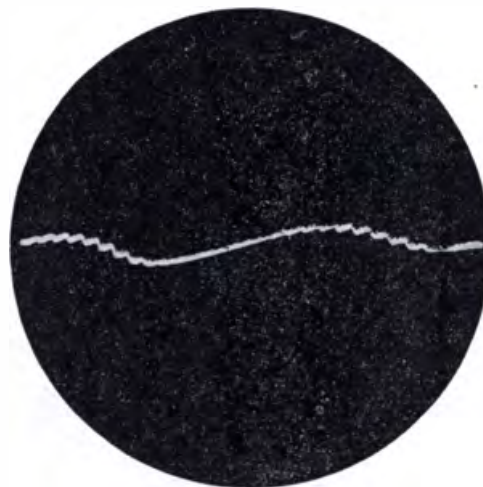


Bild 11.23
Ein Ladekondensator
unterdrückt den
größten Teil der
Trägerschwingung

zurück (vgl. Oszillogramm Bild 11.23). Dieser Kondensator ist sehr wichtig, da erst er den Stromkreis für die Hochfrequenz schließt. Wäre er nicht vorhanden, müßte der hochfrequente Wechselstrom über die als HF-Drossel wirkende Spule des angeschlossenen Kopfhörers oder des Ausgangsübertragers fließen. Nur ein geringer Bruchteil der hochfrequenten Wechselspannung würde an die Diode gelangen; die Lautstärke wäre sehr geschwächt.

Weitaus empfindlicher wird unser Diodenempfänger mit einem HF-Verstärker

Wenn ein Empfänger mehr als unser einfacher Diodenempfänger leisten soll, ist eine zusätzliche HF-Verstärkung erforderlich. Das vollständige Blockschaltbild eines solchen Empfängers ist im Bild 11.24 dargestellt.

Beginnen wir mit dem Bau! Wir haben bereits einen Abstimmkreis und auch einen leistungsfähigen NF-Verstärker. Nur ein HF-Verstärker ist noch erforderlich. Bild 11.25 zeigt die Schaltung eines HF-Verstärkers,

Bild 11.24
Blockschaltbild eines
Rundfunkempfängers

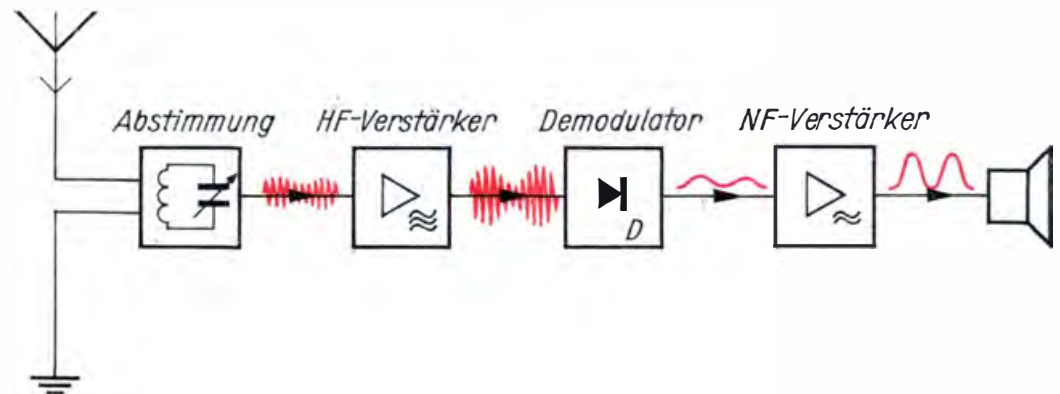
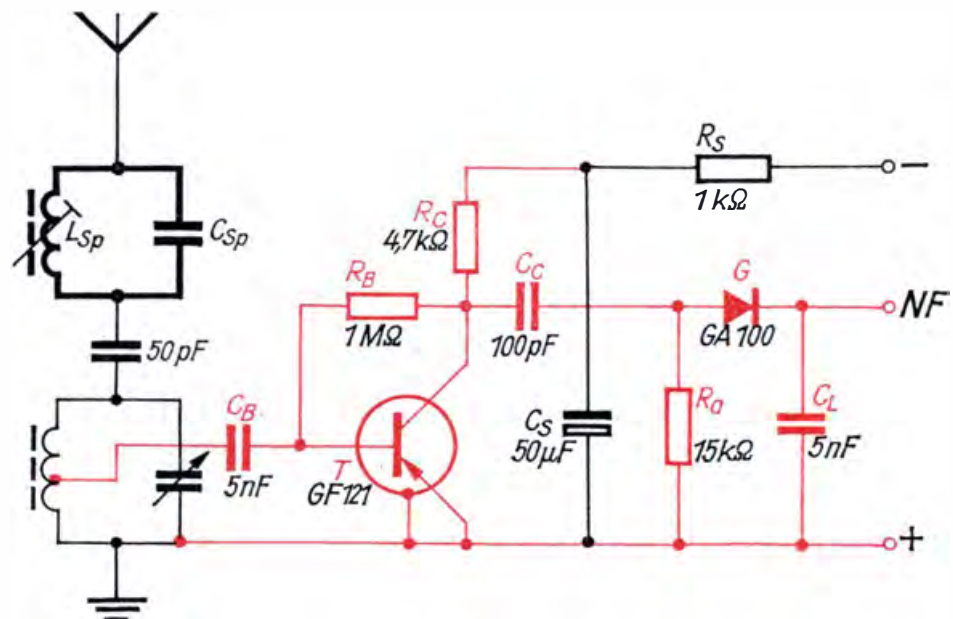


Bild 11.25
Schaltbild eines
HF-Verstärkers mit
Diodendemodulator

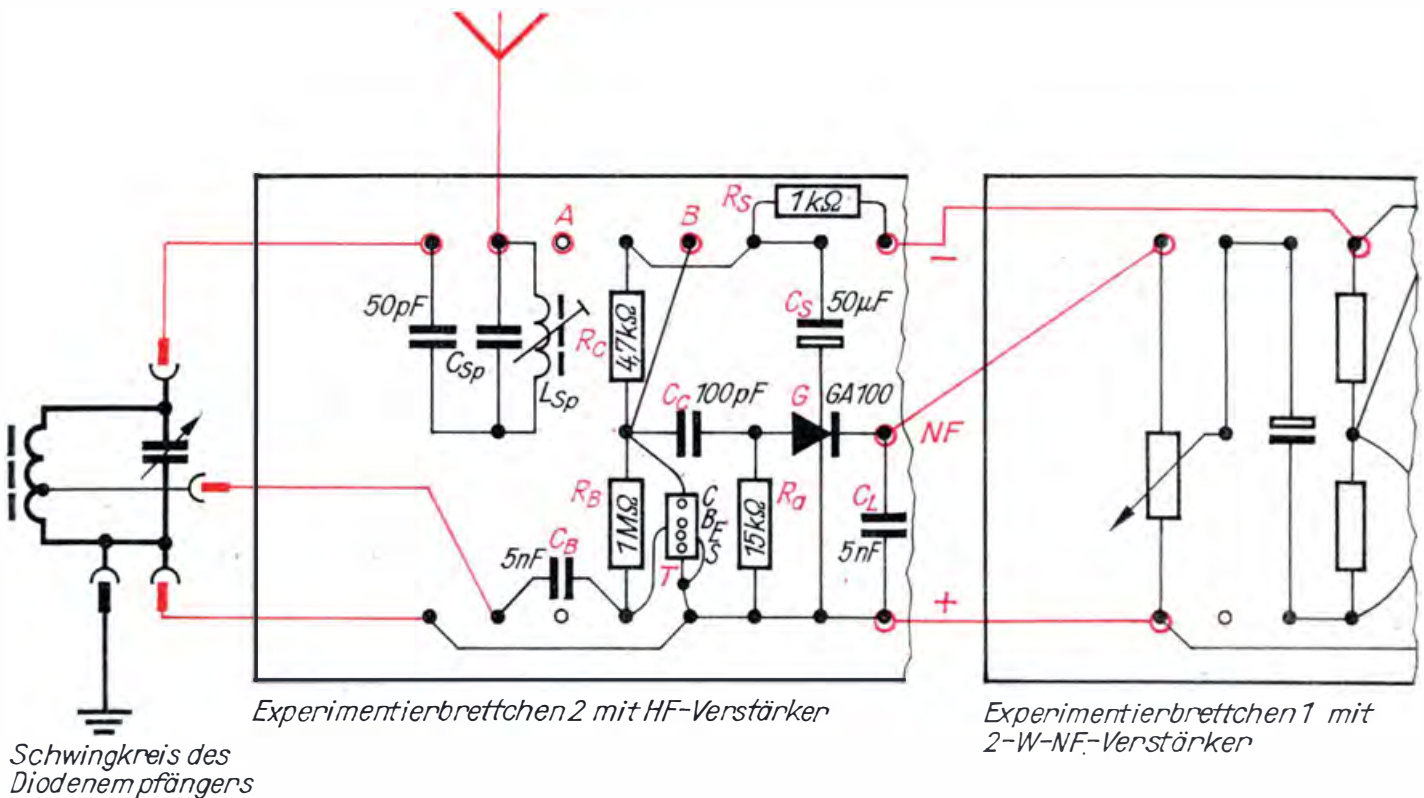


an den ein Diodendemodulator angeschlossen ist. Der Eingang des Verstärkers liegt wie der Gleichrichter unseres Diodenempfängers an der Anzapfung der Schwingkreisspule, damit die Dämpfung des Abstimmkreises gering bleibt. Über den Basiskondensator C_B gelangt die hochfrequente Schwingung an die Basis des HF-Transistors, für den in der Musterschaltung ein UKW-Basteltransistor mit $B = 200$ eingesetzt wurde. Ebenso sind die Typen GF 130 bis GF 139 bzw. die sowje-

tischen Importtransistoren GT 310 und GT 322 geeignet. In diesem Zusammenhang sei auf die Transistor-Vergleichsliste des Militärverlages der DDR hingewiesen, die broschiert im Handel erhältlich ist (s. Empfehlenswerte Literatur). Dort können wir uns jederzeit informieren, welche Transistoren durch andere Typen ersetzt werden können.

Wir bauen die Schaltung auf einem weiteren Experimentierbrettchen nach Bild 7.5a auf; den Verdrahtungsplan entnehmen wir Bild 11.26. Den kräftig gezeichneten zweiten Schwingkreis im Bild 11.25 mit L_{Sp} und C_{Sp} in der Antennenleitung bauen wir vorläufig noch nicht ein. Als Antenne schließen wir einen Draht von 0,5 bis 2 m Länge an den Antennenkondensator von 50 pF an. Der HF-Transistor steckt wie bei unserem NF-Verstärker in einer kleinen Fassung. So können wir sehr schnell verschiedene Transistoren ausprobieren. Den Anschluß für die Abschirmung löten wir an der Fassung direkt an den Emitteranschluß. Aus Bild 11.26 ist ersichtlich, wie unser Empfänger an den 2-W-NF-Verstärker angeschlossen wird. Nach dem Anlegen der Betriebsspannung stellen wir einerseits einen merklichen Lautstärkezuwachs fest, aber andererseits einen recht beträchtlichen Trennschärfeverlust. Der starke Orts- oder Bezirkssender „schlägt“ nahezu im gesamten Abstimmbereich „durch“.

Bild 11.26
So verdrahten wir den HF-Verstärker

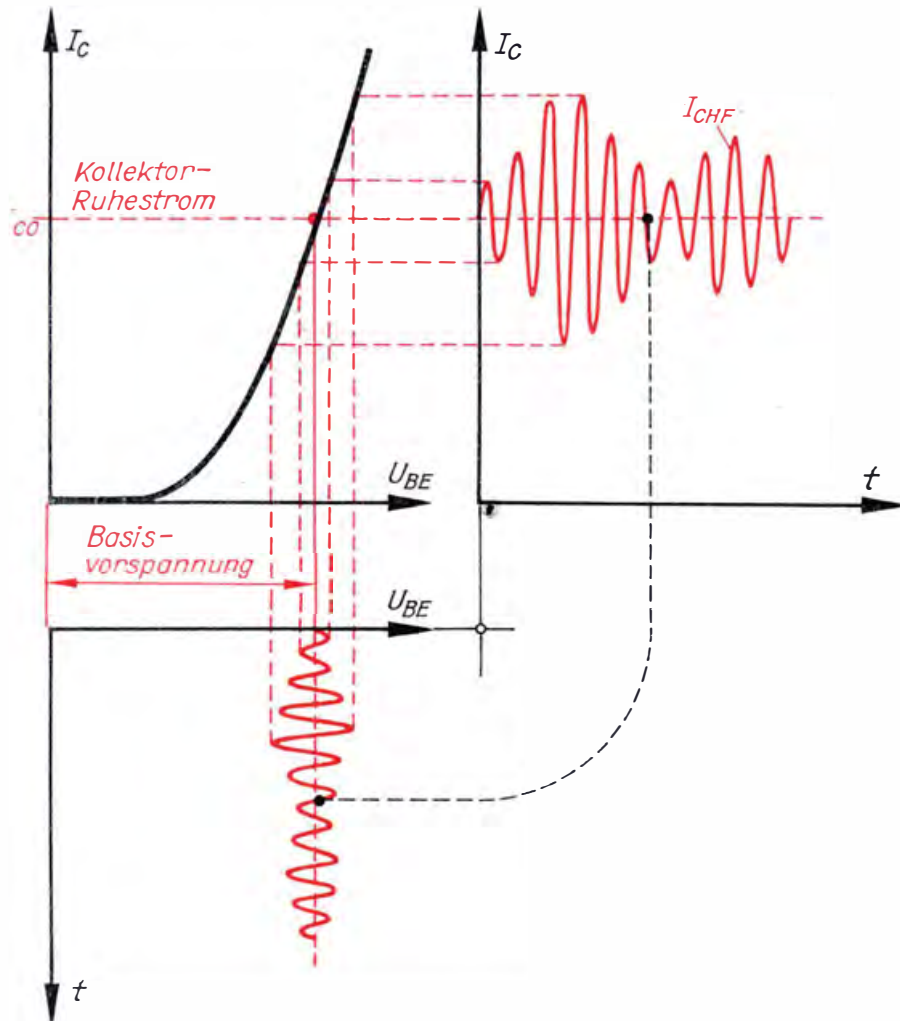


Beschäftigen wir uns jedoch zunächst mit der Wirkungsweise eines HF-Verstärkers. Wie bei unseren NF-Vorstufen stellen wir mit dem Basiswiderstand R_B wieder den Arbeitspunkt ein.

Der Ruhestrom im Arbeitspunkt – das ist die Hälfte des maximalen Kollektorstromes – soll mindestens doppelt so groß wie der Kollektorreststrom sein; bei $I_{CE0} = 0,2 \text{ mA}$ wählen wir $I_C = 0,5 \text{ mA}$. Für eine Betriebsspannung von $U_B = 5 \text{ V}$ muß der Kollektorwiderstand einen

Wert $R_C = \frac{U_B}{2 \cdot I_C} = \frac{5 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 5 \text{ k}\Omega$ haben. Bei einem Transistor mit $B = 200$ berechnen wir $R_B = B \cdot R_C = 200 \cdot 5 \text{ k}\Omega = 1 \text{ M}\Omega$. Auf Grund des Basisruhestromes fällt über der Basis-Emitter-Strecke die richtige Basisvorspannung ab, und die vom Abstimmkreis an die Basis gelangenden hochfrequenten Änderungen der Basisspannung rufen analoge hochfrequente Änderungen des Kollektorstromes hervor. Im Bild 11.27 ist der Verstärkervorgang mit Hilfe der I_C - U_{BE} -Kennlinie dargestellt.

Bild 11.27
Der Verstärkungs-
vorgang im HF-Ver-
stärker



Schauen wir uns den hochfrequenten Kollektorwechselstrom auf dem Schirm des Oszillografen an. Der Meßverstärker (Schalterstellung 3) wird über die Meßleitung direkt am Kollektor und an einem beliebigen Punkt der Masseleitung angeschlossen. Wenn wir den Schwingkreis auf den Ortssender abstimmen, erscheint auf der Bildröhre ein Oszillogramm, wie wir es im Bild 11.28 (links) betrachten können. Über C_C gelangt die verstärkte HF an den Arbeitswiderstand R_a und wird mit der Diode in der bekannten Art gleichgerichtet. Der Kondensator C_L erfüllt die gleiche Aufgabe wie im Diodenempfänger. Er schließt für die HF den Stromkreis und wirkt für den HF-Anteil der NF als Ladekondensator, der die demodulierte HF zur NF „glättet“.

Wenn wir den Meßverstärker an der Verbindungs­lötöse von G und C_L an­klemmen, erscheint auf der Bildröhre ein Oszillogramm der nieder­frequenten Tonschwingung, wie es im Bild 11.28 (rechts) zu sehen ist. Wäre C_L nicht vorhanden, würde der folgende NF-Verstärker unter Umständen wegen der kräftigen HF-Eingangsspannung zu schwingen beginnen. Das vor dem Kollektorwiderstand R_C liegende Siebglied $R_S C_S$ dient der Entkopplung des HF-Verstärkers vom NF-Verstärker. Außerdem setzt R_S die Betriebsspannung auf etwa 5 V herab; die Kol­lektorspannung ist halb so groß. Für einen HF-Verstärker ist das aus­reichend.

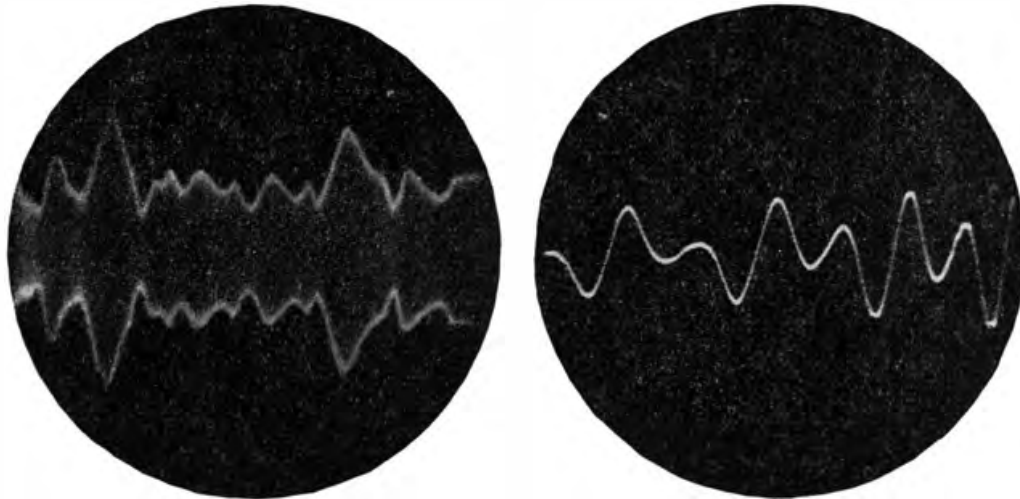


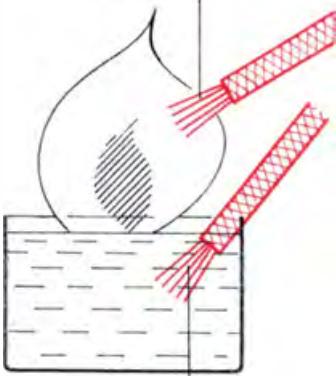
Bild 11.28
Oszillogramme des
HF-Verstärkers

Und nun wollen wir die Empfindlichkeit und Trennschärfe unseres Empfängers verbessern. Wir entfernen die Drahtantenne vom Schwing­kreis und empfangen erstmals ohne Antenne, genauer gesagt, ohne „Außenantenne“ – allerdings nur den starken Ortssender. Für den Empfang von Fernsendern ist also eine Außenantenne erforderlich. Um aber zu verhindern, daß der Ortssender die Fernsender „übertönt“, darf die hochfrequente Schwingung des Ortssenders nicht in ihrer vollen Stärke bis in den Abstimmkreis gelangen.

Da wir nur eine einzige Frequenz unterdrücken wollen, brauchen wir einen Widerstand, der nur für eine Frequenz einen hohen Wert hat. Höhere und niedrigere Frequenzen sollen ihn ungehindert passieren können. Erinnern wir uns an den Versuch, der uns mit den Phasen­beziehungen im Schwingkreis vertraut machte (vgl. Bild 4.11 und zuge­hörigen Text, S. 60f.). Im äußeren Stromkreis wurde der Strom dann am kleinsten, wenn die Eigenfrequenz des „inneren“ Stromkreises mit der Frequenz des anstoßenden Wechselstromes übereinstimmte, also bei Resonanz. Wir brauchen demzufolge einen zweiten Schwingkreis, der auf die Frequenz des Ortssenders abgestimmt und in die Antennen­zuleitung eingebaut wird. Wegen seiner Funktion nennen wir ihn *Sperr­kreis*.

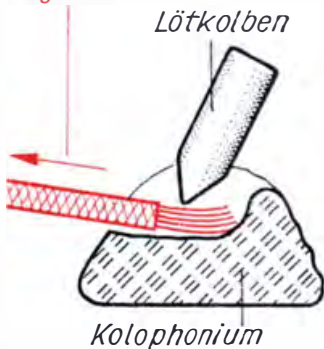
Für die Spule L_{Sp} wickeln wir 60 Windungen aus CuL 0,2 – noch bessere Ergebnisse lassen sich bei Verwendung von Hochfrequenzlitze $20 \cdot 0,05$ (s. u.) erzielen – in die oberen Kammern eines Dreikammerspuler­körpers nach Bild 13.7. Die Induktivität beträgt dann etwa $55 \mu\text{H}$. Von

1. Auf Rotglut erhitzen



2. In Spiritus abkühlen
a)

Nach dem Schmelzen
des Kolophoniums unter
dem LötKolben
wegziehen



b)

Bild 11.29

So wird HF-Litze
bearbeitet:

- a) Wir entfernen die
Lackisolation
- b) Wir verzinne die
HF-Litze

der Frequenz des zu sperrenden Senders hängt es ab, wie groß der Kondensator werden muß. Für $f = 1043 \text{ kHz}$ (Sender Dresden) und $L_{\text{Sp}} = 55 \mu\text{H}$ muß die Kapazität

$$C_{\text{Sp}} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f^2 \cdot L} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 1,043^2 \cdot 10^{12} \cdot \text{s}^{-2} \cdot 55 \cdot 10^{-6} \text{ H}} = 430 \text{ pF}$$

betragen. Wir verwenden unbedingt einen Keramik Kondensator! Obwohl sich die Spule des Sperrkreises durchaus aus Volldraht herstellen läßt, sollten wir uns auch von der noch bedeutend wirkungsvolleren Unterdrückung des Ortssenders bei Verwendung der erwähnten *Hochfrequenzlitze* experimentell überzeugen. HF-Litze besteht aus vielen sehr dünnen, lackisolierten Volldrähten, die gemeinsam noch mit Seide umspunnen sind. Worin liegt der Vorteil dieser HF-Litze? Wir wissen, daß die Resonanzspannung in einem Schwingkreis dann am größten wird, wenn der Wechselstromwiderstand der Spule möglichst klein ist. Bei hohen Frequenzen tritt in den Leitungen ein Effekt auf, den wir noch nicht kennen. Der hochfrequente Wechselstrom hat das Bestreben, nur an der Oberfläche des Leitungsdrahtes zu fließen. Deshalb muß der Draht eine möglichst große Oberfläche haben. Wie man das bei einem bestimmten Querschnitt erreicht, soll eine kleine Rechnung zeigen. Einfacher Spulendraht von 0,2 mm Durchmesser hat einen Querschnitt von $A = \pi \frac{d^2}{4} = \pi \cdot \frac{0,04 \text{ mm}^2}{4} = 0,031 \text{ mm}^2$, sein Umfang beträgt $U = \pi \cdot d = \pi \cdot 0,2 \text{ mm} = 0,63 \text{ mm}$. Der Umfang ist ein direktes Maß für die Oberfläche des Drahtes. Wenn wir nun den Querschnitt in zwanzig gleiche Drähte aufteilen, so muß jeder davon

$$d = 2 \sqrt{\frac{A}{20 \cdot \pi}} = 2 \sqrt{\frac{0,031 \text{ mm}^2}{20 \cdot \pi}} = 0,0445 \text{ mm}$$

dick sein. Der einzelne Draht hat dann einen Umfang von $U = \pi \cdot d = \pi \cdot 0,0445 \text{ mm} = 0,14 \text{ mm}$, alle zwanzig zusammen $20 \cdot 0,14 \text{ mm} = 2,8 \text{ mm}$.

Die Oberfläche der HF-Litze ist also $\frac{2,8 \text{ mm}}{0,63 \text{ mm}} = 4,4$ mal größer als die des Volldrahtes gleichen Querschnittes. Damit liegt ihr Vorteil klar auf der Hand. Sie setzt dem hochfrequenten Wechselstrom einen geringeren Widerstand entgegen, die Dämpfung des Schwingkreises wird kleiner und das Resonanzmaximum ausgeprägter.

Die Verarbeitung solcher HF-Litze wird uns allerdings etwas mehr Schwierigkeiten bereiten, als wir sie vom Abisolieren und Verlöten des lackisolierten Volldrahtes gewohnt sind. Äußerst wichtig ist, daß beim Abisolieren kein Drähtchen abreißt und beim Löten auch alle erfaßt werden. Mit dem Messer dürfen wir hier keinesfalls arbeiten. Zuerst entfernen wir auf etwa 10 mm die Seidenumspinnung, bringen dann das zu verlötende Ende in einer Spiritusflamme auf Rotglut (Achtung! Die Drähtchen **verbrennen** leicht!) und kühlen dann blitzschnell in Spiritus ab. Am besten gießen wir eine kleine Menge Spiritus in ein Blechschälchen, zünden an, erhitzen oben in der Flamme und können dann gleich unten in der Flüssigkeit abkühlen (vgl. Bild 11.29a). Mit Hilfe einer Lupe überzeugen wir uns davon, daß alle Drähtchen sauber abisoliert sind. Die Spiritusflamme löschen wir durch Auflegen eines kleinen Blechdeckels. Dann müssen die Drähtchen verzinnt werden. Auch

hier verwenden wir auf keinen Fall Löt fett oder Löt paste, sondern nur Kolophonium. Nach Bild 11.29b legen wir das Litzenende auf das Flußmittel, setzen den verzinn ten Löt kolben auf und ziehen nach dem Schmelzen des Kolophoniums die Litze unter dem Löt kolben weg. Auch nach diesem Arbeitsgang kontrollieren wir wieder mit der Lupe. Alle Drähtchen müssen vom Zinn erfaßt worden sein.

Das Bearbeiten von HF-Litze sollten wir an einem Stückchen Probelitze üben. Erst wenn wir einige Male hintereinander gute Erfolge erzielt haben, wickeln wir die Sperrkreisspule. Gemeinsam mit ihr und dem Kondensator des Sperrkreises löten wir einen kleineren Antennenkondensator mit auf das Experimentierbrett. Die Länge der Antenne vergrößern wir auf 3 bis 5 m. Dann stellen wir wieder den stärksten Sender ein. Durch Ein- oder Ausdrehen des Kernes der Sperrkreisspule suchen wir nun die Stelle, bei der die Lautstärke des Ortssenders am geringsten wird. Diese Arbeit wird um so länger dauern, je ungenauer unsere Rechnung gewesen ist. Kennen wir dazu nicht einmal die Induktivität der Sperrkreisspule hinreichend genau, ist das Einstellen der richtigen Eigenfrequenz beinahe ein Glücksspiel. Mit einem zweiten 500-pF-Drehkondensator, den wir an Stelle des Festkondensators für C_{Sp} verwenden, ist die richtige Frequenz sehr schnell eingestellt, aber dann müssen wir dessen Kapazität abschätzen, und das gelingt selbst Fachleuten nicht immer genau. Mit einem Frequenzmesser würden wir diese Schwierigkeiten umgehen. Deshalb merken wir uns den Bau eines Resonanzfrequenzmessers für das nächste Kapitel vor.

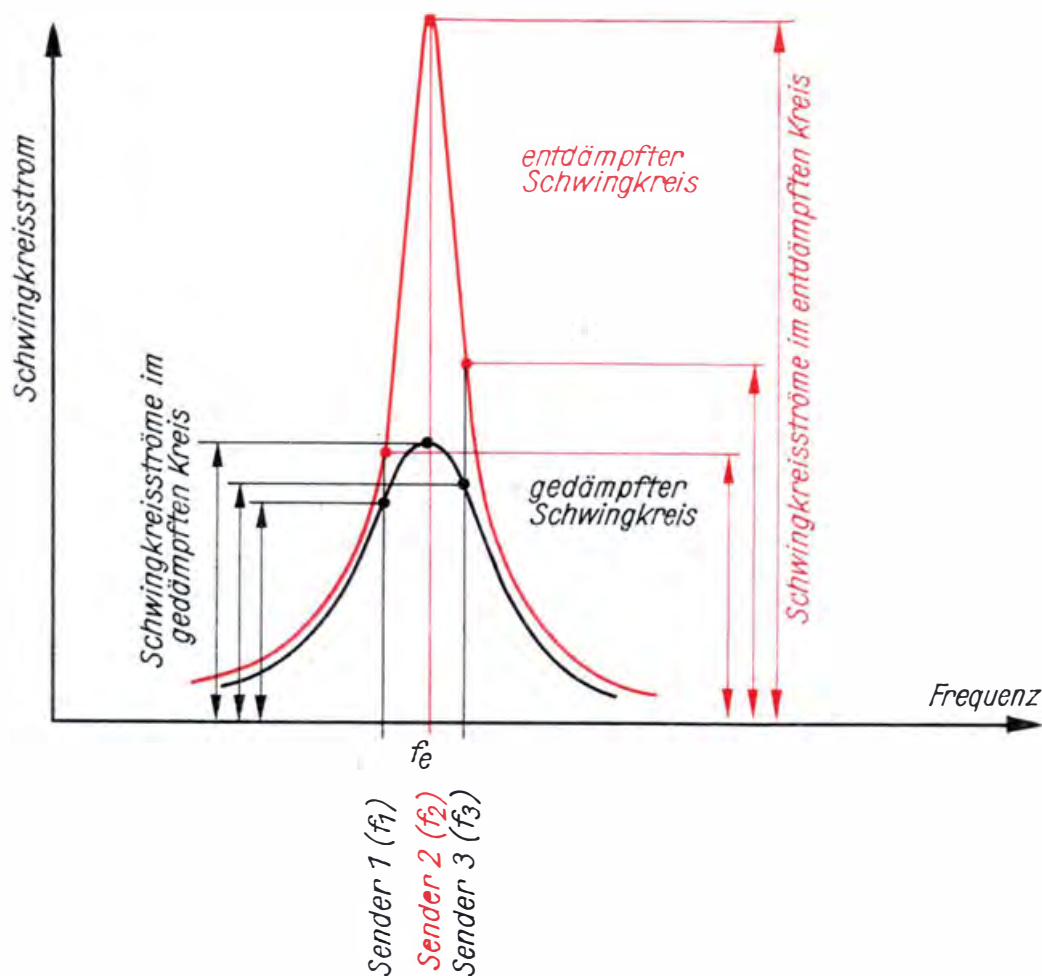


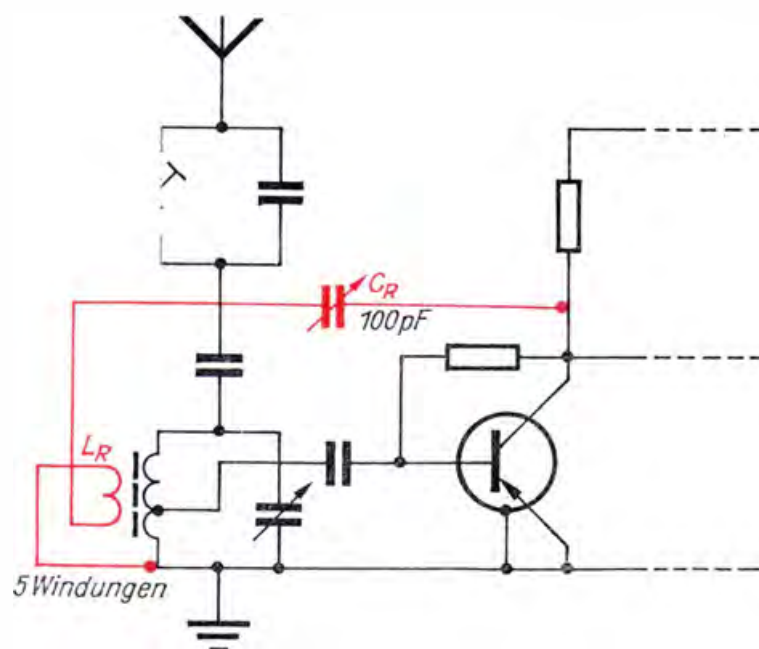
Bild 11.30
Resonanzkurven
eines bedämpften und
eines entdämpften
Schwingkreises

Der Sperrkreis ist dann richtig eingestellt, wenn sich beim Drehen des Spulenkernes – oder beim Drehen des zweiten Drehkondensators – ein deutliches Minimum der Lautstärke ergibt. Wenn wir nach dieser Einstellung wieder den Kondensator des Abstimmkreises durchdrehen, stellen wir eine spürbare Empfindlichkeitszunahme fest: Neben dem Ortssender können wir tagsüber – je nach örtlicher Lage – vier bis acht Sender empfangen. In den Abendstunden fallen noch mehr ein, mitunter sogar einige gleichzeitig. Um diesem Übel abzuhelpfen, müssen wir die *Trennschärfe* unseres *Einkreisers* (wir nennen ihn so, weil er nur *einen* Schwingkreis hat) erhöhen. Im Bild 4.13 ist die Resonanzkurve eines Schwingkreises dargestellt. Wenn nun drei Sender frequenzmäßig dicht beieinander liegen, regen sie alle drei unseren Resonanzkreis an. Wir wissen weiter, daß die Amplituden einer freien Schwingung um so rascher kleiner werden, je größer der Dämpfungswiderstand ist. Wenn es uns gelingt, diesen kleiner zu machen, verläuft die Resonanzkurve spitzer, und es kann tatsächlich nur noch ein Sender den Schwingkreis zu maximalen Schwingungen anregen (vgl. Bild 11.30). Wir müssen also eine Möglichkeit finden, den Dämpfungswiderstand unseres Abstimmkreises zu verkleinern.

Mit Rückkopplung leistet unser HF-Verstärker noch mehr

Der Schwingkreis unseres Oszillators wurde entdämpft, weil er im richtigen Takt Energie zugeführt bekam. Versuchen wir das gleiche am HF-Verstärker! Wir koppeln die am Kollektor vorhandene kräftige HF in den Schwingkreis zurück. Da unser Verstärker diesmal aber selber keine ungedämpften Schwingungen erzeugen soll, müssen wir die Energiezufuhr „portionsweise“ einstellen können. Die erforderliche Zusatzschaltung ist im Bild 11.31 dargestellt. Über die Rückkopplungsspule L_R gelangt die verstärkte HF wieder in den Abstimmkreis. Als Spulenkörper verwenden wir ein auf dem Ferritstab leicht verschiebbares Pappröhrchen, das in der bekannten Art aus verklebtem Zeichen-

Bild 11.31
Wir koppeln die HF
in den Schwingkreis
zurück



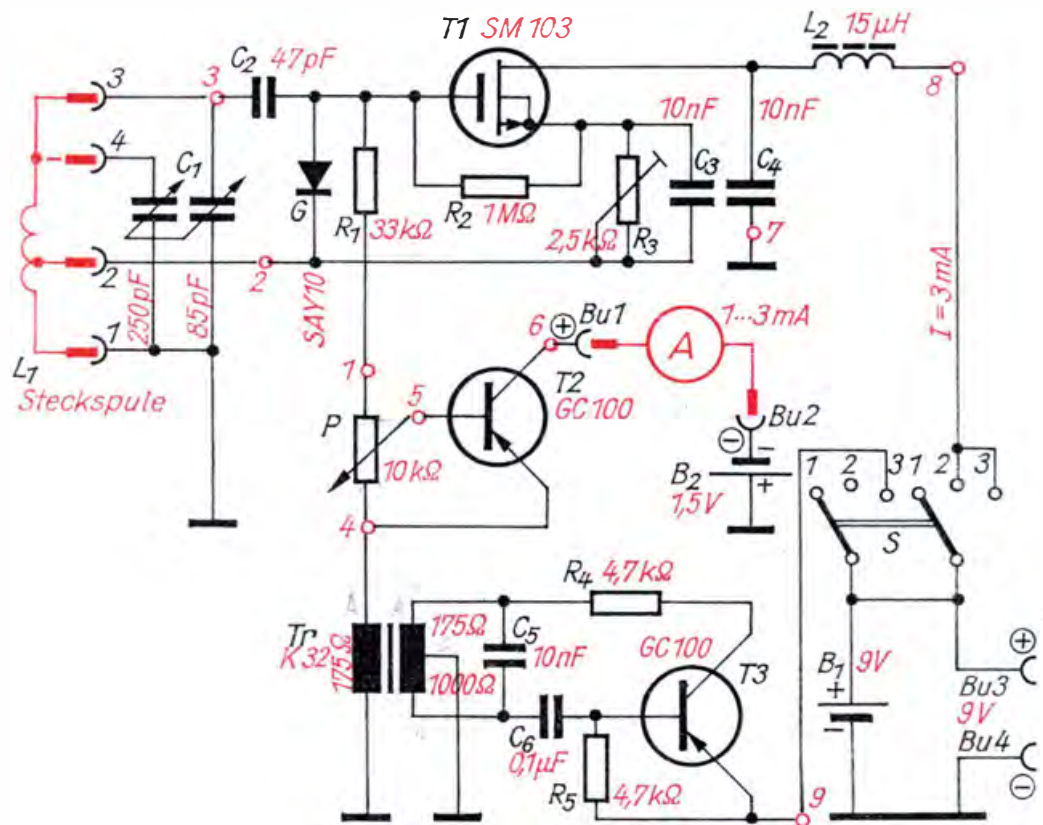
karton hergestellt wird. Wir bringen 20 Windungen aus Kupferlackdraht von 0,4 mm Durchmesser im Wicklungssinn der Schwingkreis-spule auf. Die fertige Spule schieben wir von der Antennenseite her auf den Ferritstab. Das zur Schwingkreisspule weisende Ende legen wir an eine besondere Telefonbuchse, das andere kommt mit auf Masse (Erdanschluß). Dann löten wir an die Lötösen A und B des Experimentierbrettchens einen Drehkondensator von etwa 100 pF in Hartpapierausführung. Mit ihm können wir den Grad der Rückkopplung einstellen. Von Lötöse A führt ein kurzer Draht zum noch freien Ende der Rückkopplungsspule.

Wir können jetzt vorher scheinbar „übereinanderliegende“ Sender einwandfrei trennen und auch eine erstaunliche Anzahl neuer und weit entfernter Sender empfangen. Die Rückkopplung dürfen wir allerdings nie zu stark „anziehen“, da unser HF-Verstärker sonst zum Oszillator wird. Wir merken das sofort: Aus dem Lautsprecher ertönt ein unangenehmes Heulen oder Pfeifen. Diese Erscheinung ist jedoch nur das kleinere Übel! Am „Oszillatorkreis“ haben wir eine Antenne – womöglich sogar eine Hochantenne – angekoppelt, die nun als Sendeantenne wirkt und das Heulen und Pfeifen in den Raum abstrahlt. Die rundfunkhörenden Nachbarn werden über den plötzlich auftauchenden neuen Pfeifsender nicht erfreut sein, erst recht nicht die Kollegen vom Funküberwachungsdienst der Deutschen Post! Dazu wollen wir es lieber nicht erst kommen lassen. Und nun guten Empfang!

12. Ein Frequenzmesser ist unbedingt erforderlich

Ohne dieses Gerät kommt kein Radiobastler aus, wenn er sich nicht mit sehr einfachen Empfängern begnügen will. Wir haben das bereits beim Einstellen des Sperrkreises unseres HF-Verstärkers festgestellt. Das Schaltbild des neuen Meßgerätes ist aus Bild 12.1 ersichtlich. Wir erkennen drei Teilschaltungen, und zwar erstens den eigentlichen HF-Oszillator mit dem Transistor T 1, zweitens einen einfachen Gleichstromverstärker mit T 2 und drittens schließlich den Tongenerator mit dem Transistor T 3. Das Schaltbild von T 1 ist für uns neu. Es handelt sich hier um einen sogenannten *unipolaren* Transistor, bei dem die Ladungsträger keinen pn-Übergang wie bei den bisher von uns verwendeten Bipolartransistoren passieren müssen. Die Steuerung des Stromes erfolgt durch ein von außen erregtes elektrisches Feld, und deshalb werden diese Transistoren als *Feldeffekttransistoren* (FET) bezeichnet.

Bild 12.1
Schaltbild des Resonanzfrequenzmessers:
Schalterstellung 1:
(A) Absorptionsfrequenzmesser
Schalterstellung 2:
(D) Dipmeter
Schalterstellung 3:
(P) Prüfgenerator



Wir bestücken den HF-Oszillator mit einem MOSFET

Im Bild 12.2 wird die Steuerung der Oberflächenleitfähigkeit eines Halbleiters veranschaulicht. Auf einem Halbleiterkristall sind zwei metallische Elektroden S und D angeordnet. Sobald an diese eine äußere Spannung U_{DS} gelegt wird, fließt ein geringer Strom I_D . Wird nun die vom Halbleiter isolierte Metallelektrode G durch eine zweite Spannung U_{GS} positiv aufgeladen, werden die ursprünglich im Halbleiter gleichmäßig verteilten Elektronen zur Oberfläche des Halbleiters gezogen. Die Elektrode G und der Halbleiter bilden einen Kondensator. Je höher die Steuerspannung U_{GS} ist, um so größer wird die Elektronendichte an der Oberfläche zwischen S und D, und um so stärker wird der Stromfluß I_D . Die Bezeichnung der Elektroden kommt aus dem Englischen: *Source* heißt Quelle – weil hier die Ladungsträger nachgeliefert werden –, *Drain* bedeutet Senke bzw. Abfluß (der Ladungsträger), und *Gate* heißt Tor.

Bild 12.3 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines *Metall-Oxid-Feldeffekt-Transistors* (MOSFET). Zwischen den stark dotierten n-leitenden Elektrodengebieten für Source und Drain ist ein schwächer dotierter n-leitender Kanal vorhanden. Sobald eine Spannung U_{DS} angelegt wird, fließt ohne Gatespannung ein bestimmter Strom. Wird an das Gate eine negative Spannung gelegt, verarmt der Kanal an Elektronen, und die Leitfähigkeit und damit auch der Strom sinken. Das Substrat (engl.: Bulk) ist kontaktiert und wird innerhalb des Transistorgehäuses mit der Source-Elektrode verbunden. Da als Isolierung zwischen Gate und Halbleiter die nur etwa $0,1\ \mu\text{m}$ – das sind $0,0001\ \text{mm}$ – dicke Oxidschicht dient, ist der MOSFET *äußerst empfindlich gegen statische Aufladungen* des Gate, die zum Durchschlag der Isolierschicht führen.

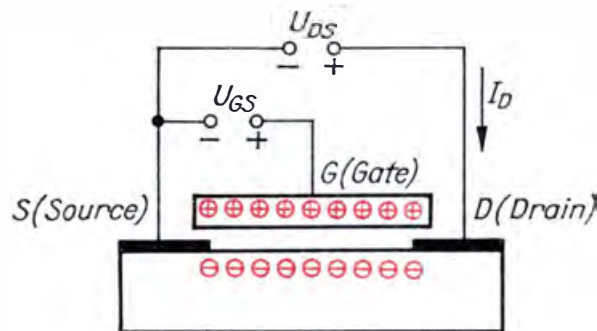


Bild 12.2
Prinzip der Steuerung der Oberflächenleitfähigkeit durch den Feldeffekt

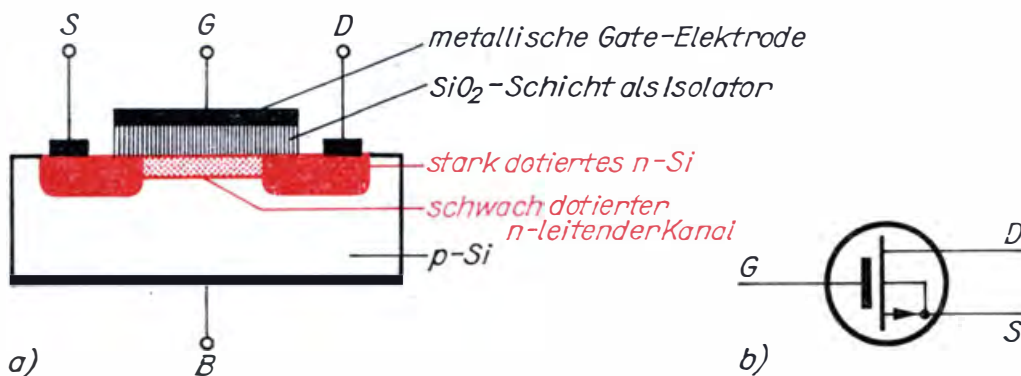
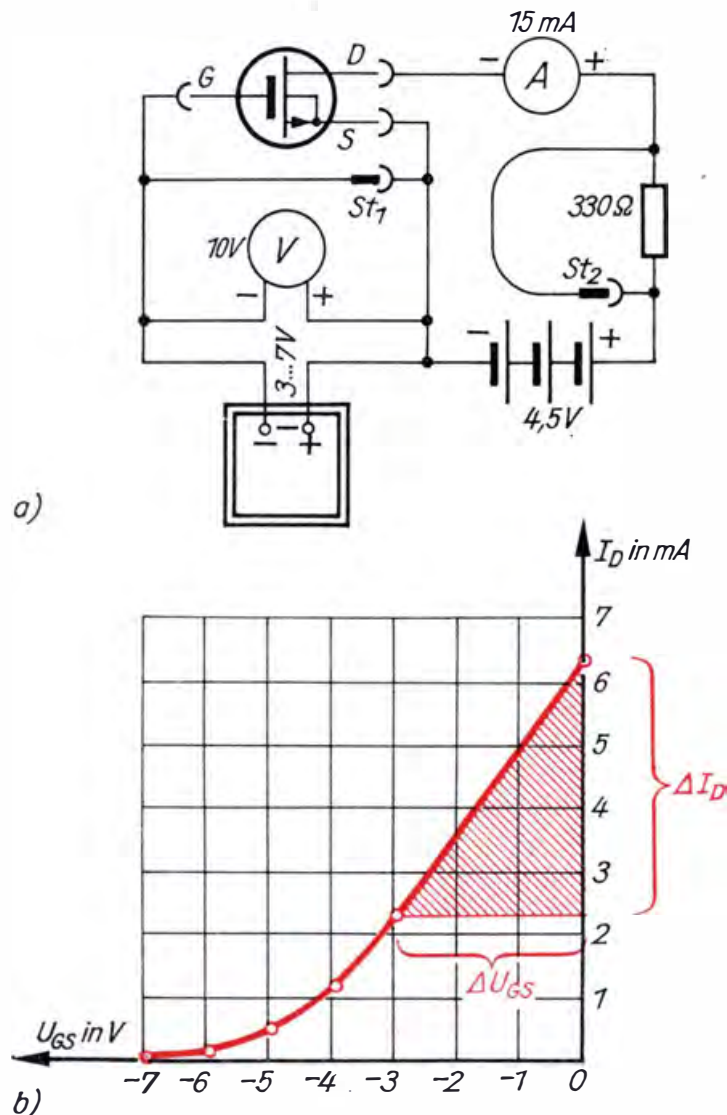


Bild 12.3
Aufbau (a) des MOSFET und sein Symbolschaltbild (b)

Deshalb sind beim Umgang mit MOSFETs ganz besondere Schutzmaßnahmen zu treffen. Vom Hersteller werden die Anschlußfahnen grundsätzlich mit einem schmalen Metallband leitend verbunden oder miteinander verlötet. Das Metallband entfernen wir erst, wenn der MOSFET in die fertige Schaltung eingebaut ist, und im Fall verlöteter Anschlüsse müssen wir vor dem Auseinanderlöten einen blanken, dünnen Kupferdraht zwischen die Anschlüsse fädeln, damit sie weiterhin leitend verbunden sind. Während des Lötens am MOSFET bzw. an der Schaltung mit MOSFETs ziehen wir grundsätzlich den Stecker des Lötkolbens aus der Dose.

Zur Aufnahme der Kennlinie eines MOSFET verwenden wir die Schaltung nach Bild 12.4a. Die beiden Leitungen mit den Steckern St_1 und St_2 sorgen dafür, daß nach dem Einsetzen des Transistors in die Fassung die Elektroden auch nach dem Ausfädeln des Metallbandes bzw. des Kupferdrahtes noch miteinander verbunden sind. Vor dem Anlegen der Batteriespannung $U_{DS} = 4,5\text{ V}$ entfernen wir St_2 . Das Stromversorgungsgerät ist noch ausgeschaltet. Der Schutzwiderstand von $330\ \Omega$ sorgt dafür, daß bei eventuell schadhafter Isolierschicht das Meßgerät nicht beschädigt wird. Der Strom wird auf $I = \frac{4,5\text{ V}}{330\ \Omega} = 14\text{ mA}$ be-

Bild 12.4
Wir nehmen die
Kennlinie eines
MOSFET auf:
a) Schaltung zur Aufnahme der Kennlinie
b) I_D - U_{GS} -Kennlinie



grenzt. Zeigt das Meßgerät also Vollauschlag an, ist der MOSFET unbrauchbar, und wir schalten sofort aus. Ist der Strom jedoch kleiner als 10 mA, fügen wir St_2 wieder ein und überbrücken damit den Widerstand. Lesen wir jetzt beispielsweise 6,2 mA ab, entfernen wir St_1 , schalten das Stromversorgungsgerät ein und stellen von 3 V an um jeweils 1 V steigende negative Gatespannungen ein. Wir erhöhen sie so weit, bis kein Strom mehr fließt.

Zum Abschluß des Versuchs schalten wir die Spannungen ab, schließen St_1 und fädeln wieder das Band oder den Draht zwischen die Anschlußfahnen. Erst dann dürfen wir den MOSFET aus der Fassung ziehen.

Die erhaltenen Wertepaare übertragen wir in ein Diagramm nach Bild 12.4b. Die Steigung der Kurve ist eine wichtige Kenngröße des

MOSFET: die *Steilheit* $S = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}$. Sie beträgt für das Musterexemplar

$$S = \frac{6,2 \text{ mA} - 2,2 \text{ mA}}{0 \text{ V} - (-3 \text{ V})} = \frac{4 \text{ mA}}{3 \text{ V}} = 1,33 \frac{\text{mA}}{\text{V}}.$$

Für den MOSFET in der Schaltung des Resonanzfrequenzmessers verwenden wir entweder einen typisierten SM 103 oder einen Bastel-

transistor mit einer Steilheit von mindestens $S = 1,2 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$.

Ein Feldeffekttransistor zeichnet sich gegenüber einem Bipolartransistor durch einen sehr hohen Eingangswiderstand der Größenordnung $10^8 \text{ M}\Omega$ aus. Das kommt daher, daß die Steuerelektrode von den übrigen isoliert ist. Ein MOSFET benötigt zur Steuerung des Drainstromes nur eine Eingangsspannung, aber keinen Eingangsstrom; die Steuerung erfolgt leistungslos. Deshalb wird z. B. der frequenzbestimmende Schwingkreis unseres Resonanzfrequenzmessers vom Transistor nicht belastet, und die Meßfrequenz bleibt auch bei sinkender Batteriespannung konstant. Das ist für ein Meßgerät sehr wesentlich.

Wenden wir uns der Schaltung des Frequenzmessers zu. Die Teilschaltung mit T 3 ist uns aus Kapitel 11 bekannt (Bild 11.6). Der HF-Oszillator ist ähnlich aufgebaut. Auch hier liegt über C_2 der frequenzbestimmende Schwingkreis mit L_1 und C_1 an der Steuerelektrode des Transistors. Die Rückkopplung erfolgt allerdings nicht vom Kollektor bzw. von der Drainelektrode, sondern von der Source-Elektrode an die Anzapfung der Schwingkreisspule. Mit dem Einstellwiderstand R_3 stellen wir einen Strom von 2,5 bis 3 mA ein; C_3 dient der hochfrequenzmäßigen Überbrückung dieses Widerstandes. R_2 ist für die Funktion unwichtig. Er dient lediglich dem Schutz des MOSFET. Das Siebglied L_2C_4 soll ein Abfließen der HF in die Stromversorgungseinrichtung verhindern.

Als eigentliches Anzeigeelement dient ein Strommesser mit einem Meßbereich von höchstens 3 mA, der über die Telefonbuchsen Bu 1 und Bu 2 von außen angeschlossen wird. Der Strommesser liegt im Kollektorkreis des Transistors T 2, dessen Reststrom klein und dessen Stromverstärkung größer als 50 sein sollte. Mit der Siliziumdiode G wird die HF gleichgerichtet und über R_1 und das Potentiometer P an die Basis von T 2 geleitet. Mit P stellen wir den Ausschlag des Strommessers auf die gewünschte Höhe. Als Spannungsquelle des Gleichstromverstärkers dient eine Monozelle.

Die mit dem Tongenerator erzeugbare Tonfrequenz von etwa 1 kHz wird über die Sekundärspule des Übertragers T_r sowie die Widerstände P und R_1 an das Gate von T_1 geleitet und so der hochfrequenten Trägerschwingung aufmoduliert. Die Spule L_1 des frequenzbestimmenden Schwingkreises ist als auswechselbare Steckspule ausgeführt. Durch Verwendung von sechs Spulen schwingt unser Frequenzmesser in einem Bereich von 170 kHz bis 70 MHz.

Unser Resonanzmesser ist ein Mehrzweckgerät

In der gezeichneten Stellung 1 des Schalters S , für den mindestens ein zweimal dreipoliger Umschalter (dreipoliger Umschalter mit zwei Schalterebenen) benötigt wird, erhalten weder der HF- noch der NF-Generator Betriebsspannung; beide arbeiten nicht. Über das angeschlossene Meßgerät ist jedoch der Gleichstromverstärker betriebsbereit, der – ähnlich wie der Strommesser im Versuch zur Messung des Kopfhörerstromes auf S. 23 – an einem Diodenempfänger liegt. Beide Empfänger unterscheiden sich im Prinzip nur bezüglich der Demodulation. Während im Empfänger nach Bild 2.9 die Diode in Reihe zum Schwingkreis liegt, ist sie im Bild 12.1 parallelgeschaltet. Sobald der Schwingkreis unseres Meßgerätes durch die Schwingung eines fremden Oszillators zum Mitschwingen angeregt wird, zeigt der Strommesser – genau wie in dem bereits erwähnten Versuch – einen Strom an, der im *Resonanzfall* ein Maximum annimmt. Dann müssen also beide Frequenzen übereinstimmen, und wir können am *Resonanzmesser* die Frequenz des fremden Oszillators ablesen. Die Ankoppelung des Oszillators erfolgt induktiv, indem wir die Spule des Resonanzmessers der Oszillatorspule so weit wie *nötig* nähern. Ist die Kopplung zwischen beiden Spulen zu groß, tritt eine Verstimmung der Kreise ein, und die Frequenzmessung wird ungenau. Deshalb machen wir den Abstand zwischen den Spulen so groß, daß die Anzeige des Maximalstromes gerade noch eindeutig zu erkennen ist. Auf diese Art bestimmen wir die Frequenz *aktiver Schwingkreise*. Unser Gerät arbeitet als *Absorptionsfrequenzmesser (A)*.

Bei Schalterstellung 2 wird T_1 mit Strom versorgt und schwingt. Von der Steckspule L_1 gehen hochfrequente Schwingungen aus. Nähern wir nun die Spule einem beliebigen, aber selbst nicht schwingenden Kreis in der oben beschriebenen Art, so wird der fremde Schwingkreis zum Mitschwingen angeregt. Wir stellen das Potentiometer so ein, daß der Zeiger des Meßgerätes etwa zwei Drittel des Vollausschlages anzeigt und drehen den Abstimmkondensator C_1 langsam durch. Sobald die Oszillatorfrequenz mit der Eigenfrequenz des auszumessenden Schwingkreises übereinstimmt, wird dem Oszillator ein Maximum an Schwingungsenergie entzogen; der über R_1 und P nach Masse fließende Strom wird kleiner, und deshalb geht die Anzeige des Strommessers zurück. Wenn die Resonanzfrequenz durch Weiterdrehen von C_1 überschritten wird, schnellt der Zeiger des Meßgerätes wieder in seine alte Lage. Dieses Verhalten hat dem Resonanzfrequenzmesser den Namen *Dipmeter (D)* eingebracht. Auch bei dieser Messung von *passiven Schwingkreisen* halten wir die Ankoppelung so gering wie möglich. In der dritten Stellung des Schalters S wird zusätzlich noch der Tongenerator eingeschaltet, dessen Niederfrequenz die Hochfrequenz

moduliert. Jetzt arbeitet unser Meßgerät als *Prüfgenerator* (P), mit dem wir fertige Empfänger nach dem 1-kHz-Ton abgleichen können. Als Spannungsquellen verwenden wir neben der Monozelle des Anzeigeverstärkers eine 9-V-Batterie. Darüber hinaus ist es aber auch möglich, über die Buchsen Bu 3 und Bu 4 die Niederspannung unseres Stromversorgungsgerätes anzuschließen.

Wir bauen den Resonanzfrequenzmesser

Das Gerät soll beim Messen bequem in der linken Hand liegen und von der rechten bedient werden können. Deshalb muß das Gehäuse schmal aufgebaut, die Steckspule an einer Stirnseite angeordnet und der Drehkondensator mit einem großen Skalenrad ausgerüstet werden. Die Teilschaltungen des **Frequenzmessers** bauen wir selbstverständlich auf einer Platine in gedruckter Schaltung auf. Bild 12.5a zeigt die Leitungsführung und Teilbild b den Bestückungsplan. Für die Spule L_2

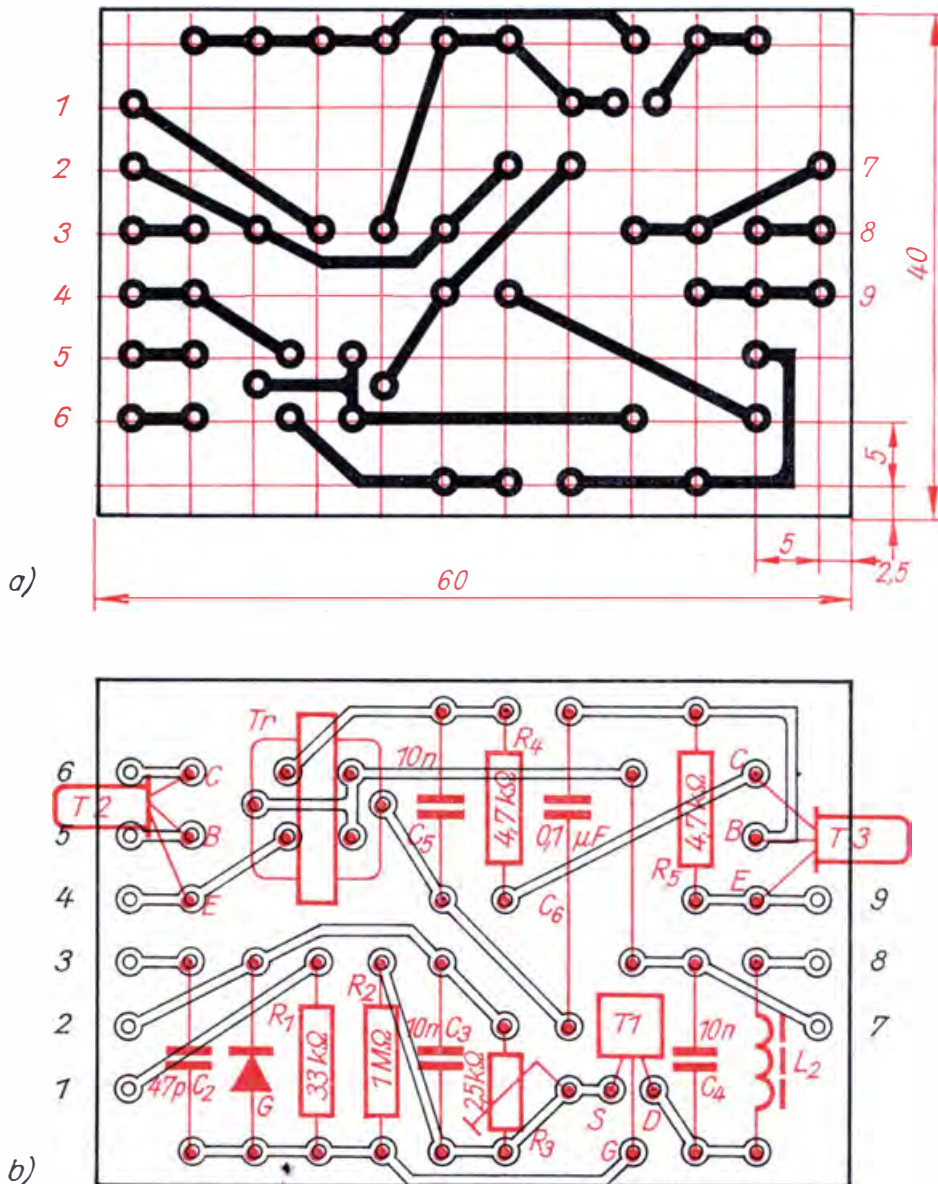


Bild 12.5
Leitungsführung (a)
und Bestückungs-
plan (b) für die
Leiterplatte des
Frequenzmessers

wickeln wir 30 Windungen 0,2 CuL auf den Kern eines Dreikammer-spulenkörpers, von dem wir das Gewindeteil entfernt haben. Beim Einlöten des Übertragers K 32 achten wir auf die richtige Lage. Deshalb messen wir ihn vorher aus, um uns Klarheit über die Spulenanschlüsse zu verschaffen. Erst ganz zum Schluß löten wir den MOSFET SM 103 ein. Wir ziehen auf alle Fälle während des Lötens den Netzstecker aus der Steckdose und lassen die Kurzschlußverbindung noch an den Anschlußfahnen.

Das Gehäuse fertigen wir analog dem Gehäuse des Oszillografenmeßverstärkers aus 1,5 mm dickem kupferkaschiertem Hartpapier. Wir brauchen jeweils zwei Platten der Größen 65 mm × 170 mm, 42 mm × 170 mm und 62 mm × 42 mm. In eine der kleinsten Platten setzen wir genau in der Mitte eine Fassung für die Steckspulen ein. Gut eignen sich als Spulensockel solche von ausgedienten Oktalröhren. Im Mustergerät wurden Adapter für Novalsockel verwendet. Die zweite

Bild 12.6
Die Deckplatte des
Frequenzmessers

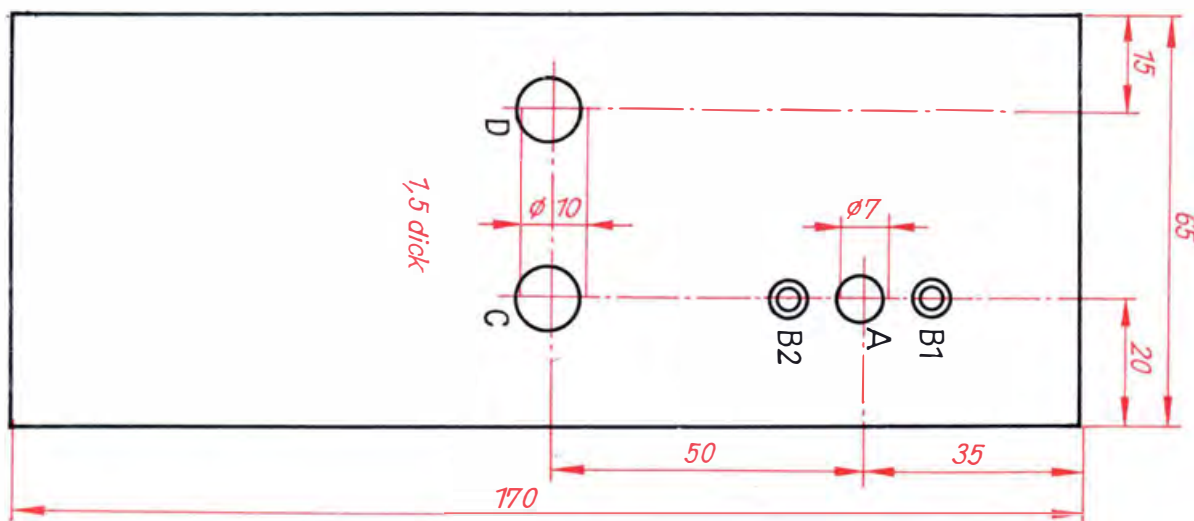
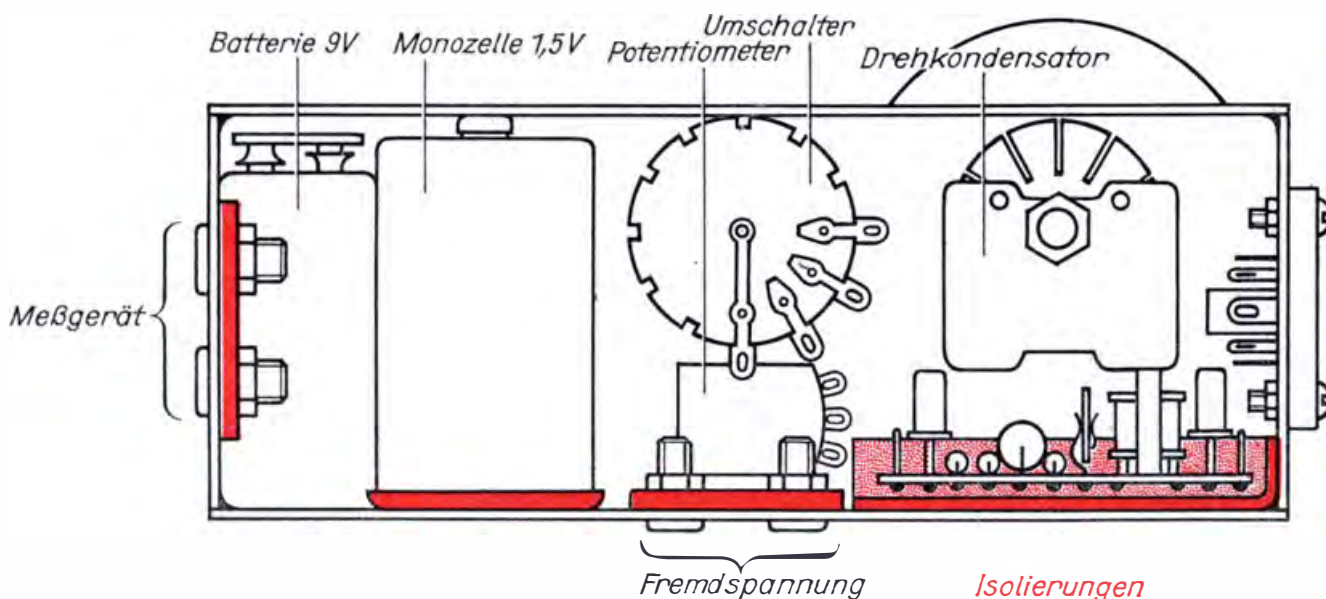


Bild 12.7
Anordnung der Bau-
elemente im Gehäuse

kleine Platte und eine mittlere erhalten jeweils zwei 6-mm-Bohrungen für die Telefonbuchsen Bu 1 bis Bu 4. Damit diese keine Verbindung mit der Kupferschicht bekommen, senken wir die Bohrung von der Kupferseite an und legen Pertinaxisolierscheiben unter die Muttern.

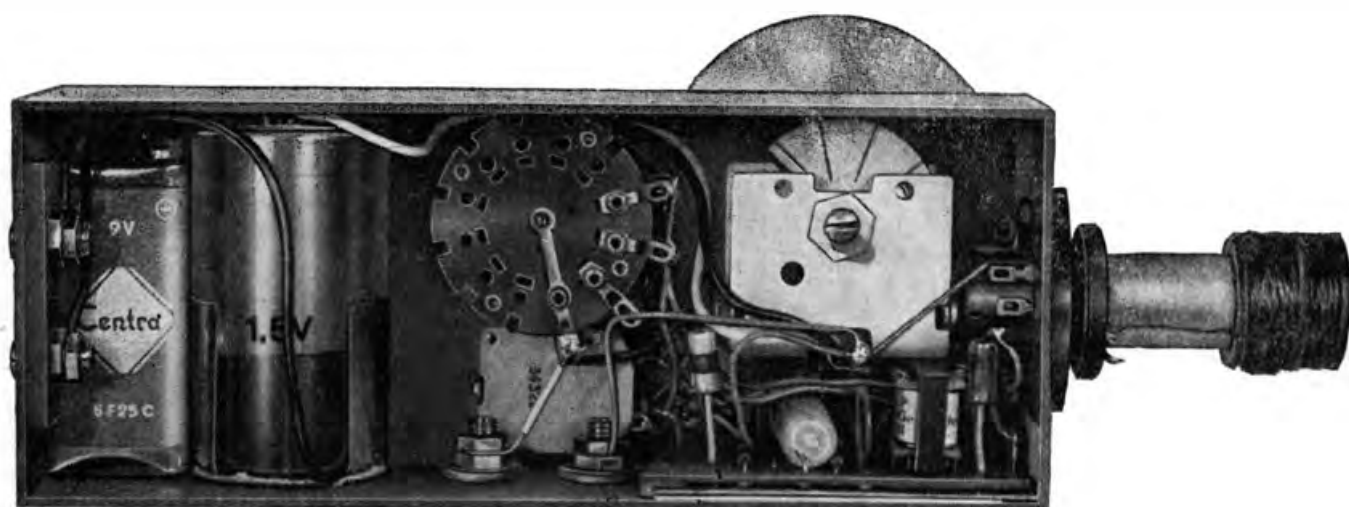


Eine große Platte, die Deckplatte, bearbeiten wir nach Bild 12.6. Durch Bohrung A ragt die Achse des Drehkondensators C_1 , für den im Mustergerät der des Empfängers T 100 verwendet wurde. Er wird bei B 1 und B 2 mit zwei kurzen Senkschrauben M 3 an die Deckplatte geschraubt. Muß ein anderer Drehkondensator genommen werden, sind die Bohrungen A und B entsprechend zu wählen. In C setzen wir später den Schalter S und in D das Potentiometer P ein.

Nach der mechanischen Bearbeitung der Platten verlöten wir die Deckplatte und die übrigen vier kleineren Platten zum Gehäuse (vgl. S. 159). Dabei beachten wir, daß die Platte für die Spulenfassung zum Drehkondensator und die mittlere mit den beiden Telefonbuchsen Bu 3 und Bu 4 auf die Seite des Potentiometers (Bohrung D) kommen.

Nach dem Säubern des Gehäuses mit Spiritus oder Benzin schrauben wir die Bedienelemente an und bauen die bestückte Platine ein. Damit diese nicht mit der Kupferseite des Gehäuses in Berührung kommt, legen wir zwischen Leiterplatte und Gehäuse eine Platte entsprechender Größe aus dünnem Pertinax oder aus Pappe. Aus Bild 12.7 geht hervor, wie die einzelnen Bauelemente etwa im Gehäuse anzuordnen sind. Während die 9-V-Batterie über zwei Druckknöpfe, die wir von alten Batterien gewinnen, angeschlossen ist, löten wir die Mcnozelle direkt in die Schaltung ein. Ihren Boden, der negatives Potential führt, bekleben wir mit Heftpflaster; er darf keinen Kontakt zur Kupferschicht des Gehäuses bekommen. Bild 12.8 gestattet uns einen Blick in den fertig verdrahteten Frequenzmesser.

Bild 12.8
So sieht unser Frequenzmesser von innen aus



Zum Schluß müssen wir den Gehäuseboden anpassen. Dazu löten wir fünf kleine Winkel aus 1 mm dickem Eisen- oder Messingblech auf die Kupferschicht der letzten großen Platte und verbohren Gehäuse und Bodenplattenwinkel zunächst gemeinsam, um anschließend in die Winkel Gewinde M3 zu schneiden und die Gehäuselöcher auf 3 mm aufzubohren. Dann kann der Boden nach Bild 12.9 angeschraubt werden. Die Welle des T-100-Drehkondensators ist sehr kurz. Sie muß um etwa 8 mm verlängert werden. Da sie ein Innengewinde M2,5 enthält, können wir ein Metallröhrchen von 6 mm Außendurchmesser und 2,5 bis 3 mm Bohrung mit der passenden Schraube aufsetzen. Damit das Ganze auch

Bild 12.9
So verschrauben wir die Bodenplatte mit dem Gehäuse und ein Metallrohr mit der Welle des Drehkondensators

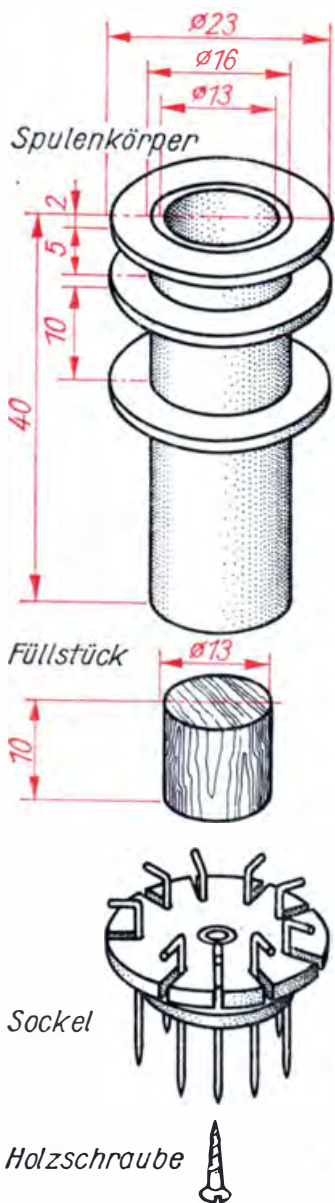
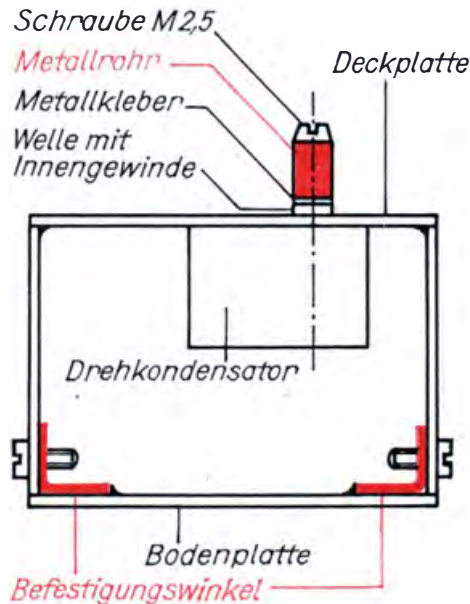


Bild 12.10
Aufbau der Spulenkörper

haltbar genug wird, verkleben wir Röhrechen, Schraube und Achse mit Epasol EP 11 (vgl. Bild 12.9).

Zum Einstellen des Drehkondensators benötigen wir ein Skalenrad. Wir schneiden aus Plexiglas eine kreisrunde Scheibe von 65 mm Durchmesser und durchbohren sie mittig mit 10 mm. Von der Mitte zum Rand ritzen wir genau radial eine schmale Rinne ein und füllen sie mit schwarzer Tusche aus. Das ist der Zeiger unseres Frequenzmessers. Auf die andere Seite des Skalenrades kleben wir wieder mit EP 11 einen kleinen Drehknopf, mit dem wir das Skalenrad an der verlängerten Drehkoachse anschrauben können.

Die Spulenkörper stellen wir aus Zeichenkarton und Pappe oder dünnem Pertinax her. Auf einem Stab von 13 mm Durchmesser wickeln und verkleben wir mit einem Alleskleber ein 25 cm langes Rohr. Der Außendurchmesser soll 16 mm betragen. Nach dem Trocknen sind fünf Stücke von 40 mm und eines von 20 mm Länge abzuschneiden. Aus 2 mm dicker Pappe oder aus Pertinax fertigen wir dann zehn Ringscheiben. Die Abmessungen sind im Bild 12.10 enthalten. Zwei lange Spulenkörper erhalten je drei Scheiben, die restlichen je eine an der Stirnseite. Wir verkleben alles gut und tränken anschließend mehrmals in Schellack. In jeden der sechs Spulenkörper kleben wir nach dem Trocknen am scheibenlosen Ende ein Füllstück aus Holz bündig ein. Das Ganze wird mit EP 11 in einen Sockeladapter geleimt und zusätzlich mittels einer kleinen Holzschraube befestigt. Die erste Spule für einen Frequenzbereich von 170 bis 520 kHz erhält 460 Windungen aus 0,2 CuL. 160 Windungen kommen in die 5 mm breite Kammer, die restlichen 300 in die größere. Wir versuchen, eine Art Kreuzwicklung nachzuahmen. Die Spulenden legen wir mit einem Tröpfchen Alleskleber fest. Auf keinen Fall dürfen wir die Spule in Schellack tränken oder ganz mit Leim bestreichen, weil sonst die unvermeidliche Eigenkapazität zu groß wird. Die Frequenzbereiche, die Windungszahlen und die Drahtdicken für die Steckspulen entnehmen wir nachfolgender Tabelle.

Während für die Spulen 1 bis 4 beide Statorpakete des Zweifach-Drehkondensators durch eine Drahtbrücke zwischen den Anschlüssen 3

Nr. der Spule	Frequenzbereich	Windungszahl	Koppelwindungen	Drahtdurchmesser
1	170...520 kHz	460	160	0,2 mm
2	0,5...1,65 MHz	150	50	0,2 mm
3	1,5...5,5 MHz	66	22	0,4 mm
4	5...18 MHz	$11\frac{1}{2}$	$3\frac{1}{2}$	0,4 mm
5	15,5...36 MHz	9	3	1,0 mm
6	30...70 MHz	4	$1\frac{1}{4}$	1,0 mm

und 4 des Spulensockels parallelgeschaltet werden und die Kapazitätsvariation damit 355 pF beträgt, wird für die Spulen 5 und 6 nur das kleine Plattenpaket mit einer Kapazitätsänderung von 85 pF verwendet. Für Spule 6 nehmen wir den kleinen Spulenkörper. Der Abstand zwischen den Windungen beträgt hier 2 mm.

Bild 12.11
Unser Resonanzfrequenzmesser



Bild 12.11 zeigt eine Ansicht unseres fertigen Meßgerätes. Eine Spule ist aufgesteckt, die übrigen stehen vor dem Gerät. Auf den Stirnseiten der Spulen erkennen wir die Meßbereichsschildchen.

Nun folgt eine Arbeit, die wir nicht in unserer Bastecke ausführen können: das Eichen des Frequenzmessers. Dazu wenden wir uns am besten an eine Amateurfunkstation der Gesellschaft für Sport und Technik. Die dort tätigen Kameraden helfen uns sicherlich, wenn wir mit unserer Bitte an sie herantreten. Wir brauchen sechs Eichskalen, die unter das Skalenrad geschoben werden und deren Lage wir auf der Deckplatte genau markieren. Unser Gerät stellen wir gegenüber einem geeichten Resonanzfrequenzmesser auf. Punkt für Punkt werden nun die Eichpunkte übertragen. Wir führen die Eichung je zweimal durch. Einmal arbeitet das Eichgerät als unmodulierter Sender und unser Gerät als Absorptionsfrequenzmesser, bei der Kontrolle der aufgenommenen Punkte dient unser Gerät als Sender (Schalterstellung D), das Eichgerät als Absorptionsfrequenzmesser. Die Eichskalen sind zum Schluß noch gemeinsam auf ein einziges Skalenblatt – etwa nach Bild 12.11 – zu übertragen. Am Ende ist eine nochmalige Frequenzkontrolle sicherlich von Vorteil. Trotzdem wird unser neues Gerät niemals ein Präzisionsinstrument werden. Mit gewissen Fehlern müssen wir immer rechnen. Die Meßgenauigkeit reicht für unsere Belange jedoch vollauf aus.

Wir gleichen passive Schwingkreise ab

Als erstes messen wir die Frequenz des Sperrkreises in unserem HF-Verstärker. Wir löten ihn vom Antennenkondensator ab und nähern seiner Spule diejenige des Frequenzmessers (Spule 2), der in Schalterstellung D als Dipmeter zum Bestimmen der Resonanzfrequenz passiver Schwingkreise arbeitet. Sobald wir einen eindeutigen Dip erkannt haben, vergrößern wir den Abstand zwischen den Spulen so weit, bis beim Durchstimmen des Drehkondensators nur noch ein gerade feststellbares Zeigerzucken auftritt. Liegt die Eigenfrequenz des Sperrkreises unterhalb der Frequenz des Ortssenders, drehen wir den Spulenkern heraus. Die Induktivität wird dann kleiner und die Frequenz größer. Im anderen Falle müssen wir den Kern weiter hineindrehen. Gelingt uns damit kein Abgleich des Sperrkreises auf die Frequenz des Ortssenders, muß entweder die Windungszahl der Spule oder die Kapazität des Kondensators verändert werden. Dabei wollen wir nicht nur stur experimentieren, sondern zwischendurch die Mathematik ein wenig zu Hilfe nehmen. Mit ihr kommen wir schneller zum Ziel. Nehmen wir an, die Frequenz des Schwingkreises soll bei einer Spule mit 60 Windungen 1 MHz betragen. Aber obwohl wir den Kern ganz eingedreht haben, kommen wir nur bis auf 1,2 MHz herunter. Also muß die Windungszahl vergrößert werden.

Nach $f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$ ist $f^2 = \frac{1}{4\pi^2 \cdot L \cdot C}$. Dieser Zusammenhang gilt

sowohl für unsere gegenwärtig vorhandene Schwingkreisspule mit $f_1 = 1,2$ MHz und $N_1 = 60$ als auch für die neu zu wickelnde, für die

wir nur $f_2 = 1 \text{ MHz}$ kennen und N_2 bestimmen wollen. Zunächst stellen wir die Gleichung nach L_2 um und erhalten $L_2 = \frac{1}{4 \pi^2 \cdot f_2^2 \cdot C}$.

Da wir den Kondensator beibehalten wollen und damit C für beide Schwingkreise gleich ist, stellen wir die obige Gleichung für f_1 noch nach C um,

$$C = \frac{1}{4 \pi^2 \cdot f_1^2 \cdot L_1},$$

und setzen diesen Ausdruck in die Gleichung für L_2 ein:

$$L_2 = \frac{4 \pi^2 \cdot f_1^2 \cdot L_1}{4 \pi^2 \cdot f_2^2} = \frac{f_1^2 \cdot L_1}{f_2^2}.$$

Von Seite 20 wissen wir, daß zwischen der Induktivität und dem Quadrat der Windungszahl direkte Proportionalität besteht: $L \sim N^2$. Wenn wir diese Abhängigkeit in der Gleichung für L_2 berücksichtigen, erhalten wir

$$N_2^2 = \frac{f_1^2 \cdot N_1^2}{f_2^2} \text{ bzw. } N_2 = \frac{f_1 \cdot N_1}{f_2}.$$

Danach muß die neue Schwingkreisspule $N_2 = \frac{1,2 \text{ MHz} \cdot 60}{1 \text{ MHz}} = 1,2 \cdot 60 = 72$ Windungen erhalten. Wichtig ist hierbei nur, daß wir mit den Indizes 1 und 2 die alte Windungszahl und die alte Frequenz von der neuen Windungszahl und der neuen Frequenz unterscheiden.

Auch Induktivitäten und Kapazitäten sind meßbar

Neben Frequenzmessungen können wir unser neues Gerät auch zum Ermitteln von Induktivitäten und Kapazitäten verwenden. Wir benötigen dann noch zusätzlich eine Spule oder einen Kondensator bekannter Größe. Brauchen wir z. B. den Wert einer Spule, so vereinigen wir sie mit einem Kondensator zu einem Schwingkreis. Die Kapazität – wir müssen sie ziemlich genau kennen – betrage 273 pF , die Resonanz-

frequenz 185 kHz . Wir stellen die Schwingkreisgleichung $f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$ nach L um und erhalten

$$L = \frac{1}{4 \pi^2 \cdot f^2 \cdot C} = \frac{1}{4 \pi^2 \cdot 185^2 \cdot 10^6 \text{ s}^{-2} \cdot 273 \cdot 10^{-12} \text{ As}} = 2,72 \text{ mH}.$$

Damit läßt sich nun wieder ein unbekannter Kondensator ausmessen. Auf Seite 20 wurde erwähnt, daß man die relative Permeabilität experimentell ermitteln kann. Hierzu ist unser Resonanzfrequenzmesser ebenfalls geeignet. Wir wickeln auf einen Spulenkörper 50 Windungen und berechnen wie oben aus der Frequenz die Induktivität der Spule ohne Kern. Dann wiederholen wir Messung und Rechnung für dieselbe Spule mit voll eingedrehtem Kern. Die Induktivität wird erheblich größer geworden sein. Durch Division beider Werte erhalten wir die

relative Permeabilität $\mu_r = \frac{L_{\text{mit Kern}}}{L_{\text{ohne Kern}}}$. Wir können uns die Rechnung aber auch etwas vereinfachen, denn es ist

$$\frac{L_{\text{mit Kern}}}{L_{\text{ohne Kern}}} = \frac{\frac{1}{4 \pi^2 \cdot f_m^2 \cdot C}}{\frac{1}{4 \pi^2 \cdot f_0^2 \cdot C}} = \frac{4 \pi^2 \cdot f_0^2 \cdot C}{4 \pi^2 \cdot f_m^2 \cdot C} = \frac{f_{\text{ohne Kern}}^2}{f_{\text{mit Kern}}^2}$$

Die Berechnung der beiden Induktivitäten ist gar nicht erforderlich, wir dividieren ganz einfach die Quadrate der abgelesenen Frequenzen. Betragen diese für die leere Spule 1,37 MHz und für die Spule mit Kern 1,03 MHz, so erhalten wir für die Permeabilität den Wert

$$\mu_r = \frac{1,37^2 \text{ MHz}^2}{1,03^2 \text{ MHz}^2} = 1,77.$$

Wenn wir eine mehrlagige Spule berechnen wollen, nützt uns weder die Gleichung der einlagigen Zylinderspule noch die Permeabilität des Kerns etwas. Für solche Spulen verwenden wir die Beziehung $L = N^2 \cdot A_L$. Der Faktor A_L berücksichtigt Form und Material des Spulenkerns und wird als *Induktivitätsfaktor* bezeichnet. Da er uns in den meisten Fällen unbekannt ist, müssen wir ihn selbst ermitteln. Nehmen wir als Beispiel gleich die letzten Meßwerte. Die Resonanzfrequenz der Spule von 50 Windungen mit Kern betrug 1,03 MHz. Der Schwingkreiskondensator hatte eine Kapazität von 650 pF. Die Induktivität der Spule beträgt demnach $L \approx 37 \mu\text{H}$ und der Induktivitätsfaktor

$$A_L = \frac{L}{N^2} = \frac{37 \mu\text{H}}{50^2} = 15 \cdot 10^{-3} \mu\text{H}.$$

Soll eine auf diesen Kern gewickelte Spule eine Induktivität von 265 μH haben, müssen wir

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{265 \mu\text{H}}{15 \cdot 10^{-3} \mu\text{H}}} = \sqrt{\frac{265}{1,5}} \cdot 10^2 \approx 130 \text{ Windungen aufbringen.}$$

13. Wir bauen ein vollständiges Radio

Nachdem wir die Grundlagen der Rundfunktechnik kennengelernt, eine recht brauchbare Empfängerschaltung versuchsweise ausprobiert haben und auch mit den erforderlichen Meßgeräten ausgerüstet sind, wollen wir ein richtiges Radio aufbauen. Wir werden auch hier einen HF-Verstärker mit Rückkopplung und Diodendemodulator und einen NF-Verstärker für 2 W Sprechleistung einsetzen, dabei jedoch einige Verbesserungen an der Schaltung vornehmen. Das Gehäuse unseres Rundfunkempfängers muß aus Holz sein, da dieser Werkstoff eine besonders gute Klangwiedergabe ermöglicht. Gleichzeitig soll es ansprechend aussehen. Am besten besorgen wir uns ein industriell gefertigtes Gehäuse. Der Fachhandel bietet zeitweise für wenige Mark Gehäuse von Empfängertypen an, die nicht mehr produziert werden. Das Gehäuse des Mustergerätes wurde aus 8 mm dickem Sperrholz hergestellt und ist 50 cm breit, 22 cm tief und 15 cm hoch.

Um später beim Bau von anderen Empfängern nicht immer wieder gleiche Schaltungsteile neu bauen oder auch unter Umständen ein neues Gehäuse besorgen zu müssen, wollen wir den Aufbau in getrennten Schaltungsgruppen vornehmen. Jeder Rundfunkempfänger benötigt einen NF-Verstärker und ein Netzgerät. Diese zwei Schaltungsgruppen bauen wir als Einheit gesondert auf, die immer im Gehäuse verbleibt; nur die eigentlichen Empfänger sind dann noch auszuwechseln. Deshalb beginnen wir auch mit dem Bau des Verstärkers. Seine Schaltung ist im Bild 13.1 dargestellt. Die Kondensatoren C_1 und C_2 von 5 nF/500 V ~ dienen der *Funkentstörung*, C_3 bis C_6 von 5 nF/25 V sollen eine ungewollte Brummodulation verhindern. Dieser Effekt kann dann auftreten, wenn noch vorhandene HF-Reste in das Netzgerät gelangen und am Gleichrichter mit der Netzfrequenz moduliert werden.

Den Transformator Tr 1 berechnen wir für 25 V und 0,4 A. Auf einen Kern EI 66 wickeln wir 2050 Windungen aus 0,2 CuL (Kupferlackdraht) als Primärspule sowie 265 Windungen aus 0,45 CuL als Sekundärspule. Als Gleichrichter können wir sowohl Germaniumausführungen vom Typ GY 111 als auch Siliziumtypen SY 200 bzw. SY 220 verwenden; Kühlbleche sind nicht erforderlich.

Die NF des eingebauten Empfängers gelangt über die Anschlüsse 14 und 12 (lies: eins-vier und eins-zwei) an den Verstärkereingang. Mit S_2 können wir auf zwei besondere NF-Eingänge umschalten: Am Buchsenpaar Bu 1 und Bu 2 kann eine beliebige NF-Spannungsquelle, an der Diodenbuchse Bu 3 ein Tonbandgerät (TB) oder ein Plattenspieler (TA) angeschlossen werden. In der gezeichneten Schalterstellung von S_2 sind Tonbandaufnahmen bei gleichzeitigem Rundfunkempfang möglich;

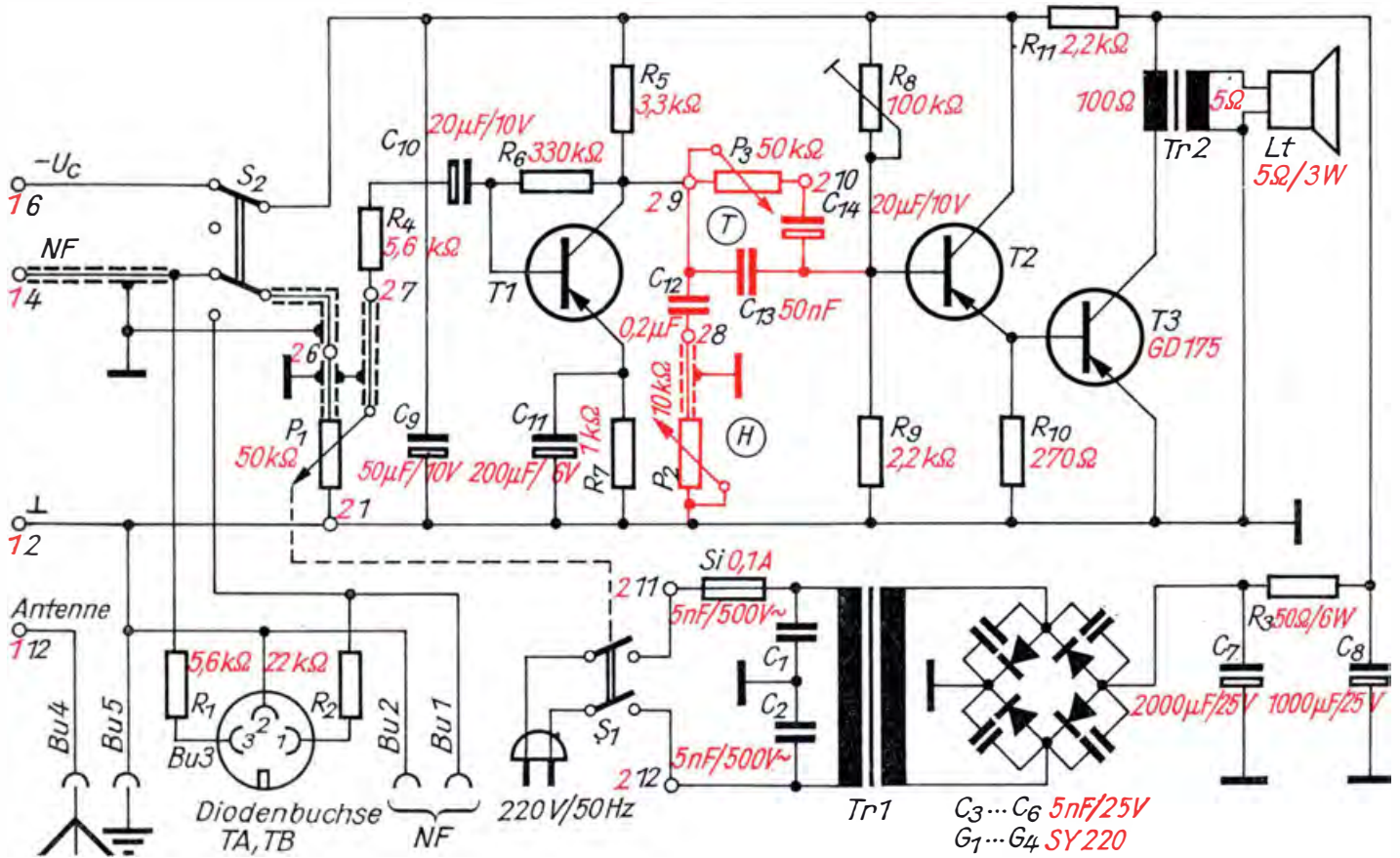
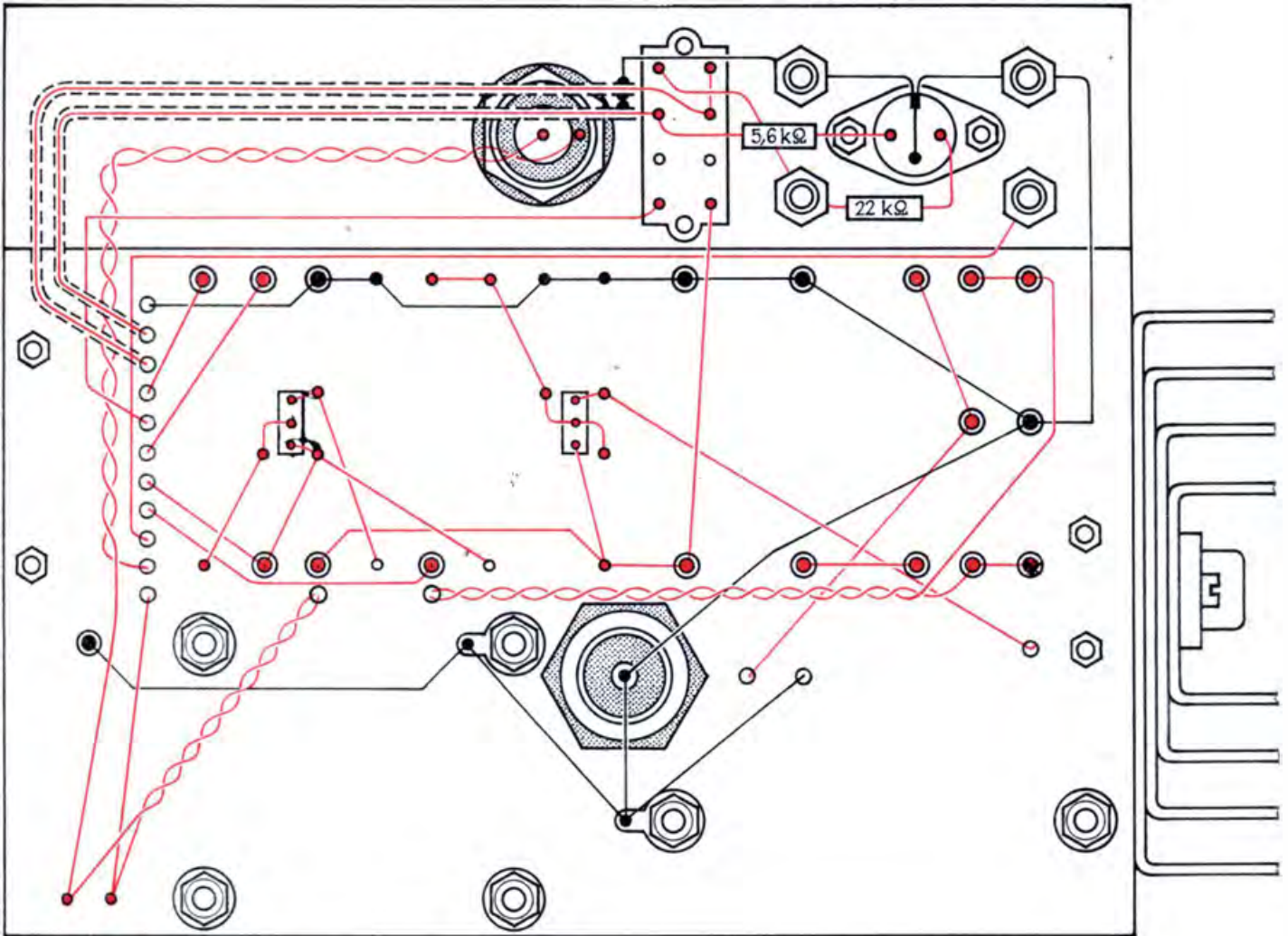


Bild 13.1
Schaltbild des NF-
Verstärkers mit Netz-
teil für Bauein-
empfänger

nach Umschaltung können wir das gerade Aufgenommene wieder über unseren NF-Verstärker abspielen. In dieser Schalterstellung wird die Kollektorspannung $-U_C$ vom Empfänger abgeschaltet. Die Widerstände R_1 und R_2 an der Diodenbuchse dienen der Anpassung des Tonbandgerätes an unseren Rundfunkempfänger. R_1 sorgt dafür, daß die Belastung des Demodulators bei der Aufnahme nicht zu groß wird, und R_2 verhindert eine Übersteuerung des NF-Verstärkers bei der Wiedergabe. Der zweipolige Netzschalter S_1 ist mit dem logarithmischen Lautstärkepotentiometer P_1 gekoppelt.

RC-Glieder dienen als Klangblenden

Neu im Schaltbild unseres NF-Verstärkers sind unter anderem die farbig gezeichneten RC-Kombinationen, mit deren Hilfe wir den *Klang* verändern können. Untersuchen wir zunächst den Einfluß von $C_{12}P_2$. Der Wert des Potentiometers betrage Null, zwischen dem Kollektor von T1 und Masse liege also nur $C_{12} = 0,2 \mu\text{F}$. Für eine Tonfrequenz von 50 Hz hat C_{12} einen Scheinwiderstand von 16 k Ω (nachrechnen!). Je höher der Ton wird, um so kleiner wird der Scheinwiderstand. Bei 10 kHz beträgt er nur noch 80 Ω . Die hohen Frequenzen fließen dementsprechend über C_{12} nach Masse ab; sie sind am Kollektor von T1 nicht mehr vorhanden. Mit Hilfe des Potentiometers P_2 können wir die *Höhenabschwächung* unserem Empfinden entsprechend einstellen. Die zweite RC-Kombination $C_{13}P_3C_{14}$ liegt an Stelle des Koppelkondensators zwischen dem Kollektor von T1 und der Basis von T2. Ist



c)

So bauen wir Netzteil und NF-Verstärker auf

Diese Baugruppe werden wir ähnlich wie unsere NF-Experimentierschaltungen aufbauen. Aus Bild 13.2a geht hervor, wie die einzelnen Bauelemente auf einer etwa 3 mm dicken und 120 mm × 200 mm großen Pertinaxplatte angeordnet werden. Sind alle Bauelemente zusammen, bohren wir zunächst die notwendigen Löcher. Nicht alle Widerstände und Kondensatoren werden an Ösen gelötet. Wir biegen in diesem Fall die Anschlußfahnen um 90° und stecken das Bauelement durch 1 bis 1,5 mm große Löcher in der Platte. An der Rückseite lassen wir die Fahnen 1 bis 2 mm überstehen; der Rest wird mit einem Seitenschneider abgetrennt. Für T1 und T2 sind Transistorfassungen vorgesehen, die in die Montageplatte eingepaßt werden müssen. Wir können die Transistoren natürlich auch direkt einlöten. In den Musterschaltungen wurden Basteltransistoren mit Stromverstärkungen um 100 eingesetzt. Für T3, dessen Stromverstärkung größer als 50 sein soll, verwenden wir den gleichen Kühlkörper wie für unseren auf Seite 98 beschriebenen 2-W-Verstärker. Den Siebwiderstand R_3 von 50 Ω

löten wir so an, daß er etwa 30 mm oberhalb der Platte liegt. Dadurch verhindern wir ein Aufheizen der Gleichrichter infolge Wärmeabstrahlung dieses Widerstandes.

Um beim Anschluß des eigentlichen Empfängers an dieser Baustufe möglichst wenig löten zu müssen, ist dafür eine sechspolige Zeibina-Federleiste vorgesehen, die gemeinsam mit einer darüberliegenden zwölfpoligen Federleiste für die Bedienungselemente am Rand der Montageplatte angeschraubt wird. Wie später der Empfänger und die Bedienungselemente an den NF-Verstärker „gesteckt“ werden, können wir aus Bild 13.3 ersehen. Die Buchsenanschlüsse unseres Rundfunkgerätes sowie den NF-Umschalter S_2 und die Netzsicherung S_1 ordnen wir auf einer zweiten Pertinaxplatte an, deren Bohrschema im Bild 13.2b dargestellt ist. Diese Platte schrauben wir mittels zweier Blechwinkel so an die Montageplatte, daß beide einen rechten Winkel bilden. Bild 13.4 zeigt die fertige Baugruppe.

Den Verdrahtungsplan des Verstärkers entnehmen wir Bild 13.2c. Beim Verlegen der schwarz gezeichneten Masseleitung müssen wir unbedingt

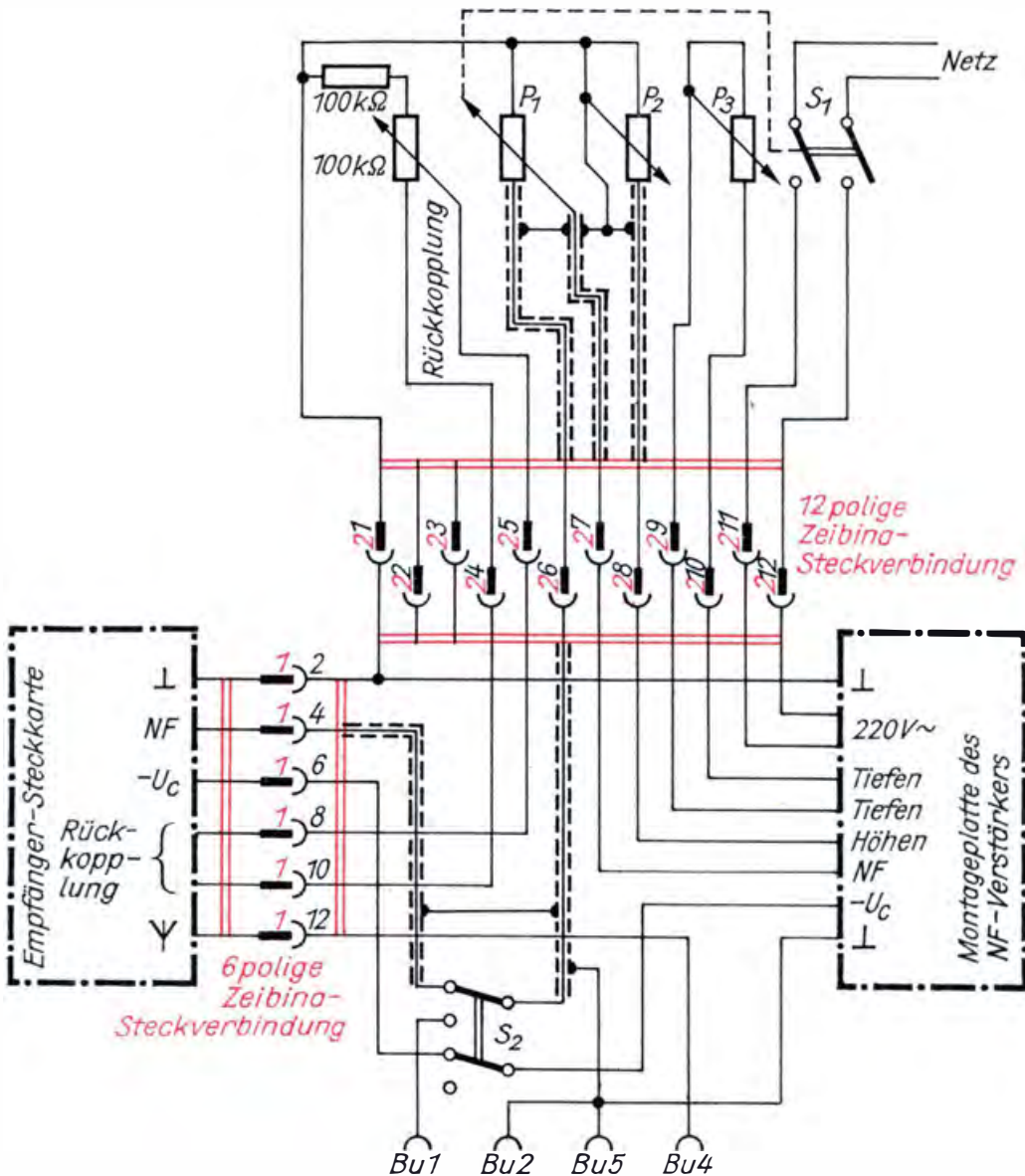


Bild 13.3
Über zwei Steckverbindungen schließen wir die Bedienungselemente und den Empfänger an den NF-Verstärker an

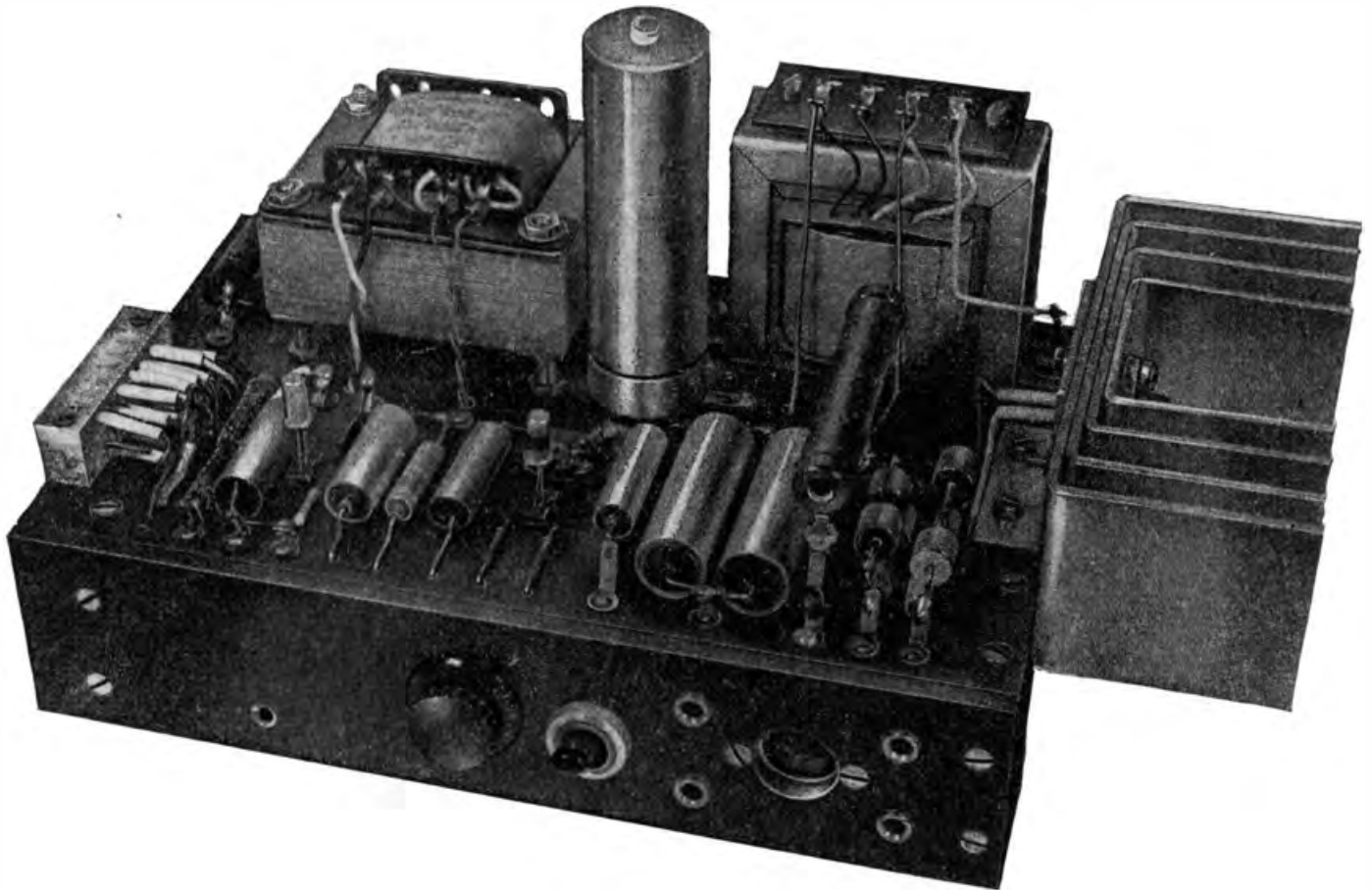


Bild 13.4
Unser erster Baustein: der NF-Verstärker mit Netzteil

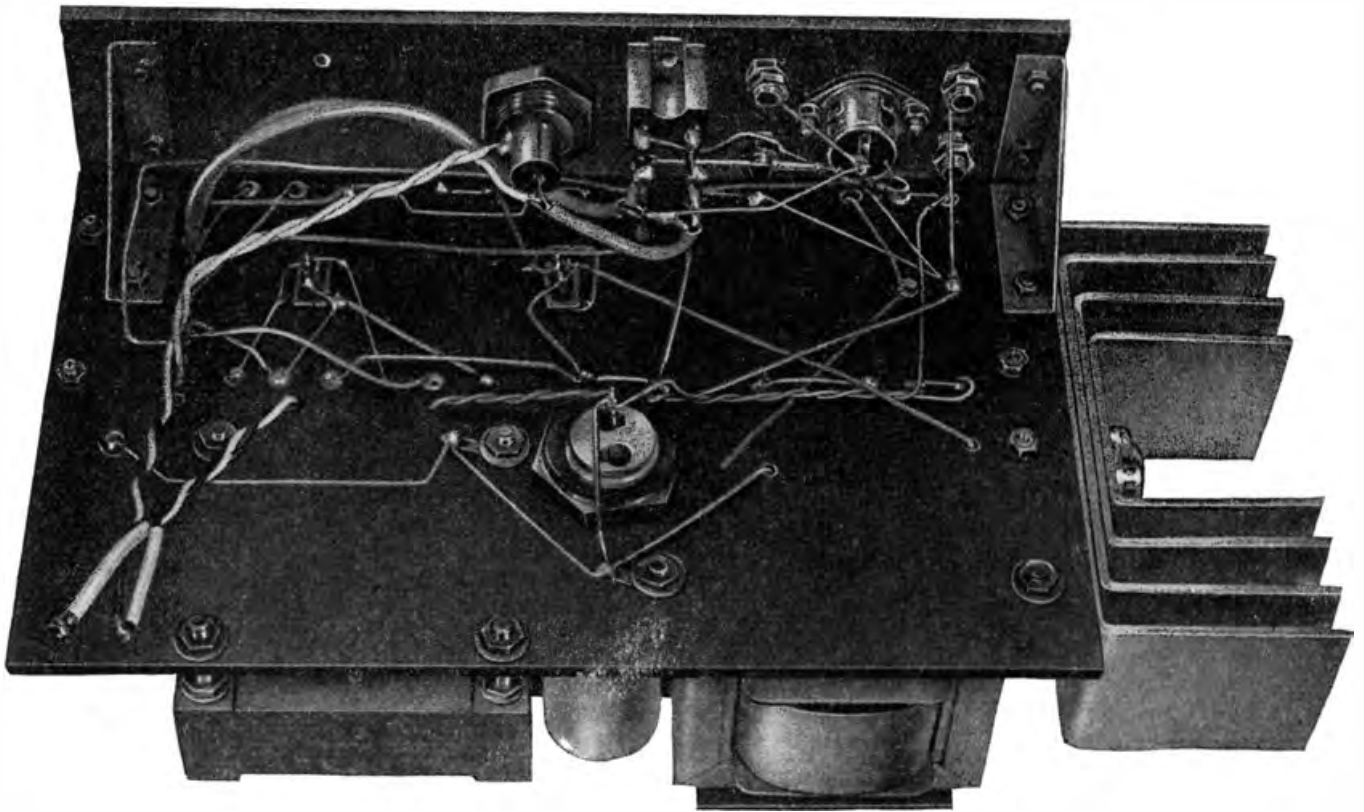
den Pluspol des Ladeelektrolytkondensators C_7 von $2000 \mu\text{F}$ direkt mit dem Pluspol des Graetzgleichrichters verbinden. Beachten wir das nicht, indem wir C_7 an einen anderen, vielleicht näher gelegenen Punkt der Masseleitung anschließen, können bereits merkliche Brummerscheinungen auftreten.

Obwohl ein Transistorverstärker in dieser Hinsicht nicht ganz so empfindlich wie ein Röhrenverstärker ist, müssen wir doch einige Vorkehrungen treffen, um diese störende Erscheinung wirksam zu unterdrücken. Deshalb werden sämtliche Leitungen, die die NF weiterleiten – der Fachmann nennt sie „heiße Leitungen“ – und die länger als 5 cm sind, sorgfältig abgeschirmt. Unter Umständen wird es sogar erforderlich, zusätzlich auch noch Bauelemente abzuschirmen. Besonders brummempfindlich sind R_4 und C_{10} an der Basis von T1. Beide wurden im Mustergerät gemeinsam abgeschirmt. Zuerst umwickelt man die Bauelemente mit Zellglas-Selbstklebeband, damit sie gegen das Abschirmmaterial isoliert sind. Für die Abschirmung eignet sich gut das Kupfergeflecht von Koaxialkabeln. Wenn wir es in Längsrichtung auseinanderziehen, legt es sich fest an die isolierten Bauelemente. Die Drahtenden des Metallgeflechts werden verlötet und zum Schluß mit Masse verbunden. Die Leitungen, die Wechselspannung führen, verdrehen wir. Bild 13.5 gestattet uns einen Blick in die Verdrahtung der Baugruppe.

Zur Einstellung des Arbeitspunktes der Endstufe schalten wir in die Kollektorleitung von T3 einen Strommesser, dessen Pluspol mit dem Kühlkörper verbunden und dessen Minuspol an der Primärspule des

Lautsprecherübertragers angeschlossen wird. Wir vergessen auch nicht, die Feinsicherung 250 V/0,1 A einzusetzen. Mit dem Einstellwiderstand $R_8 = 100 \text{ k}\Omega$ stellen wir einen Kollektorruehestrom von $I_C = 0,2 \text{ A}$ ein. Dann messen wir die Kollektorspannung von T3. Sie muß $U_{CE} = 20 \text{ V}$ betragen. Weicht sie um mehr als 2 V davon ab, verändern wir die Größe des Siebwiderstandes: Bei zu großer Kollektorspannung vergrößern wir R_3 , und bei zu geringer verkleinern wir ihn. Dann löten wir nach Bild 13.3 die drei Potentiometer des Verstärkers mit etwa 40 cm langen Kabeln an eine zwölfpolige Zeibina-Messerleiste. Über die Lötstellen schieben wir passenden Isolierschlauch, damit sich die eng beieinanderliegenden Anschlüsse nicht berühren können. Besonders gut isolieren wir den Netzanschluß! Das vierte Potentiometer und den Festwiderstand von je $100 \text{ k}\Omega$ löten wir gleich mit an, auch wenn wir diesen Spannungsteiler für den NF-Verstärker noch nicht brauchen. Mit ihm werden wir die Rückkopplung in unserem Empfänger einstellen. Alle Potentiometergehäuse legen wir auf Masse.

Bild 13.5
Blick in die Verdrahtung des Verstärkers

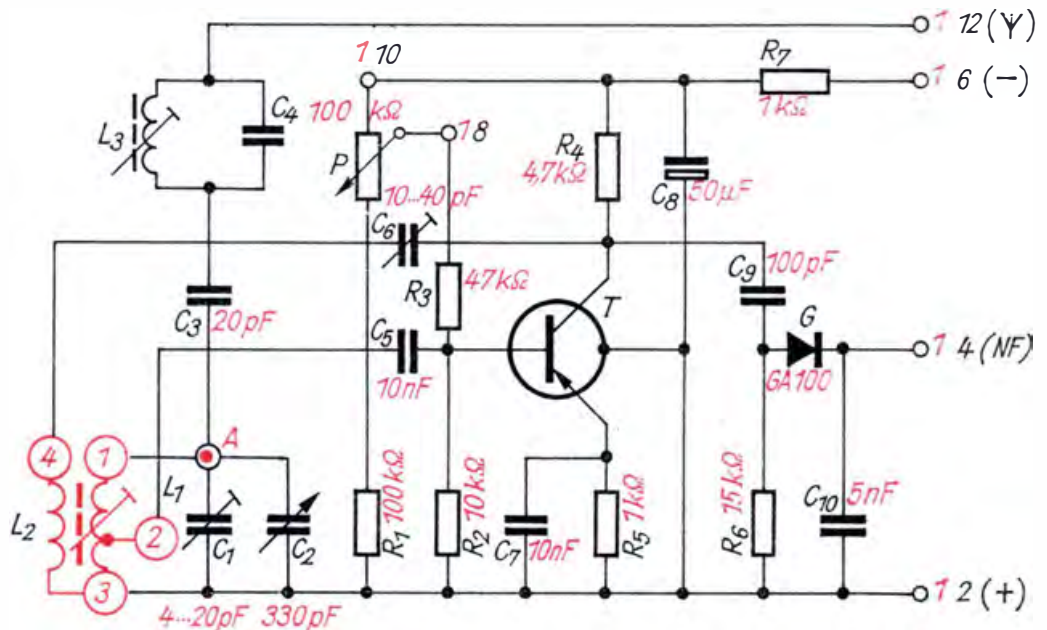


Dann folgt die eigentliche Funktionsprobe. Wir schließen an der Sekundärspule des Lautsprecherübertragers einen Lautsprecher von 5Ω und 3 W an. Als NF-Spannungsquelle verwenden wir entweder den Diodenempfänger oder ein Tonbandgerät bzw. einen Plattenspieler. Wir überzeugen uns auch von der Wirkungsweise der Klangblenden. Sind wir mit dem Ergebnis zufrieden, wenden wir uns dem Bau des eigentlichen Empfängers zu.

Als ersten Empfänger verwenden wir einen Einkreiser

Die Schaltung unseres Experimentier-HF-Verstärkers wollen wir nicht einfach übernehmen, sondern in einigen Details weiter verbessern. Im Bild 13.6 ist das Schaltbild des neuen Empfängers dargestellt. In der Antennenzuleitung liegt der Sperrkreis für den Ortssender, zu dessen Aufbau und Abgleich bereits auf Seite 183 alles Nähere gesagt wurde; für die Sperrkreisspule verwenden wir selbstverständlich HF-Litze. Die Rückkopplung stellen wir nicht wie bisher mit einem Drehkondensator, sondern mit dem Trimmer C_6 bis zu einem bestimmten Teil fest

Bild 13.6
Schaltbild des Einkreisempfängers



und mit dem Potentiometer P bis vor den Schwingeneinsatz veränderlich ein. Dabei wird nicht der Grad der Rückkopplung, sondern die Verstärkung des Transistors verändert. Aus dem gekrümmten Verlauf der I_C-U_{BE} -Kennlinie läßt sich folgern, daß die Kollektorstromänderungen für eine bestimmte Basiswechselspannung bei hoher Basisvorspannung größer als bei niedriger Vorspannung sein müssen, d. h., ein hochfrequentes Eingangssignal wird um so mehr verstärkt, je größer die Basisvorspannung wird. Da die Rückkopplung auf den Schwingkreis über den Trimmer C_6 und die Rückkopplungsspule fest eingestellt ist, gelangt mit wachsender Verstärkung auch ein größerer Teil an Schwingungsenergie in den Kreis zurück und entdämpft ihn. Weil die Zuleitungen des Potentiometers nur Gleichspannung und keine Hochfrequenz führen, kann das Einstellorgan an jede beliebige Stelle verlegt werden, ohne daß es zu Kopplungserscheinungen kommt. Außerdem läßt sich die Rückkopplung etwas weicher einstellen.

Die Größe des Basiswiderstandes R_3 hängt von der Stromverstärkung des Transistors T ab, für den in der Musterschaltung ein UKW-Basteltransistor mit $B = 200$ eingesetzt wurde. Bei einer Betriebsspannung von $U_B = 7 \text{ V}$ kann ein maximaler Kollektorstrom von $I_C = \frac{7 \text{ V}}{4,7 \text{ k}\Omega} = 1,5 \text{ mA}$ fließen. Den Ruhestrom würden wir dann – bei festem Arbeits-

punkt – auf 0,75 mA einstellen. Da der Arbeitspunkt zum Verändern der Verstärkung jedoch verschiebbar gemacht werden muß, sehen wir eine Vergrößerung sowie eine Verkleinerung um jeweils 0,4 mA vor, d. h., der geringste Wert des Kollektorstromes liegt bei 0,75 mA – 0,4 mA = 0,35 mA und der größte bei 0,75 mA + 0,4 mA = 1,15 mA. Wir messen diese beiden Grenzwerte für Links- bzw. Rechtsanschlag von P mit einem Strommesser in der Kollektorleitung. Liegen beide Grenzen zu tief, verkleinern wir R_3 ; bei zu hohen Grenzwerten ist R_3 zu vergrößern. Unter Umständen muß auch R_1 verändert werden, nämlich dann, wenn die beiden Grenzwerte nicht 0,8 mA auseinander liegen. Wir bemühen uns, den Arbeitsbereich recht genau einzustellen, damit optimale Empfangseigenschaften möglich werden.

Aus Bild 13.6 ersehen wir, daß der Abstimmkondensator C_2 nur eine Kapazität von 330 pF hat. Neuerdings gehen die Hersteller immer mehr von 500 pF ab und zu dieser Größe über. Wir kaufen gleich einen Zweifach-Drehkondensator 2×330 pF, da wir für die beiden folgenden Empfänger denselben Abstimmkondensator verwenden wollen.

Wir berechnen den Schwingkreis und wickeln die Spule

Bei den angegebenen 330 pF handelt es sich um die Kapazitätsvariation des Drehkondensators. Die kleinste Kapazität beträgt $C_a = 10$ pF, die größte dementsprechend $C_e = 340$ pF. Neu in der Schaltung ist ebenfalls der Trimmer $C_1 = 4 \dots 20$ pF. Er wäre im Einkreiser nicht unbedingt erforderlich. Da wir aber unseren Empfänger *abgleichen* wollen, beziehen wir ihn schon jetzt mit in den Schwingkreis ein. Neben diesen beiden Kondensatorkapazitäten treten noch Schaltungskapazitäten C_s der Verbindungsleitungen zwischen den Bauelementen des Schwingkreises auf, und sogar die Schwingkreisspule selbst hat eine beträchtliche Eigenkapazität C_L . Wir können beide Werte selbstverständlich zunächst nur grob abschätzen und setzen sie lieber etwas höher als zu gering an. Mit $C_L = 10$ pF und $C_s = 10$ pF beträgt die größte Kapazität des Schwingkreises bei kleinstem Trimmerwert $C_{\max} = 340$ pF + 4 pF + 10 pF + 10 pF ≈ 365 pF. Um mit dieser Kapazität bis auf die niedrigste Frequenz des Mittelwellenbereiches, die bei $f = 510$ kHz liegt, zu kommen, muß die Schwingkreisspule eine Induktivität von

$$L = \frac{1}{4 \pi^2 \cdot f^2 \cdot C} = \frac{1}{4 \pi^2 \cdot 510^2 \cdot 10^6 \text{ s}^{-2} \cdot 365 \cdot 10^{-12} \text{ F}} \approx 265 \mu\text{H}$$

haben. Bei einem Induktivitätsfaktor von $A_L = 15 \cdot 10^{-3} \mu\text{H}$ sind dafür 130 Windungen erforderlich (vgl. S. 200).

Um mit der berechneten Induktivität der Schwingkreisspule auch bis zur oberen Grenzfrequenz des Mittelwellenbereiches, also bis auf $f = 1620$ kHz, abstimmen zu können, darf die Schwingkreiskapazität höchstens

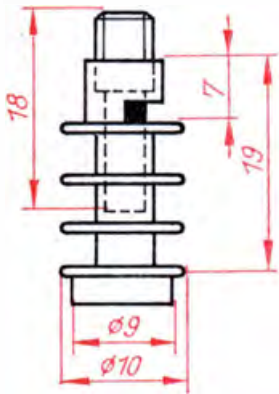
$$C_{\min} = \frac{1}{4 \pi^2 \cdot f^2 \cdot L} = \frac{1}{4 \pi^2 \cdot 1,62^2 \cdot 10^{12} \text{ s}^{-2} \cdot 265 \cdot 10^{-6} \text{ H}} \approx 37 \text{ pF}$$

betragen. Mit $C_a = 10$ pF, $C_L = 10$ pF und $C_s = 10$ pF sind bereits 30 pF vorhanden, so daß der Trimmer auf einen Kapazitätswert von 7 pF einzustellen ist. Mit diesem Rechenbeispiel dürfte aber auch verständlich geworden sein, daß der Schwingkreis möglichst kapazitätsarm aufgebaut werden muß.

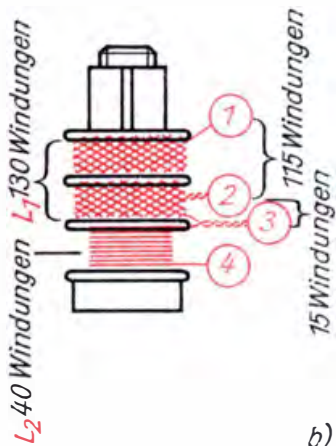
Bild 13.7

Dreikammerspulen-
körper:

- a) Maße des Spulen-
körpers
- b) Wickelschema der
Spulen



a)



b)

Die Schwingungskreis-
spule L_1 mit Anzapfung
und die Rückkopplungs-
spule L_2 wickeln wir
aus 0,2 CuL gleichsinnig
auf einen kleinen Drei-
kammerspulenkörper mit
Abstimmkern nach Bild
13.7a. Das Wickel-
schema entnehmen wir
Bild 13.7b. Wir begin-
nen bei (1) und wickeln
65 Windungen in die obere
Kammer. Um die Eigen-
kapazität der Spule
niedrig zu halten, ahmen
wir eine Art Kreuzwick-
lung nach, d. h., wir
versuchen, daß sich die
Windungen so oft wie
möglich kreuzen. Genauso
verfahren wir in der 2.
Kammer und zählen die
Windungen weiter. Nach
der 115. Windung bringen
wir eine erste Anzapfung
(2) an, nach der 130.
eine zweite (3). Damit
ist die Schwingkreis-
spule fertig, und nun
folgen noch 40 Windungen
in der unteren Kammer
für die Rückkopplungs-
spule L_2 , die bei (4)
endet. Mit einem Tröpf-
chen Alleskleber legen
wir das Spulende fest,
hüten uns aber, etwa den
ganzen Spulenkörper
damit zu bestreichen. Die
Spulenkapazität würde
dann erheblich steigen.

Alle Bauelemente des
Einkreisers außer dem
Drehkondensator C_2 und
dem Basisspannungsteiler
 P und R_1 ordnen wir
auf einer etwa 2 mm
dicken Pertinaxplatte nach
Bild 13.8a an, die rück-
seitige Verdrahtung ist
aus Bild 13.8 b ersicht-
lich. Den Anschluß des
Drehkondensators an

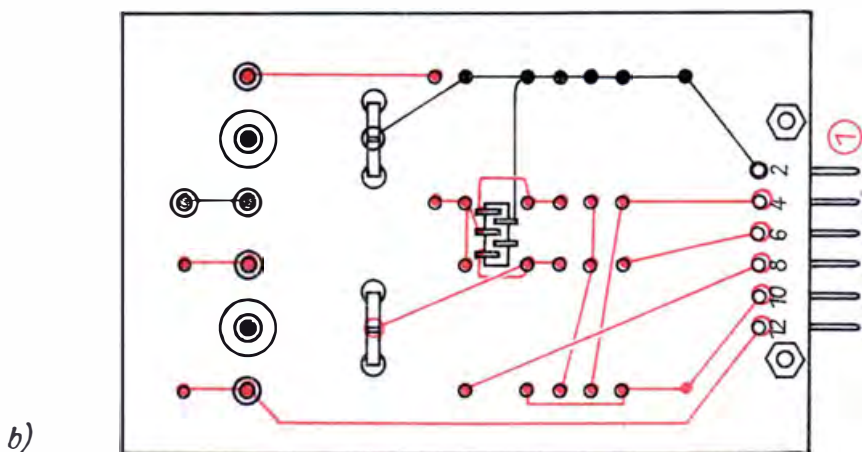
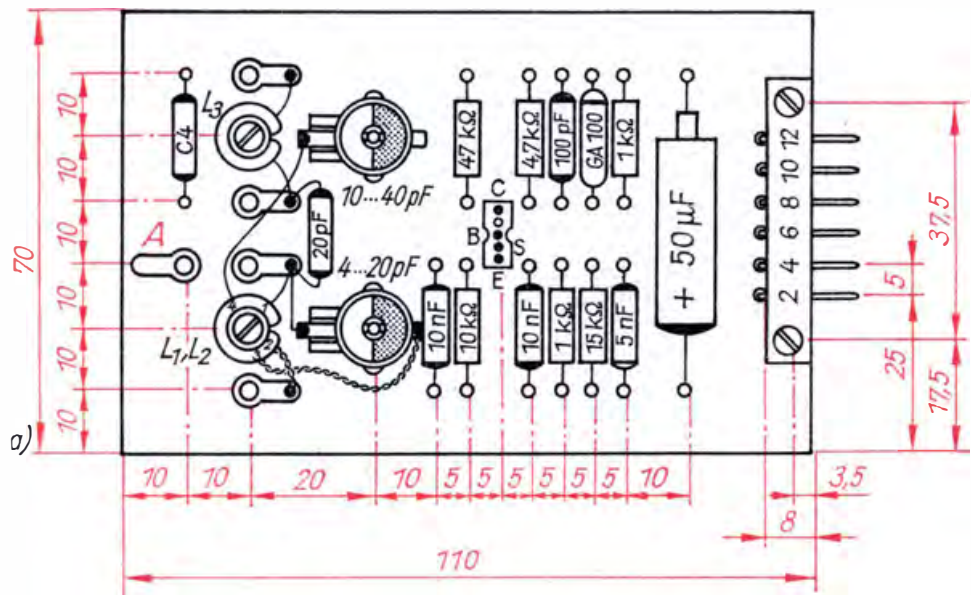


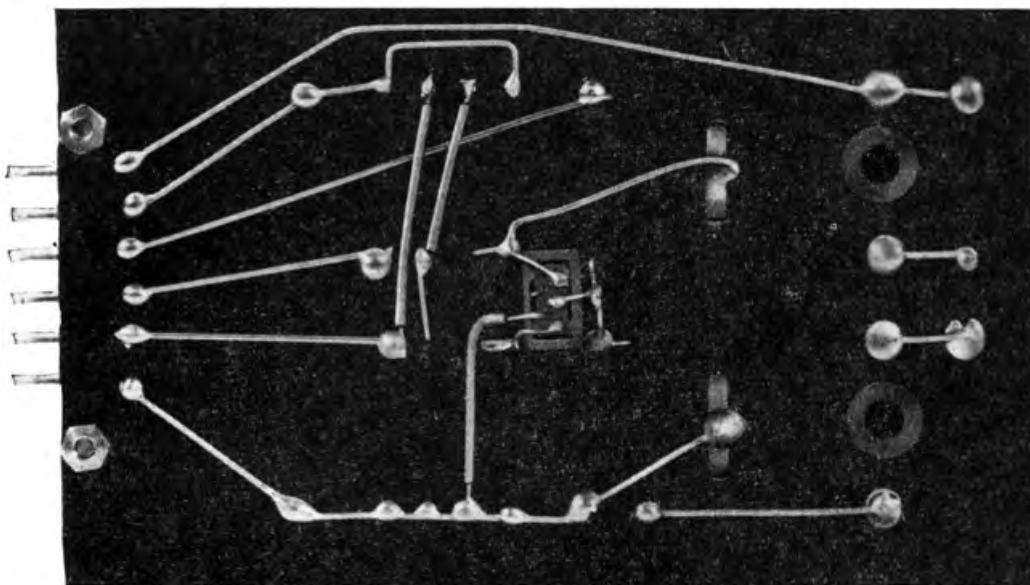
Bild 13.8
Zum Aufbau des Ein-
kreisempfängers:

- a) Anordnung der
Bauelemente auf
der Montageplatte
- b) Verdrahtungsplan
(von unten ge-
sehen)

b)



Bild 13.9
 Unser zweiter Bau-
 stein: Der Einkreiser,
 von der Bauelemen-
 tenseite (a) und von
 der Verdrahtungsseite
 (b) gesehen



Lötöse A ausgenommen, werden alle Zuleitungen über die sechspolige Zeibina-Messerleiste geführt. Die Bilder 13.9a und b zeigen uns noch einmal die fertige Einkreisersteckkarte von der Bauelementenseite und von der Verdrahtungsseite.

Wir gleichen unseren Empfänger ab

Zum Abgleich und zur Einstellung der Rückkopplung stecken wir die Empfängerplatte an den NF-Verstärker und verbinden den Stator des Drehkondensators mit A, den Rotor legen wir an den Masseanschluß der übrigen Bedienungselemente. Als Antenne dient ein Draht von 2 bis 3 m Länge.

Als erstes stellen wir den Sperrkreis auf die Frequenz des Ortssenders ein. Nachdem der Sperrkreis mit dem Resonanzfrequenzmesser bereits vorabgeglichen wurde (vgl. S. 198), schließen wir ihn kurz und stellen unseren Empfänger auf den Ortssender ein. Dann entfernen wir die Kurzschlußverbindung und drehen den Spulenkern mit einem selbstgefertigten Schraubenzieher aus Pertinax so weit, bis der Ton am leisesten wird.

Anschließend stellen wir die Rückkopplung ein. Dazu stimmen wir unseren Empfänger auf einen Sender am langwelligen Ende des Mittelwellenbereiches ab und stellen mit P den größten Wert des Kollektorstromes (1,15 mA) ein. Dann vergrößern wir die Kapazität des Trimmers C_6 so weit, bis gerade der Schwingeneinsatz erfolgt. Beim Empfang von Sendern mit höherer Frequenz muß die Rückkopplung mit P ständig verringert werden.

Nun folgt der eigentliche Abgleich des Schwingkreises. Unser Resonanzfrequenzmesser liegt in Antennennähe und arbeitet als Prüfgenerator (P) auf einer Frequenz von 510 kHz. Der Drehkondensator des Empfängers ist auf größte Kapazität eingestellt (Rotorplatten vollständig eingeschwenkt). Wir drehen nun den Abstimmkern der Schwingkreisspule so lange, bis der 1-kHz-Ton im Lautsprecher zu hören ist. Dann schwenken wir die Rotorplatten vollständig aus und stellen unseren Frequenzmesser auf 1,62 MHz ein. Diesmal suchen wir das Lautstärkemaximum durch Verändern der Kapazität des Trimmers. Anschließend wiederholen wir das wechselseitige Einstellen so lange, bis wir den Skalenanfang bei 510 kHz, das Ende bei 1620 kHz liegen haben. Die einzelnen Schritte eines derartigen Abgleiches wollen wir uns gut einprägen, weil wir noch des öfteren darauf zurückgreifen werden.

Ist es aber nicht gleichgültig, wann mittels Trimmer und wann an der Spule abgeglichen wird? Führen wir dazu eine einfache Rechnung durch. Bei einer minimalen Kreiskapazität von 37 pF und der Schwingkreisinduktivität von $265 \mu\text{H}$ beträgt die Eigenfrequenz 1620 kHz (vgl. S. 209). Vergrößern wir die Trimmerkapazität um weitere 10 pF, so daß die Gesamtkapazität auf 47 pF steigt, beträgt die Eigenfrequenz nur noch

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{265 \cdot 10^{-6} \frac{\text{Vs}}{\text{A}} \cdot 47 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{V}}}}$$

$$= \frac{10^7}{2\pi \cdot \sqrt{2,65 \cdot 0,47} \text{ s}} = 1420 \text{ kHz}.$$

Werden nun die Rotorplatten des Drehkondensators voll eingeschwenkt, wächst die Kreiskapazität um weitere 330 pF auf den Gesamtwert von 377 pF an. Jetzt berechnen wir eine Eigenfrequenz von 505 kHz, während sie für 365 pF bei 510 kHz liegt (vgl. S. 209).

Wir halten fest: Eine Änderung der Kapazität um rund 10 pF ruft an der oberen Frequenzgrenze eine Frequenzänderung um 200 kHz, an der unteren um nur 5 kHz hervor.

Um eine Eigenfrequenz von 505 kHz bei 365 pF zu erhalten, muß die Induktivität auf

$$L = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f^2 \cdot C} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 505^2 \cdot 10^6 \text{ s}^{-2} \cdot 365 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{V}}} = 275 \mu\text{H},$$

also um $10 \mu\text{H}$, erhöht werden.

Mit $275 \mu\text{H}$ und der minimalen Kreiskapazität von 37 pF ermitteln wir eine Eigenfrequenz von 1580 kHz. Eine Änderung der Induktivität um $10 \mu\text{H}$ führt an der unteren Frequenzgrenze zu einer Änderung um 5 kHz, an der oberen um 40 kHz.

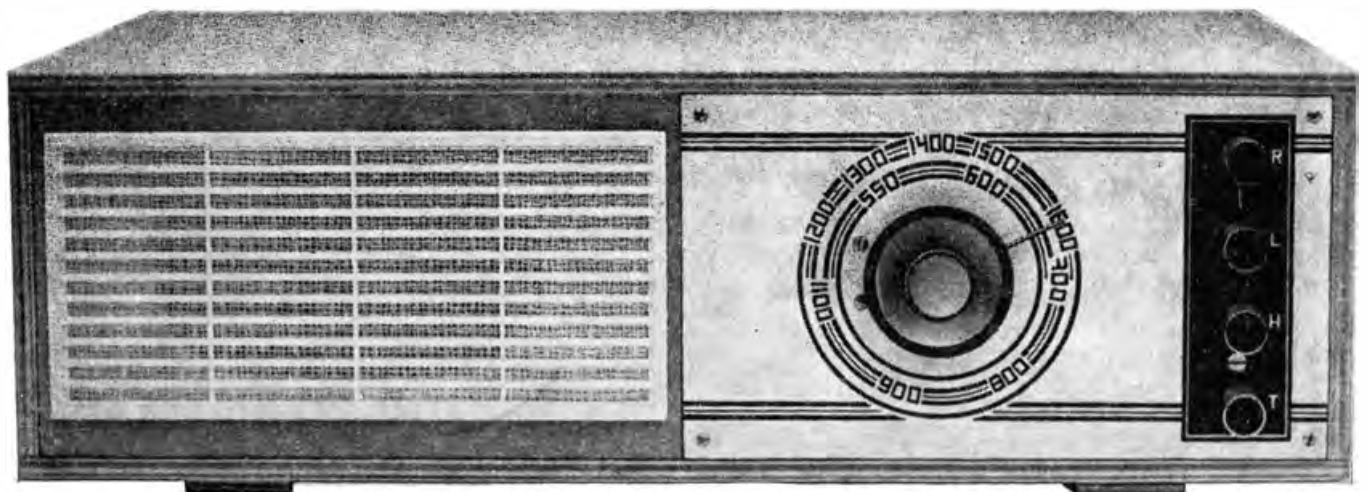
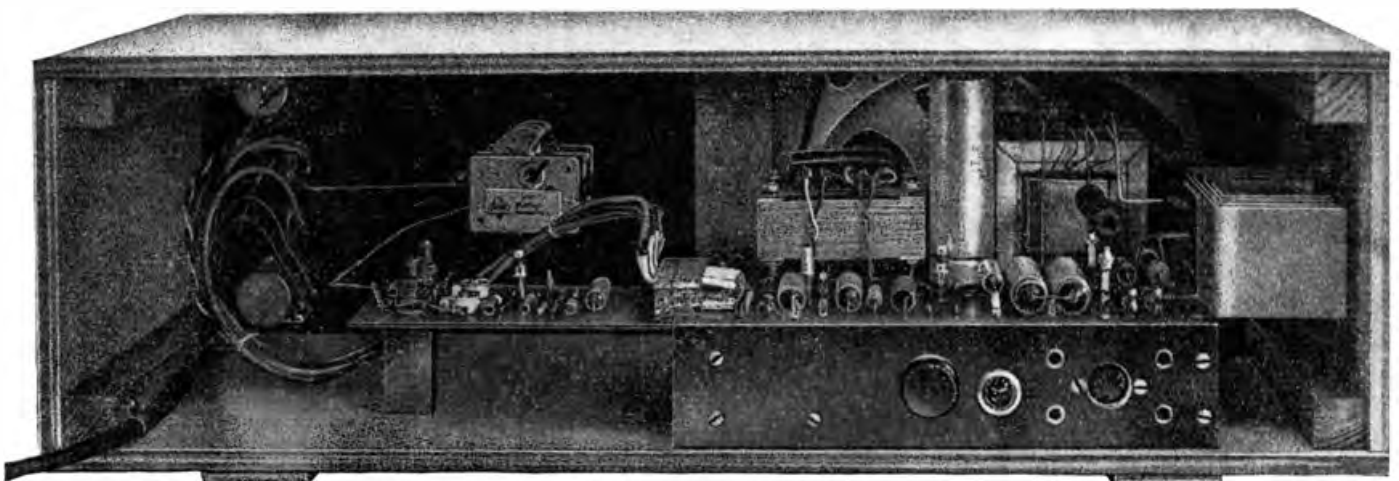
Wir erkennen an diesem Beispiel, daß sich eine geringe Kapazitätsänderung am stärksten an der oberen Frequenzgrenze auswirkt. Deshalb gleichen wir hier mit dem Trimmer und an der unteren Frequenzgrenze mit Hilfe des Spulenkerns ab.

Zum Schluß muß unser Radio natürlich auch eine Skale bekommen. Der Einfachheit halber entscheiden wir uns für eine Anderthalbkreis-skale mit direktem Antrieb des Drehkondensatorfeintriebcs. Wir zeichnen die Skale auf Zeichenkarton, den wir auf eine dünne Pertinax- oder Sperrholzplatte kleben. An dieser Platte schrauben wir auch den Drehkondensator an, in dessen Drehknopf ein Zeiger aus Draht oder dünnem Blech eingesetzt wird. Die vier Potentiometer können ebenfalls direkt mit der Skalenplatte verschraubt werden. Wer jedoch Wert auf saubere Konstruktionen legt, schraubt die Potentiometer auf einen besonderen Blech- oder Pertinaxstreifen, so daß nur die Achsen der Drehwiderstände aus der Skalenplatte herausragen.

Zum Eintragen der wichtigsten Frequenzmarken auf unsere Skale verwenden wir den Resonanzfrequenzmesser. Er arbeitet wieder in Antennennähe wie beim Abgleich als Prüfgenerator (P). Wir stellen auf ihm die Eichfrequenz ein und suchen durch Drehen des Empfängerdrehkondensators die Stelle der größten Lautstärke des 1-kHz-Tones. Einige Anregungen für die Gestaltung der Skale und unter Umständen auch für den Gehäusebau können wir sicherlich den Bildern 13.10 und 13.11 entnehmen, die uns zwei Ansichten der ersten Baustufe unserer Empfängerreihe zeigen.

Bild 13.10
So sieht unser erster
Rundfunkempfänger
von innen aus

Bild 13.11
Unser
Bausteinempfänger



14. Einiges über schmale und breite Bänder

Wir haben unseren Rundfunkempfänger auf irgendeinen Sender eingestellt und lauschen bezaubernden Melodien. Es ist eigentlich erstaunlich, wie viele Stationen ein richtig bedienter Einkreiser mit Rückkopplung zu empfangen vermag. Unmittelbar neben oder auf dem Radio liegt der Resonanzfrequenzmesser, der in Schalterstellung D hochfrequente Schwingungen erzeugt. Die Empfängerantenne nimmt diese ebenfalls auf. Wir drehen das Skalenrad des „Meßsenders“ langsam durch und nähern uns der Frequenz des gerade eingestellten Senders. Plötzlich – laut Zeigerstellung ist die Senderfrequenz nahezu erreicht – ertönt zusätzlich zum Programm ein Pfeifen. Wir drehen in der gleichen Richtung ganz vorsichtig weiter. Das Pfeifen geht in ein immer tiefer werdendes Brummen über und setzt schließlich aus. Jetzt stimmt die Frequenz des Resonanzmessers genau mit der des Senders überein. Nach erneutem geringfügigem Weiterdrehen ist der Pfeifton wieder da. Je mehr wir uns von der Senderfrequenz entfernen, um so höher wird er. Es scheint, als ob unser Frequenzmesser neuerdings Töne im Frequenzbereich von wenigen Hertz bis zu einigen Kilohertz erzeugt. Um diese Vermutung zu überprüfen, suchen wir auf der Skale des Empfängers eine Stelle, an der kein Sender einfällt, und wiederholen das Experiment. Diesmal tritt der interessante Toneffekt nicht auf. Der Resonanzmesser allein erzeugt also den Ton nicht. Anscheinend sind zwei Voraussetzungen dafür notwendig: einmal die hochfrequente Schwingung eines Senders und zum anderen das gleichzeitige Auftreten einer in unmittelbarer Frequenznähe liegenden zweiten Schwingung. Wir wiederholen den Versuch in einer etwas abgewandelten Form ein zweites Mal. Bild 14.1 (links) zeigt, wie er aufzubauen ist. Zunächst stimmen wir den Schwingkreis unseres Diodenempfängers mit kurzer Antenne und bereits angeschlossenem Oszillografen auf den stärksten Sender ab. Dann entfernen wir die Antenne und schalten den Frequenzmesser ein (Schalterstellung D). Im Resonanzfall wird die senkrechte Auslenkung des Elektronenstrahls am größten. Während der Oszillograf die Kurve der hochfrequenten Schwingung unseres unmodulierten Prüfsenders aufzeichnet, schließen wir wieder die Antenne an. Nun folgt ein kleines Geduldsspiel. Wir verändern die Frequenz des Resonanzmessers äußerst geringfügig um den eingestellten Wert herum, bis auf der Oszillografenröhre ein fast stehendes Bild erscheint. Vollständig zum Stehen können wir das Bild nur mit Hilfe der Kippfrequenzfeineinstellung bringen. Das auf dem Schirm sichtbare Oszillogramm – Bild 14.1 (rechts) zeigt eine fotografische Aufnahme davon – hat sehr viel Ähnlichkeit mit einer amplitudenmodulierten Schwingung. Die

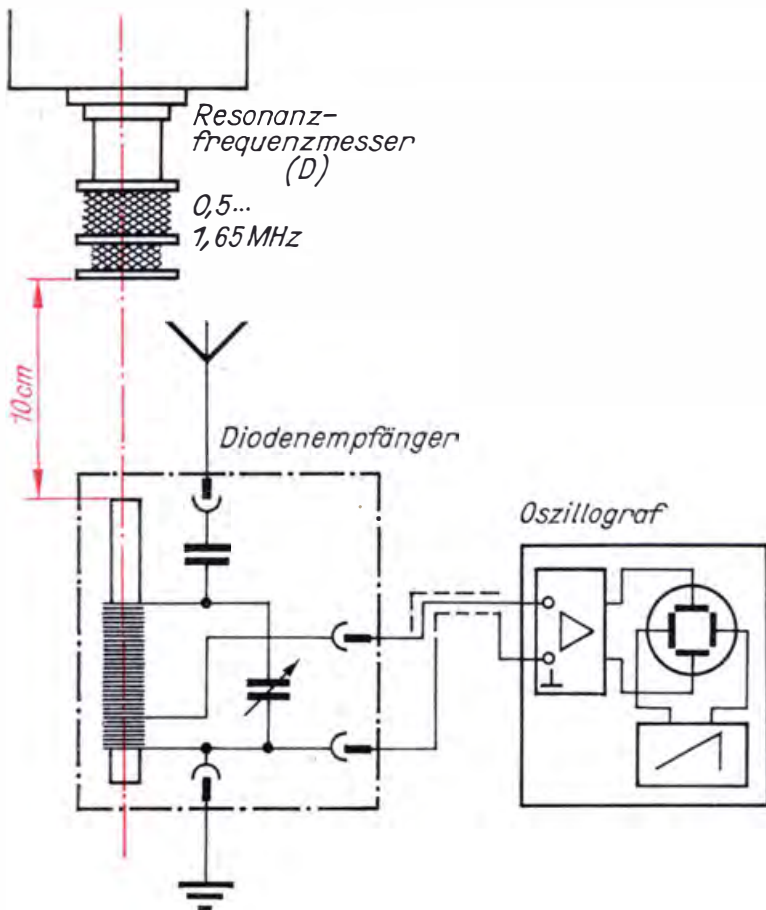
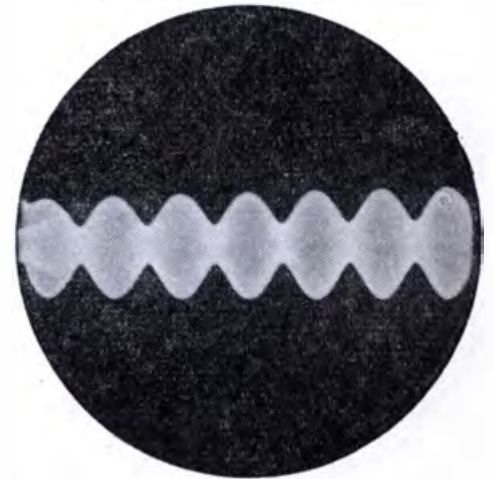


Bild 14.1
Wir überlagern zwei hochfrequente Schwingungen nahezu gleicher Frequenz



Frequenz der Begrenzungskurve ist sehr viel geringer als die der beiden überlagerten Ausgangsschwingungen und entspricht dem vorhin im Lautsprecher gehörten Pfeifton.

Zwei Schwingungen nahezu gleicher Frequenz ergeben eine Schwebung

Schauen wir uns Bild 14.2 an! Die Kurve a soll der vom Resonanzmesser ausgehenden Schwingung entsprechen. Beträgt zum Beispiel $t_0 = \frac{1}{10000} \text{ s} = 10^{-4} \text{ s}$, ergibt sich bei fünf Perioden eine Schwingungsdauer von $T = \frac{10^{-4}}{5} \text{ s}$ und damit eine Frequenz von $f_1 = \frac{5}{10^{-4}} \text{ s}^{-1} = 50 \text{ kHz}$.

Die zweite, in der Amplitude geringere Kurve b soll die HF des empfangenen Senders darstellen. Wir berechnen hier eine Frequenz von $f_2 = 40 \text{ kHz}$. Die Überlagerungskurve c erhalten wir, indem die Momentanwerte beider Schwingungen punktweise addiert werden. Die resultierende Schwingung hat keine gleichbleibende Amplitude mehr, wir bezeichnen sie als *Schwebung*. Die Frequenz der gedachten Schwebungskurve wollen wir ebenfalls berechnen. Sie beträgt $f_3 = 10 \text{ kHz}$. Die Schwebungsfrequenz ist also gleich der Differenz der beiden Ausgangsfrequenzen: $f_3 = f_1 - f_2 = 50 \text{ kHz} - 40 \text{ kHz} = 10 \text{ kHz}$. Wenn wir die Frequenz des Resonanzmessers auf $f_1 = 41 \text{ kHz}$ erniedrigen, beträgt die Frequenz der Schwebung nur noch $f_3 = f_1 - f_2 = 41 \text{ kHz} - 40 \text{ kHz}$

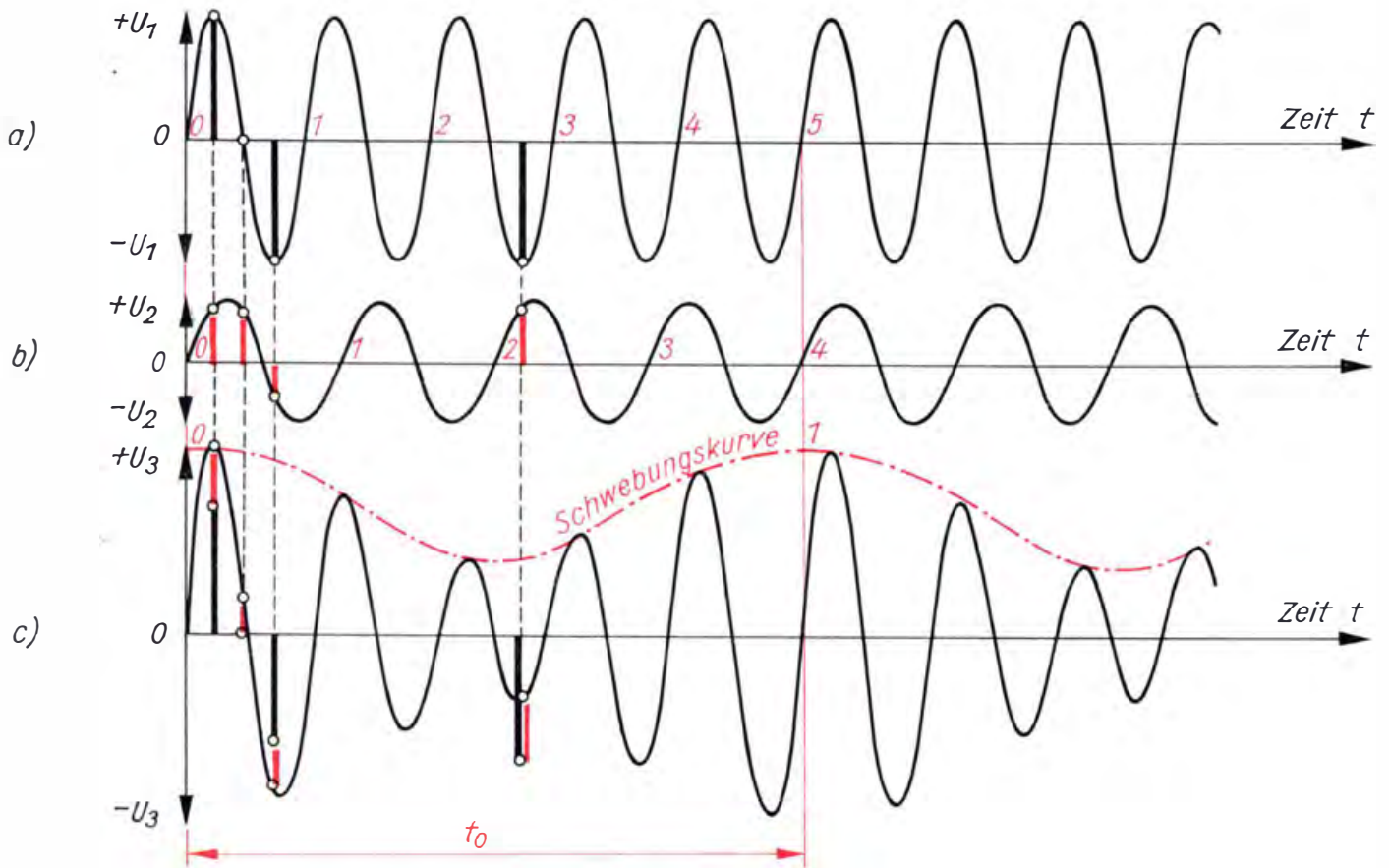


Bild 14.2
Aus zwei Schwin-
gungen nahezu glei-
cher Frequenz ent-
steht eine Schwebung

= 1 kHz. Nun wird uns verständlich, warum während des ersten Ver-
suches der Pfeifton im Lautsprecher bei Annäherung der beiden sich
überlagernden Frequenzen immer tiefer wurde. Der gleiche Effekt trat
aber noch ein zweites Mal auf. Erniedrigen wir beispielsweise f_1 auf
39 kHz, so ergibt sich ebenfalls eine Schwebungsfrequenz von $f_3 =$
 $f_2 - f_1 = 40 \text{ kHz} - 39 \text{ kHz} = 1 \text{ kHz}$.

Fassen wir zusammen: Wenn sich eine Schwingung der Frequenz f_1
mit einer zweiten, um f_3 größeren ($f_{2a} = f_1 + f_3$) oder kleineren ($f_{2b} =$
 $f_1 - f_3$) Frequenz überlagert, entsteht eine Schwebung mit der Fre-
quenz f_3 .

Wir haben weiter festgestellt, daß die Schwebung sehr stark einer
amplitudenmodulierten Schwingung ähnelt. Beide lassen sich nicht
mehr unterscheiden, wenn die Modulationsspannung einen sinusförmigen
Verlauf hat (vgl. Bilder 11.18 und 14.1). Aus dieser Tatsache müssen
wir folgern, daß die Modulation einer Hochfrequenz f_1 mit einer Nieder-
frequenz f_3 gleichbedeutend mit der Überlagerung dreier Hochfrequen-
zen, nämlich f_1 , $f_1 + f_3$ und $f_1 - f_3$, ist. Leider können wir zur Über-
prüfung dieses Sachverhaltes keine Versuche durchführen. Tatsächlich
sind in dem durch Modulation entstandenen Frequenzgemisch sowohl
die Summe als auch die Differenz von Trägerschwingung f_1 und Modu-
lationsschwingung f_3 enthalten. Wenn ein auf $f_1 = 1000 \text{ kHz}$ arbei-
tender Sender mit 1 kHz moduliert wird, entstehen zwei *Seitenfrequenzen*
von $f_{2a} = f_1 + f_3 = 1000 \text{ kHz} + 1 \text{ kHz} = 1001 \text{ kHz}$ und $f_{2b} = f_1 - f_3 =$
 $1000 \text{ kHz} - 1 \text{ kHz} = 999 \text{ kHz}$, die er neben der eigentlichen Trä-
gerfrequenz von 1000 kHz zusätzlich abstrahlt. Im Bild 14.3a sind die

beiden Seitenfrequenzen in ihrer Lage zur Trägerfrequenz dargestellt. Ihre Amplituden sind nur halb so groß wie die der Trägerschwingung. Ein Rundfunksender überträgt aber nicht nur einen Ton, sondern ein ganzes Tongemisch. Je höher der Ton wird, um so weiter rücken die Seitenfrequenzen von der Trägerfrequenz ab. Die Bereiche, in denen die Seitenfrequenzen auftreten, bezeichnet der Rundfunktechniker als *Bänder*. Jeder Sender hat demnach ein oberes und ein unteres *Seitenband* (vgl. Bild 14.3b). Die Trägerfrequenzen der Nachbarsender müssen so weit entfernt liegen, daß sich die Seitenbänder nicht überschneiden. Dieser Abstand ist mit 9 kHz festgelegt. Die Seitenbänder dürfen

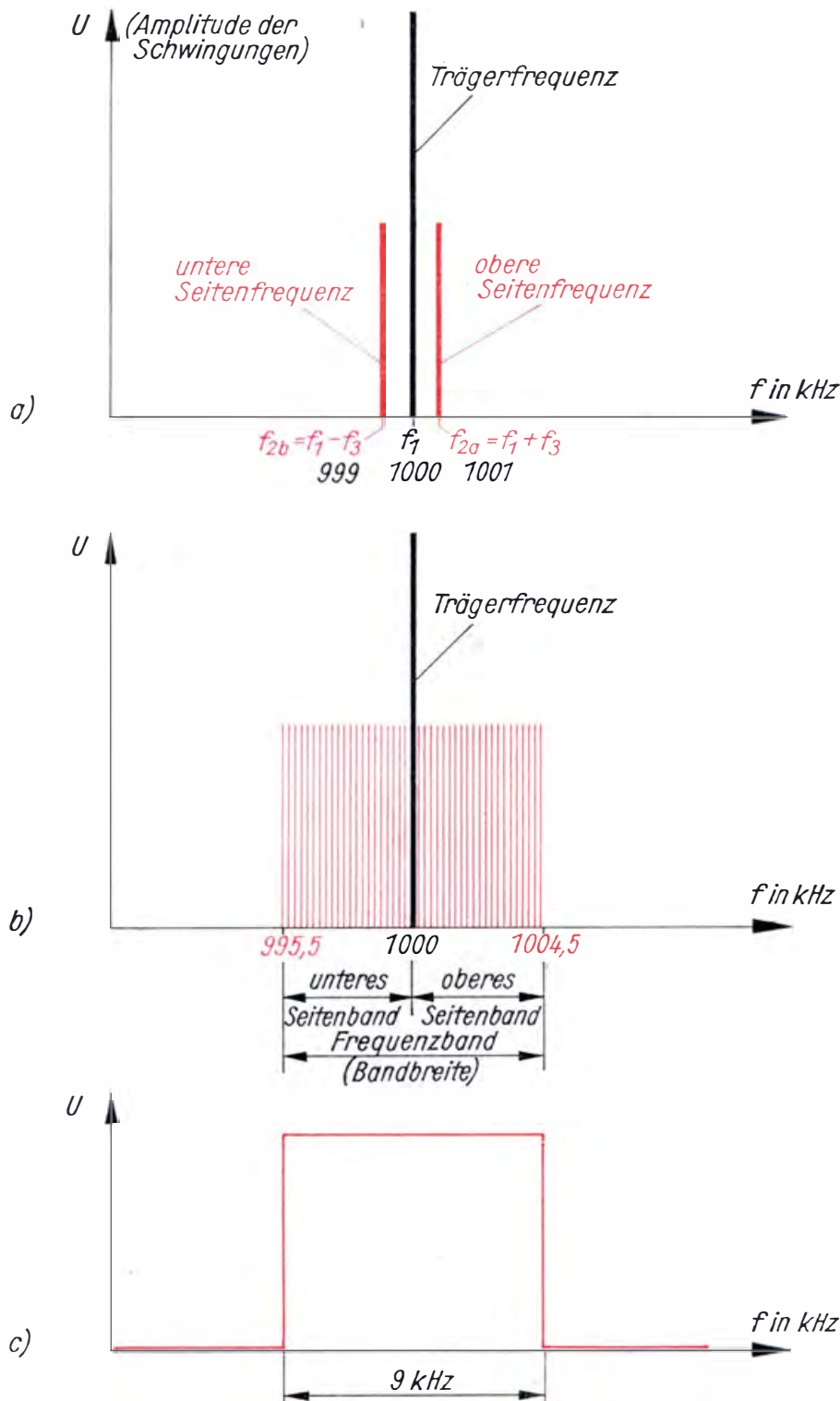


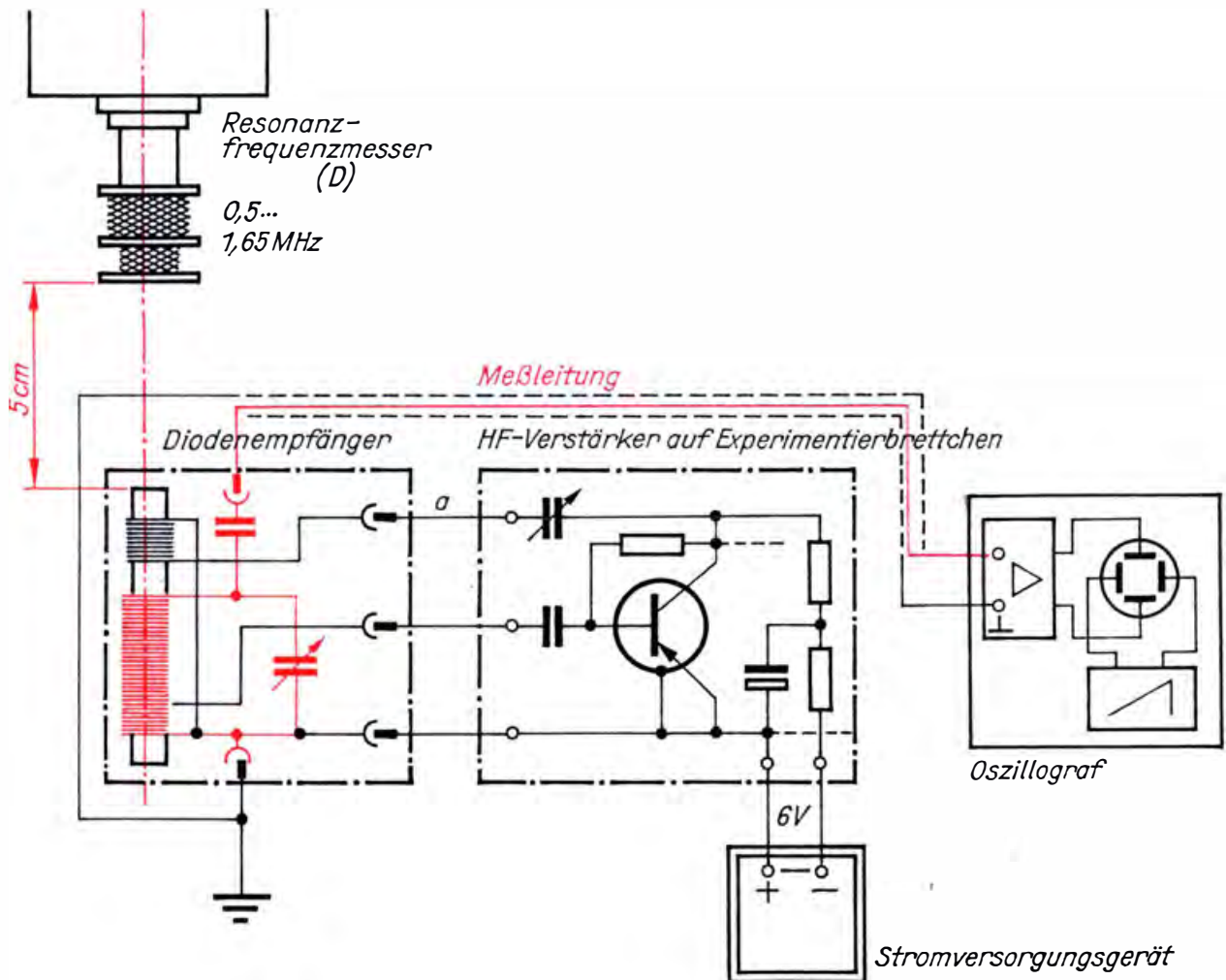
Bild 14.3
Seitenfrequenzen,
Seitenbänder und
ideale Durchlaßkurve
des Empfängers:
a) Trägerfrequenz
und Seitenfre-
quenzen
b) Seitenbänder und
Bandbreite
c) Durchlaß- oder
Resonanzkurve
des Empfängers

demnach höchstens 4,5 kHz breit sein. Und das wiederum legt die höchstmögliche Modulationsfrequenz fest: $f_3 = 4,5 \text{ kHz}$.

Wenn man vom „Empfangsbereich“ des menschlichen Ohres ausgeht, liegt diese Frequenz noch ein ganzes Ende unterhalb der Hörgrenze von etwa 20 kHz. Aus diesem Grunde kann die Wiedergabequalität von Rundfunksendungen bei einer höchsten Modulationsfrequenz von nur 4,5 kHz niemals voll befriedigen. Bei UKW-Empfängern beträgt die Bandbreite mindestens 150 kHz. Die Modulationsfrequenzen dürfen hier bedeutend höher liegen als im Lang-, Mittel- und Kurzwellenbereich. Besonders bei der Wiedergabe von Musiksendungen verbessern die jetzt mit übertragenen Obertöne das Klangbild ganz wesentlich.

Das vom Mittelwellensender ausgestrahlte, verhältnismäßig schmale Band möchten wir natürlich in voller Breite empfangen, sind doch gerade die an den Bandgrenzen liegenden Schwingungen für eine noch befriedigende Wiedergabe der hohen Töne verantwortlich. Deshalb müßte die Durchlaßkurve eines Abstimmkreises den im Bild 14.3c gezeichneten Verlauf haben. Diese ideale Form können wir allerdings nicht verwirklichen. Zunächst soll uns die tatsächliche Resonanzkurve eines einfachen Schwingkreises interessieren.

Bild 14.4
Schaltung zur Aufnahme der Resonanzkurven eines bedämpften und eines entdämpften Schwingkreises



Wir nehmen die Resonanzkurve eines Schwingkreises auf

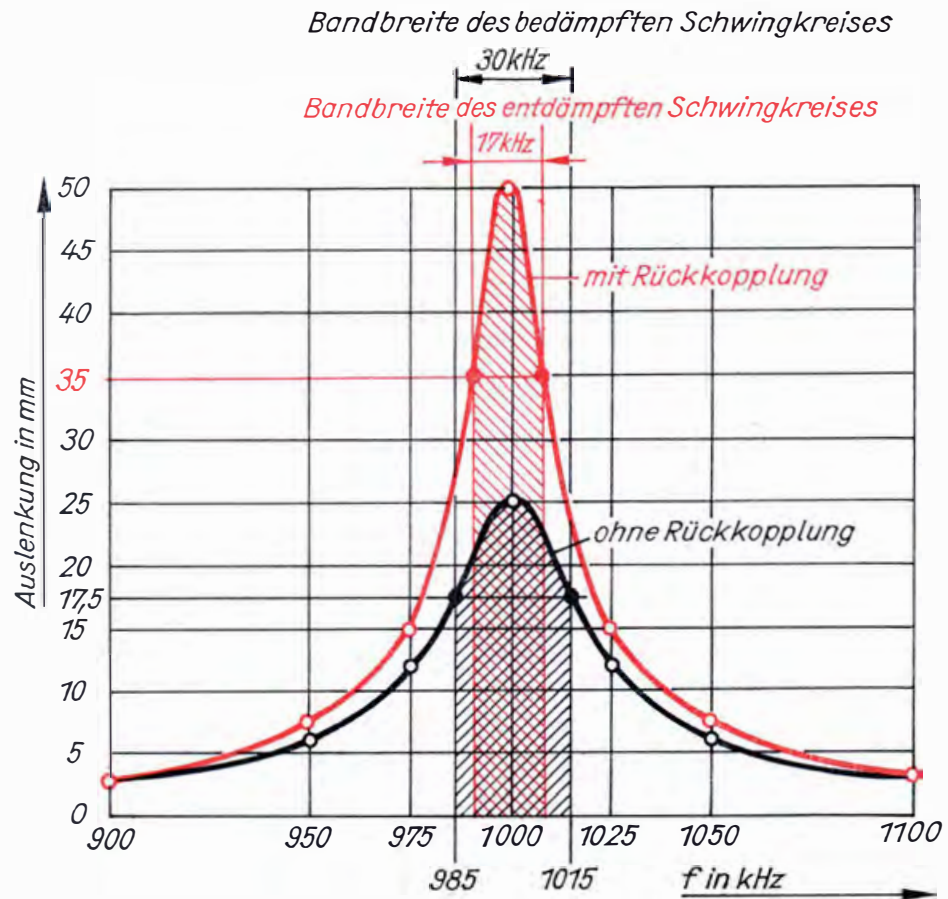
Der Schwingkreis des Diodenempfängers wird nach Bild 14.4 an den HF-Verstärker auf dem Experimentierbrettchen in der bekannten Art angeschlossen. Der 2-W-NF-Verstärker ist diesmal überflüssig. Wir legen eine Betriebsspannung von 6 V direkt an den HF-Verstärker und verbinden den Schwingkreis des Diodenempfängers über die Meßleitung mit dem Meßverstärker (Schalterstellung 3). Die Auskopplung der HF erfolgt über den Antennenkondensator von 100 pF. Etwa 5 cm vom Ferritstab des Diodenempfängers entfernt stellen wir unseren Resonanzfrequenzmesser auf. Er arbeitet wieder in Schalterstellung D als Meßsender auf einer Frequenz von 1 MHz. Mit ihm bringen wir den Empfängerschwingkreis in Resonanz. Wir haben richtig abgestimmt, wenn die senkrechte Auslenkung des Elektronenstrahls auf dem Oszillografenschirm am größten ist. Anschließend betätigen wir die Rückkopplung. Wir stellen sie so ein, daß weder bei 900 noch bei 1100 kHz Selbsterregung eintritt. Dann kontrollieren wir noch einmal die genaue Lage des Resonanzmaximums. Sollte es unter oder über 1 MHz liegen, stimmen wir den Schwingkreis noch etwas nach. Zum Schluß der Versuchsvorbereitungen drehen wir das Potentiometer des Meßverstärkers so weit auf, bis das Oszillogramm eine Höhe von 50 mm hat.

Nun nehmen wir die senkrechte Auslenkung des Elektronenstrahls in Abhängigkeit von der anregenden Frequenz auf. Die Auslenkung ist ein Maß für die Schwingkreisspannung. Um sie einigermaßen genau ausmessen zu können, stellen wir einen kleinen Maßstab mit Millimeterteilung in die vordere Bildröhrenhalterung direkt an den Schirm. Bei einer Meßsenderfrequenz von 900 kHz lesen wir 3 mm ab. Am besten übertragen wir die Meßwerte zunächst in eine Tabelle. Die erste Spalte enthält die einzustellende Frequenz, in die zweite schreiben wir die dazugehörigen Auslenkungen:

f in kHz	Auslenkung in mm	
	mit Rückkopplung	ohne Rückkopplung
900	3	3
950	7	6
975	15	12
1000	50	25
1025	15	12
1050	7	6
1100	3	3

Nach Aufnahme der Werte mit Rückkopplung stellen wir wieder 900 kHz ein, nehmen die Verbindungsleitung a weg und führen den Versuch noch einmal durch. Dann übertragen wir die aufgenommenen Wertepaare in ein Diagramm nach Bild 14.5 und verbinden sie untereinander. Auf diese Weise entstehen zwei Resonanzkurven unseres Schwingkreises. Beide haben nicht viel Ähnlichkeit mit der im Bild 14.3c dargestellten. Trotzdem – davon haben wir uns bereits überzeugt – ermöglicht dieser Schwingkreis eine recht brauchbare Tonwiedergabe. Das liegt ganz einfach daran, daß seine Bandbreite größer als die eines

Bild 14.5
Resonanzkurven mit
und ohne Rück-
kopplung



Senders ist. Mit Hilfe der Resonanzkurve können wir die Bandbreite eines Schwingkreises bestimmen. Die untere und die obere Bandgrenze liegen dort, wo die Spannung – in unserem Fall die Auslenkung – auf das $\frac{1}{\sqrt{2}}$ -fache des Maximalwertes abgesunken ist. Für den bedämpften Schwingkreis erhalten wir $\frac{25}{\sqrt{2}}$ mm $\approx 17,5$ mm, für den entdämpften $\frac{50}{\sqrt{2}}$ mm ≈ 35 mm. Nun brauchen wir nur noch die betreffenden Grenzfrequenzen abzulesen und die Differenz beider zu bilden. Die Bandbreite des einfachen Schwingkreises beträgt demnach 1015 kHz – 985 kHz = 30 kHz, die bei Rückkopplung 1009 kHz – 992 kHz = 17 kHz. Je kleiner die Bandbreite ist, um so besser lassen sich die Sender voneinander trennen. Der Techniker sagt, die *Selektivität (Trennschärfe)* wird größer.

Wir haben sicherlich schon festgestellt, daß die Trennschärfe unseres Rundfunkempfängers an manchen Stellen besser sein könnte. Selbst bei maximal eingestellter Rückkopplung gelingt es uns nicht immer, zwei dicht beieinanderliegende Sender vollständig zu trennen. Die Bandbreite unseres Einkreisers ist noch zu groß. Wir werden daher versuchen, sie mit einem zusätzlichen zweiten Schwingkreis weiter zu verringern.

15. Das Bandfilter verbessert den Empfang

Auf zwei Dreikammerspulenkörper wickeln wir je eine Spule mit 130 Windungen aus CuL 0,2, und zwar 65 Windungen in die oberen und 65 in die mittleren Kammern. Die Spulenden sichern wir mit einem Tröpfchen Alleskleber.

Wir nehmen die Resonanzkurven gekoppelter Schwingkreise auf

Aus Bild 15.1 geht hervor, wie wir die beiden Spulen mit einem Zweifachdrehkondensator $2 \times 330 \text{ pF}$ zu zwei Schwingkreisen verbinden. Den einen Kreis regeln wir mit unserem Resonanzmesser (Schalterstellung D) an, und den anderen verbinden wir über einen Koppelkondensator von 50 pF und die Meßleitung mit dem Oszillografen. Den Ein-

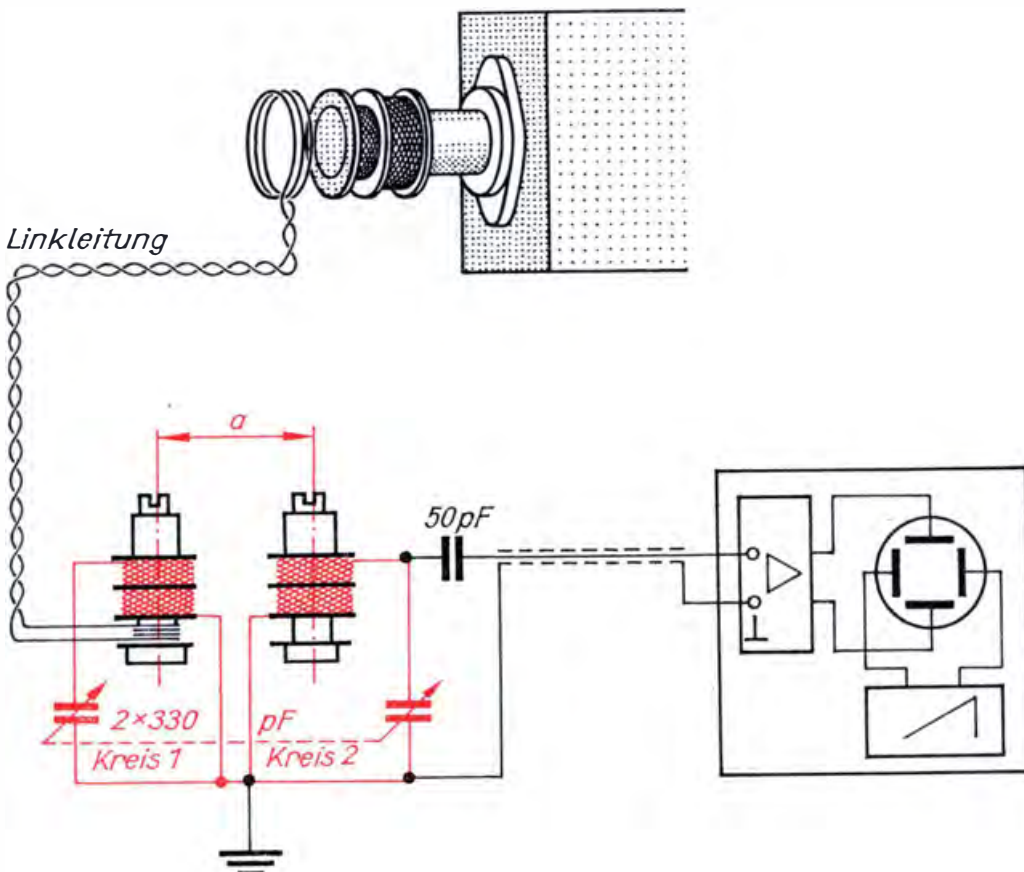


Bild 15.1
Schaltung zur Aufnahme von Resonanzkurven zweier gekoppelter Schwingkreise

gangsspannungsteiler des Meßverstärkers schalten wir in Stellung 3. Der zweite Kreis darf nur vom ersten, nicht aber auch noch vom Meßsender beeinflußt werden. Deshalb muß die Kopplung zwischen der Spule des ersten Kreises und dem Meßsender anders als im letzten Versuch erfolgen. Im Bild 15.1 ist die neue Kopplungsart dargestellt. Eine sogenannte *Linkleitung* verbindet den Meßsender mit dem ersten Schwingkreis. Wir brauchen dazu etwa 70 cm Kupferdraht von 0,3 bis 0,6 mm Durchmesser. Genau 15 cm von einem Ende entfernt führen wir den Draht in der unteren Kammer dreimal um den Spulenkörper herum und verdrillen die Drahtenden. Ebenfalls 15 cm vom längeren Ende entfernt wickeln wir eine zweite Spule von 3 Windungen und etwa 25 mm Durchmesser und verdrillen wieder. Die beiden Drahtenden werden verlötet.

Wir stimmen nun zunächst den zweiten Schwingkreis mit dem Drehkondensator in der bekannten Art genau auf 1 MHz ab. Dann ordnen wir die Koppelspule der Linkleitung direkt vor der Spule des Resonanzmessers an und gleichen den ersten Kreis mit dem Spulenkern ebenfalls auf Maximum ab. Dabei müssen die beiden Schwingkreis-spulen mindestens 3 bis 5 cm voneinander entfernt stehen. Anschließend müssen wir den Kondensator noch einmal vollständig durchdrehen und uns überzeugen, daß nur ein einziges ausgeprägtes Maximum auftritt. Wir stellen es so genau wie möglich ein. Diesmal wollen wir mehrere Resonanzkurven in Abhängigkeit vom Abstand a der Spulen aufnehmen. Die erste Kurve ermitteln wir für $a = 10$ mm. Wir stellen die beiden Spulenkörper direkt aneinander – der Abstand der Spulenchsen beträgt dann genau 10 mm – und regen den ersten Kreis mit $f = 1$ MHz an. Das Potentiometer des Meßverstärkers stellen wir so ein, daß das Schirmbild 40 mm hoch wird.

Wir beginnen unsere Versuchsreihe bei 800 kHz. Die Strahlauslenkung beträgt 4 mm. Bei 850 kHz messen wir 7 mm, bei 900 kHz 20 mm und bei 950 kHz 60 mm. Beim weiteren Vergrößern der Frequenz des Meßsenders wird das Schirmbild wieder kleiner und erreicht bei 1 MHz ein Minimum von 40 mm. Bei 1050 kHz finden wir ein zweites Maximum. Wenn wir die Wertepaare in ein Diagramm nach Bild 15.2 übertragen, ergibt sich die kräftig gezeichnete Resonanzkurve zweier fest gekoppelter Schwingkreise. In ihrer Form kommt sie der idealen Durchlaßkurve schon ziemlich nahe. Die Bandbreite beträgt etwa 150 kHz. Das ist für unsere Zwecke unbrauchbar. Trotzdem wollen wir uns diese Kurve gut einprägen. Wir werden noch breitbandige Wellenfilter benötigen.

Mit unseren beiden gekoppelten Schwingkreisen sind wir einem neuen Bauelement der Rundfunktechnik auf die Spur gekommen: dem *Bandfilter*. Wir nehmen anschließend noch die Kurven für $a = 15$ mm und $a = 20$ mm auf. Bei 15 mm Abstand beträgt die Bandbreite 60 kHz und bei 20 mm 33 kHz. Wenn wir mit dem Bandfilter einen neuen Rundfunkempfänger bauen wollen, muß die Bandbreite auf wenigstens 20 kHz herabgesetzt werden. Bis auf 9 kHz brauchen wir nicht zu gehen, da nach wie vor die Möglichkeit der Rückkopplung besteht. Wie der letzte Versuch in Kapitel 14 zeigte, läßt sich damit die Bandbreite um etwa 40% herabsetzen. Die letzte Kurve nehmen wir bei einem Spulenabstand von 30 mm auf. Das Resonanzmaximum ist auf Grund der sehr losen Kopplung beträchtlich kleiner geworden, aber damit auch die Bandbreite. Sie beträgt nur noch etwa 17 kHz. Mit

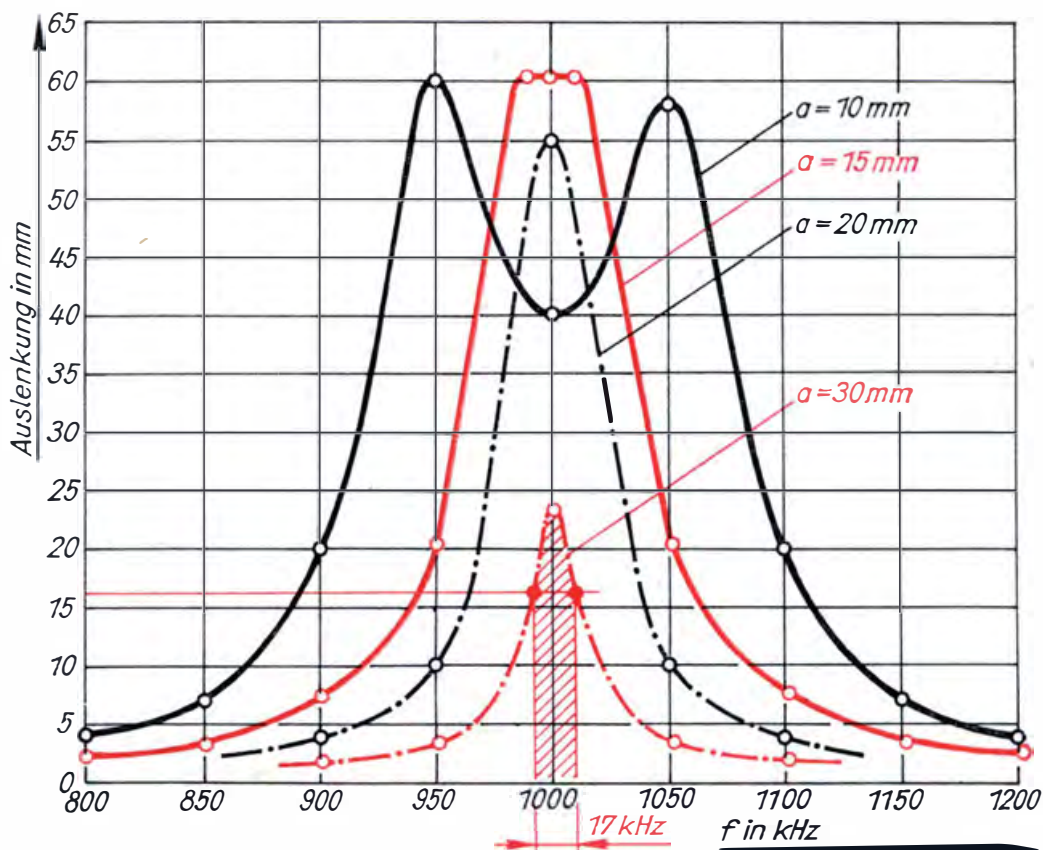


Bild 15.2
Resonanzkurven
eines Bandfilters bei
verschieden starker
Kopplung

Rückkopplung dürften wir schätzungsweise auf 60% davon, also auf 10 kHz, kommen. Mit diesem Bandfilter bauen wir einen neuen Rundfunkempfänger auf.

Als zweiten Empfänger bauen wir einen Bandfilterzweikreis

Wie den Einkreis bauen wir auch den Zweikreis auf einer Steckkarte auf; diesmal allerdings in gedruckter Schaltungstechnik und mit Siliziumtransistoren. Das Schaltbild des neuen Empfängers ist im Bild 15.3 dargestellt. Auf den ersten Blick erkennen wir unser neues Bauelement, das Bandfilter BF, das zwischen zwei Transistorstufen angeordnet ist. In der Antennenzuleitung liegt wieder ein auf den Ortsender abgestimmter Sperrkreis. Über den Antennenkondensator C_2 gelangt die HF an den Widerstand R_1 , von dem über C_3 die Basis von T1 angesteuert wird. Da vor diesem Transistor kein Abstimmkreis liegt, gelangen alle von der Antenne aufgenommenen HF-Schwingungen an die Basis. Verstärkt wird jedoch nur die Schwingung, auf deren Frequenz der erste Kreis des Bandfilters in der Kollektorleitung von T1 abgestimmt ist. Damit die Dämpfung dieses Kreises durch den Transistor gering bleibt, liegt der Kollektor an einer Anzapfung.

Uns fällt sicherlich auf, daß der Emitterkondensator C_4 dem Emitterwiderstand R_4 nicht direkt parallel geschaltet ist. Der Grund dafür liegt in der für npn-Transistoren notwendigen Polarität der Betriebsspannung. In dem mit pnp-Transistoren bestückten NF-Verstärker wurde der positive Pol als Masseleitung verwendet. Da diese Masse-

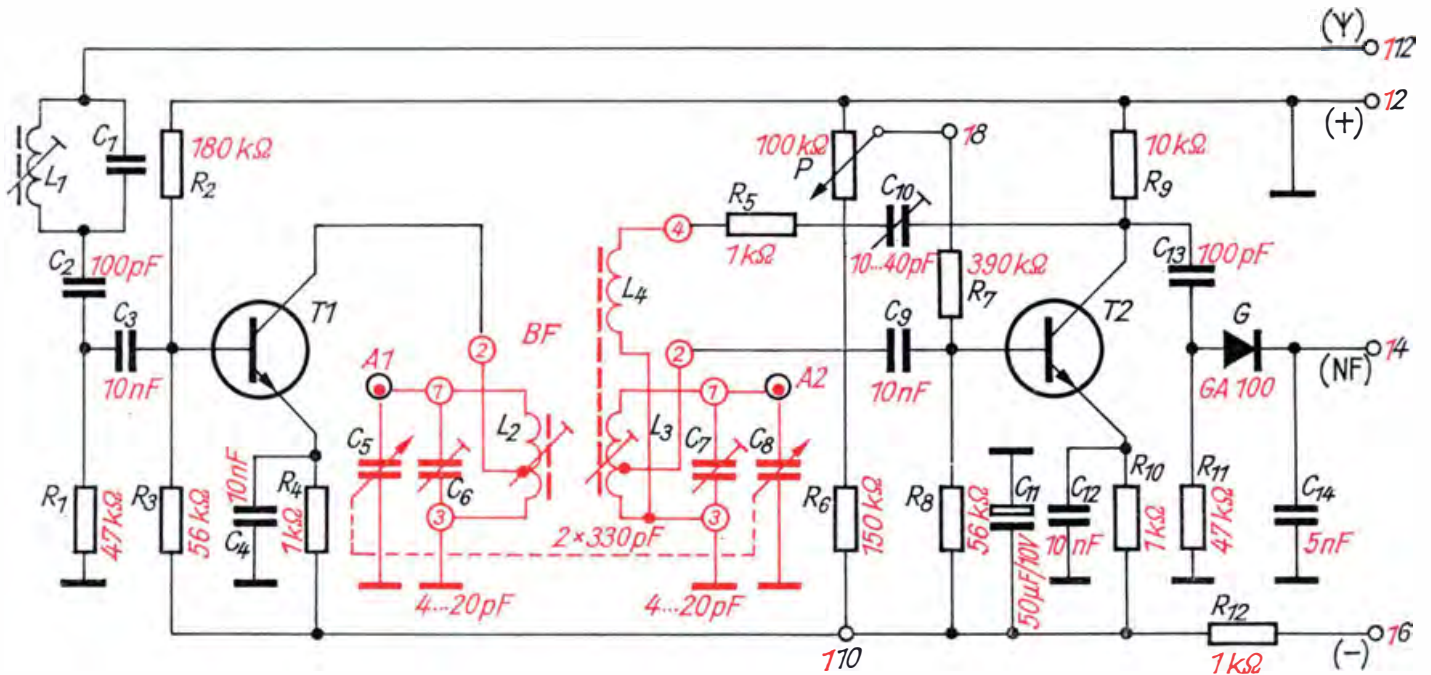
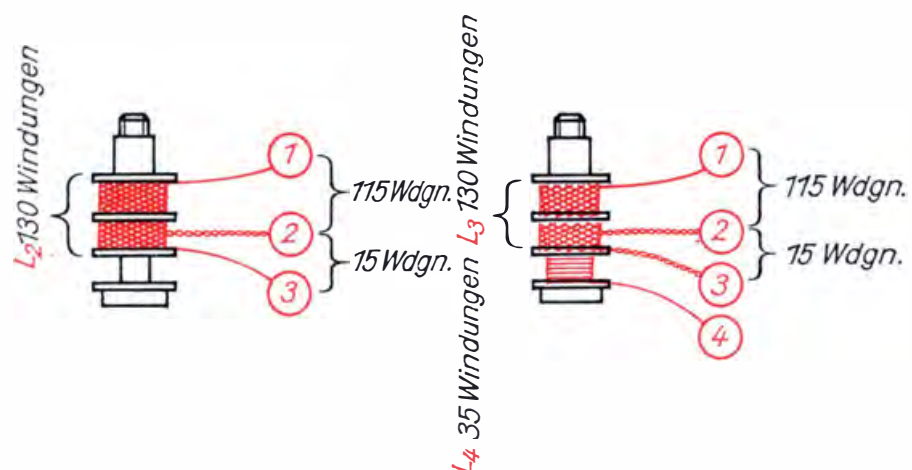


Bild 15.3
Schaltbild des Band-
filter-Zweikreis-
empfängers

leitung im gesamten Empfänger beibehalten werden muß, sind zwangs-
läufig sämtliche am Pluspol liegenden Bauelemente im Bild 15.3 mit
Masse verbunden. Deshalb liegt auch das Siebglied $R_{12}C_{11}$ für die
Speisespannung des Zweikreisempfängers in der Minusleitung. Diese Art der
Stromversorgung bringt – neben der begründeten Notwendigkeit – den
Vorteil mit sich, daß beide Schwingkreise des Bandfilters unmittelbar
mit der Masseleitung verbunden werden können.

Die zweite Stufe im Bild 15.3 entspricht der Schaltung unseres Ein-
kreisempfängers, so daß sich zu deren Funktion weitere Bemerkungen
erübrigen. Der Widerstand R_5 in der Rückkopplungsleitung verhindert
ein zu hartes Einsetzen der Rückkopplung. Er soll so klein wie möglich
sein. Die notwendige Größe ist experimentell zu ermitteln. Für T1 und
T2 wurden Miniplast-Basteltransistoren mit Stromverstärkungen um
300 eingesetzt. R_2 ist so zu wählen, daß der Kollektorstrom von T1
etwa 1 mA beträgt. Mit P soll sich der Kollektorstrom von T2 zwischen
 $150 \mu\text{A}$ und $550 \mu\text{A}$ einstellen lassen. Das entspricht einer Spannung
am Kollektor von T2 zwischen $-1,5 \text{ V}$ bis $-5,5 \text{ V}$ gegenüber Masse.
Für die Spulen des Zweikreisempfängers benötigen wir drei Dreikammerspulen-
körper nach Bild 13.7a. Einen Spulenkörper bewickeln wir mit HF-

Bild 15.4
Die Spulen des Band-
filters



Litze für den Sperrkreis (L_1 , vgl. S. 183 u. 198), der zweite (L_2) erhält in der oberen Kammer 65 Windungen aus CuL 0,2, in der zweiten ebenfalls 65, wobei wir 5 Windungen vor dem Ende eine Anzapfung anbringen. Den dritten Spulenkörper bewickeln wir zunächst genauso wie den zweiten (L_3), zapfen jedoch 15 Windungen vor dem Ende an und wickeln dann noch 35 Windungen für die Rückkopplungsspule L_4 . Wir ahmen beim Wickeln wieder eine Art Kreuzwicklung nach. Bild 15.4 zeigt das Wickel- und Anschlußschema der Bandfilterspulen.

Nachdem wir in beiden Stufen auf dem Experimentierbrettchen die richtigen Kollektorströme eingestellt haben, bauen wir die Schaltung auf einer Platine nach Bild 15.5a auf; Teilbild b zeigt den Bestückungsplan. Für den Anschluß der Platine an den NF-Verstärker verwenden

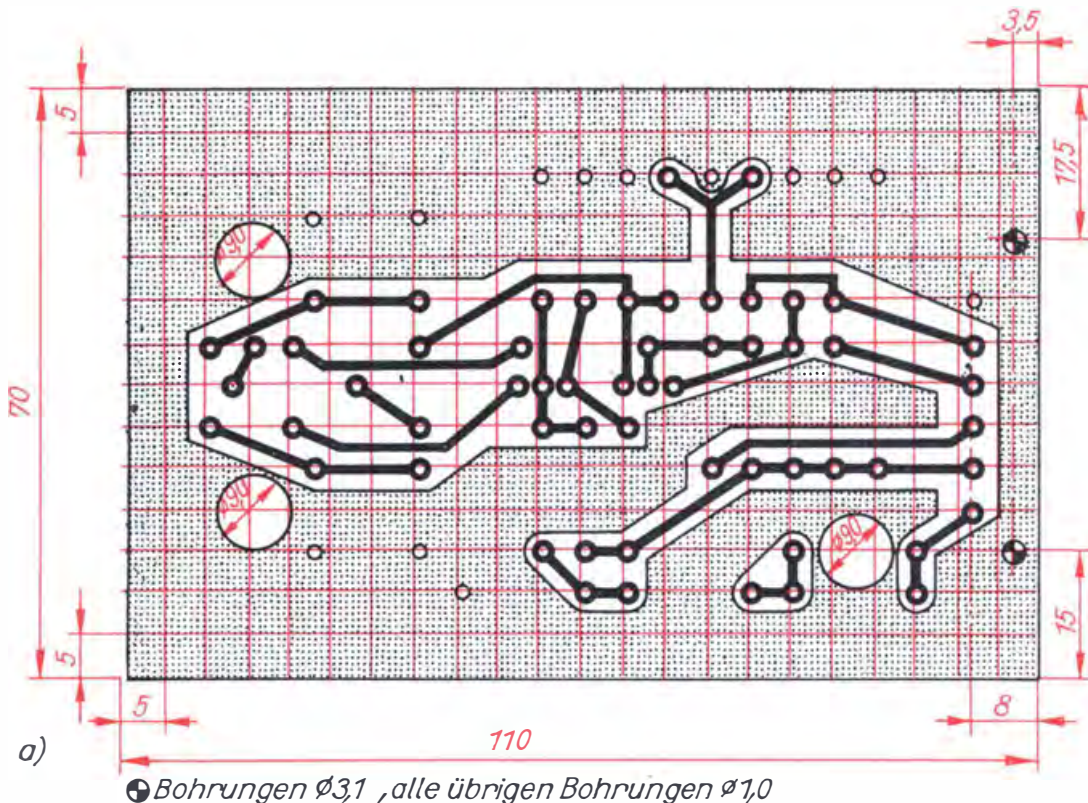
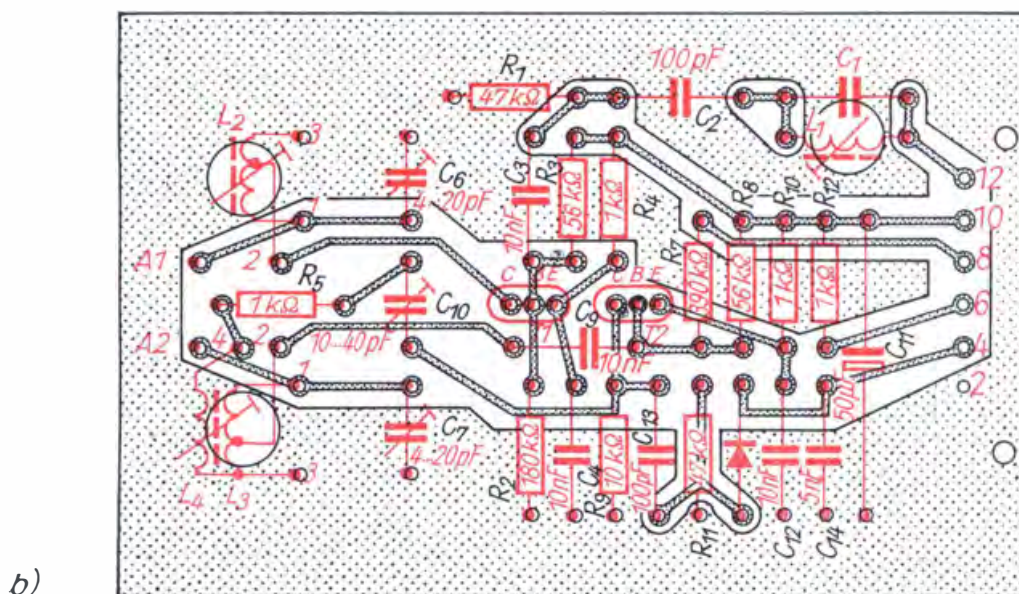


Bild 15.5
Leitungsführung (a)
und Bestückungsplan
(b) für die Leiter-
platte des Bandfilter-
zweikreislers



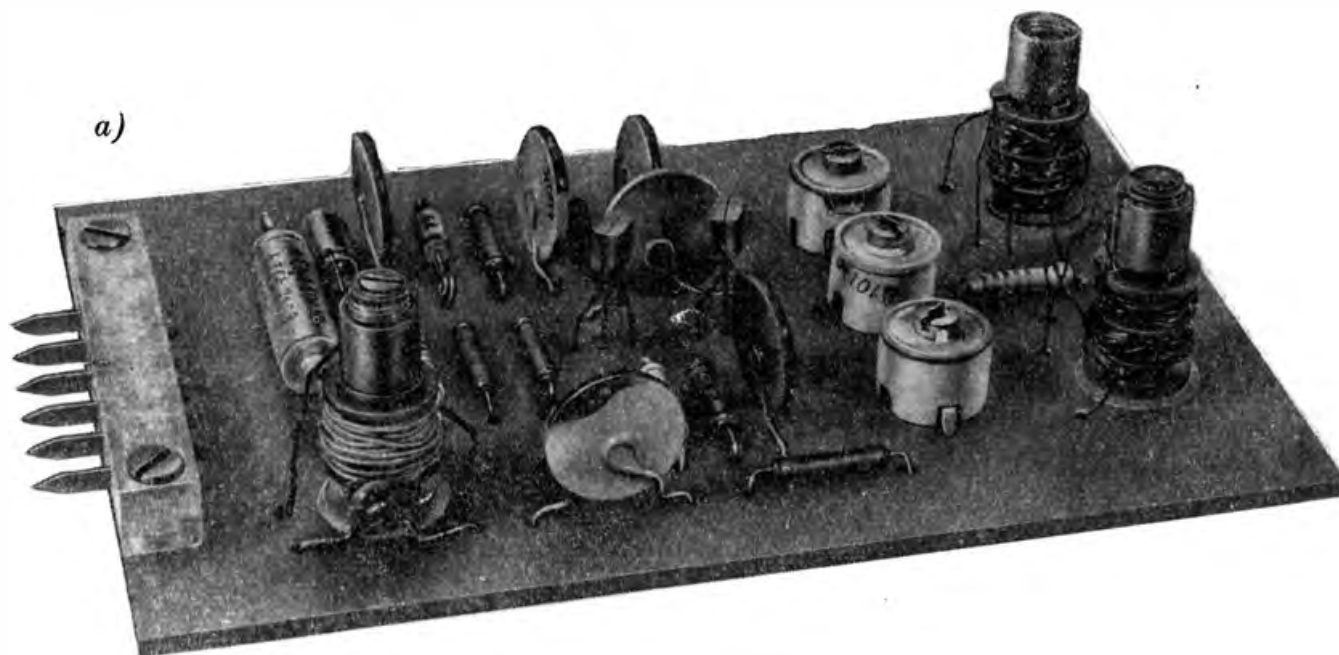
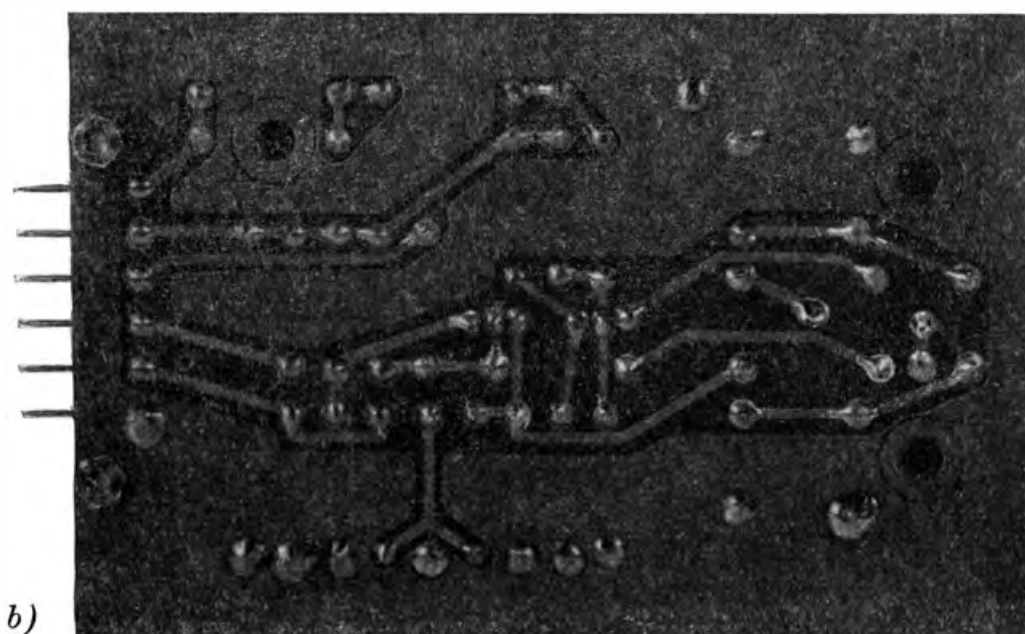


Bild 15.6
 Unser dritter Bau-
 stein: der Band-
 filterzweikreis, von
 der Bauelementen-
 seite (a) und von der
 Leiterseite (b) ge-
 sehen

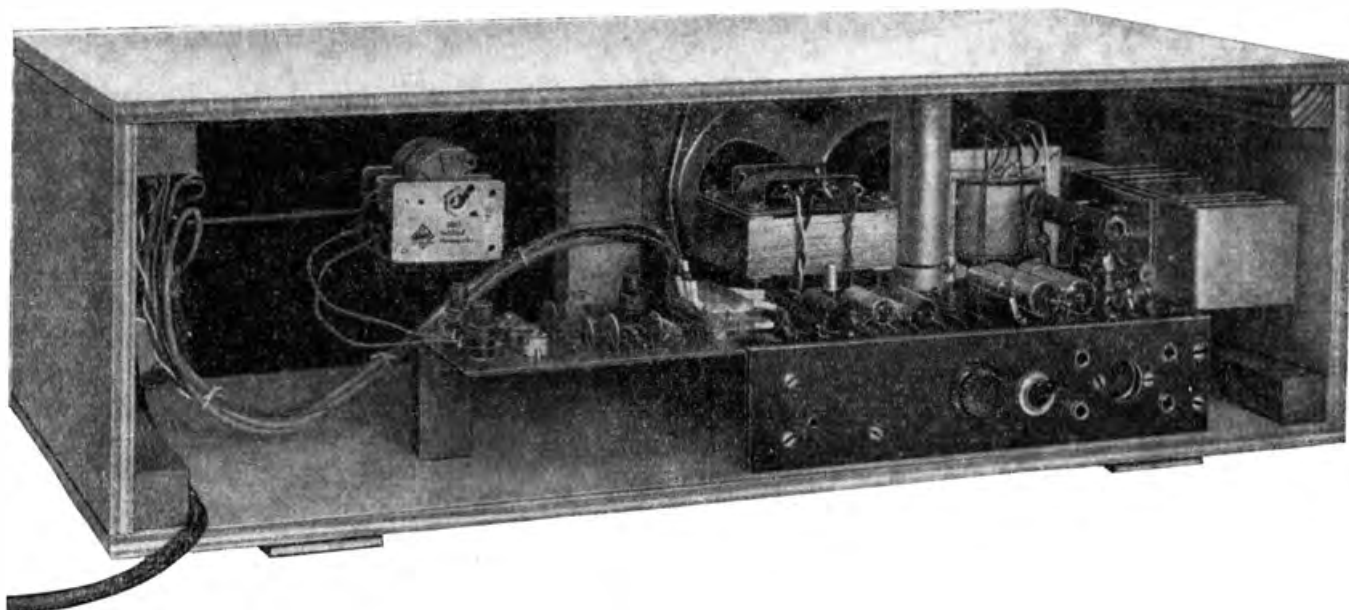


wir wieder eine sechspolige Zeibina-Messerleiste. Bevor wir jedoch die Platine des Bandfilterzweikreislers an den NF-Verstärker stecken, muß noch der im Gehäuse eingebaute Spannungsteiler für die Rückkopplung geringfügig verändert werden. Den 100-k Ω -Festwiderstand löten wir beiderseitig ab und dafür einen Widerstand von 150 k Ω an das Potentiometer. Anschließend vertauschen wir noch den Masseanschluß mit der zum Anschluß 10 der Messerleiste führenden Leitung. Die am Abgriff des Potentiometers angeschlossene Leitung bleibt unverändert. Nach der Bestückung erproben wir zunächst die zweite Stufe des neuen Empfängers. Zu diesem Zweck schließen wir an die Lötöse A2 ein Statorpaket des Zweifachdrehkos und über einen Kondensator von 50 pF eine kurze Antenne an. Erst wenn dieser Einkreisler samt Rückkopplung ordentlich funktioniert, legen wir die Antenne an die dafür vorgesehene Buchse des NF-

Verstärkers und verbinden das zweite Statorpaket mit A1. Den provisorisch angelöteten Antennenkondensator entfernen wir wieder von A2.

Zum Schluß erfolgt der Abgleich des Zweikreislers, der wie beim Einkreiser (vgl. S. 211) geschieht. Neu ist lediglich, daß zwei Schwingkreise auf die richtigen Grenzfrequenzen einzustellen sind. Dabei gleichen wir immer zuerst den zweiten Kreis und dann den ersten ab. Sollte während des Sperrkreisabgleiches der Empfänger zu schwingen beginnen, vertauschen wir die Anschlüsse der Sperrkreisspule. Die fertige Platine des Bandfilter-Zweikreis-Empfängers ist im Bild 15.6 zu sehen, und Bild 15.7 zeigt die Innenansicht der zweiten Variante unseres Bausteineempfängers.

Bild 15.7
So sieht unser zweiter
Rundfunkempfänger
von innen aus



Die Grenzen des Geradeausempfängers

Sicherlich haben wir bald herausgefunden, daß unser neuer Empfänger leistungsfähiger als der Einkreiser ist. Wir können eine Reihe Sender besser trennen als vorher. Gleichzeitig werden wir aber auch feststellen, daß bei maximal eingestellter Rückkopplung die Höhen im Klangbild teilweise verschwunden sind. Das ist ein Zeichen für zu geringe Bandbreite. Deshalb wollen wir zugunsten einer guten Tonqualität die Rückkopplung stets nur so weit wie unbedingt erforderlich einstellen. Wir sind hier bei einem Problem angelangt, das uns zu einem Kompromiß zwingt. Der Mittelwellenbereich liegt zwischen 510 kHz und 1620 kHz, umfaßt also 1110 kHz. In diesem Bereich lassen sich $\frac{1110 \text{ kHz}}{9 \text{ kHz}} =$

123 Sender unterbringen. Diese Zahl ist heute beträchtlich überschritten. Das bedeutet aber, daß viele Sender dichter als 9 kHz beieinander liegen. Wollen wir diese einwandfrei trennen, muß die Bandbreite unseres Empfängers geringer als 9 kHz sein und damit die Klangqualität schlechter werden. Hohe Trennschärfe erfordert geringe Bandbreite

– gute Höhenwiedergabe aber große. Wir müssen einen Mittelweg gehen, einen Kompromiß zwischen Tonqualität und Selektivität schließen. Deshalb werden wir im nächsten Empfänger zwei Bandfilter verwenden. Da er noch leistungsfähiger als unser Zweikreiser werden soll, brauchen wir mindestens eine dritte HF-Stufe. Dieser Empfänger müßte im Prinzip folgendermaßen aufgebaut sein:

1. erster HF-Verstärker,
2. abstimmbares zweikreisiges Bandfilter,
3. zweiter HF-Verstärker,
4. abstimmbares zweikreisiges Bandfilter,
5. dritter HF-Verstärker mit Diodendemodulator.

Gegen einen derartigen Aufbau gibt es eigentlich nichts einzuwenden, aber – und daran scheitert unser Vorhaben – wir brauchen einen Vierfachdrehkondensator, bei dem die vier Kapazitätswerte in jeder beliebigen Stellung immer genau gleich sein müßten. Hier liegt die Grenze des sogenannten *Geradeausempfängers* (vgl. Bild 11.24). Es ist aus wirtschaftlichen Gründen nicht vertretbar, einen Drehkondensator mit mehr als zwei Systemen herzustellen.

Wenn wir mit einem Vierkreis-Geradeausempfänger nur einen einzigen Sender empfangen wollen, macht sein Aufbau weiter keine Schwierigkeiten. An Stelle der vier Drehkondensatoren verwenden wir Festkondensatoren und gleichen mit Hilfe der Spulenkerns alle vier Kreise auf dieselbe Frequenz ab. Der Aufwand für den Empfang nur eines einzigen Senders wäre zu hoch, doch wird dieser auf eine Frequenz abgestimmte HF-Verstärker als Baugruppe in einem weiter verbesserten Empfängertyp angewendet.

Wir erinnern uns, daß bei der Überlagerung von zwei nahezu gleichen Frequenzen eine Schwebung entstand, deren Frequenz genau der Differenz beider überlagerter Schwingungen entsprach: $50 \text{ kHz} - 40 \text{ kHz} = 10 \text{ kHz}$. Wenn wir eine Schwingung von 600 kHz mit einer von 400 kHz überlagern, muß eine Schwebung der Frequenz 200 kHz entstehen. Die gleiche Schwebungsfrequenz ergibt sich aber auch für 700 kHz und 500 kHz , 800 kHz und 600 kHz und ebenso für alle übrigen Frequenzkombinationen, deren Differenz 200 kHz beträgt.

Es ist also möglich, durch Überlagerung entsprechender Schwingungen immer dieselbe Differenzfrequenz zu erhalten, die dann den fest abgestimmten HF-Verstärker durchlaufen kann. Wie dieser neuartige Empfänger im einzelnen aussieht, wollen wir uns im nächsten Kapitel ansehen.

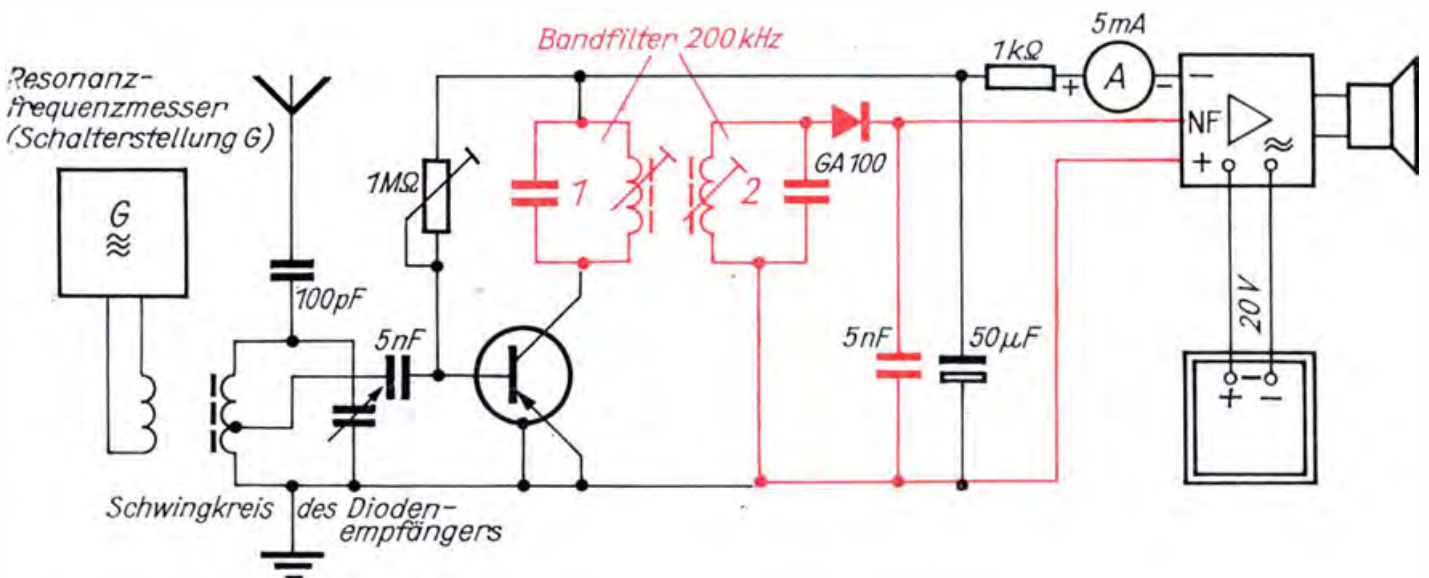
16. Überlagerung — ein neues Empfangsprinzip

Unseren 2-W-Verstärker auf dem Experimentierbrettchen haben wir hoffentlich noch nicht auseinandergebaut. Sollten jedoch einige Bauelemente in einen unserer Rundfunkempfänger gewandert sein, ergänzen wir zunächst wieder die Experimentierschaltung, schließen unseren Diodenempfänger mit möglichst kurzer Antenne (0,5 m) an den Verstärker und stimmen auf den stärksten Sender ab. Dann schauen wir uns noch einmal das Schaltbild des Zweikreislers an. Zwischen der ersten HF-Stufe und der zweiten liegt das Bandfilter, dessen beide Kreise gemeinsam auf den zu empfangenden Sender abgestimmt werden. In einer ähnlichen Art wollen wir auch einen einstufigen HF-Verstärker aufbauen, allerdings mit einem kleinen Unterschied: Das Bandfilter soll fest auf eine Frequenz von 200 kHz abgestimmt sein. Als Kapazität der Kondensatoren wählen wir 2 nF. Dann muß die Spuleninduktivität

$$L = \frac{1}{4 \pi^2 \cdot f^2 \cdot C} = \frac{1}{4 \pi^2 \cdot 200^2 \text{ s}^{-2} \cdot 2 \cdot 10^{-9} \frac{\text{As}}{\text{V}}} = \frac{1 \text{ Vs}}{320 \pi^2 \text{ A}} \approx 0,32 \text{ mH}$$

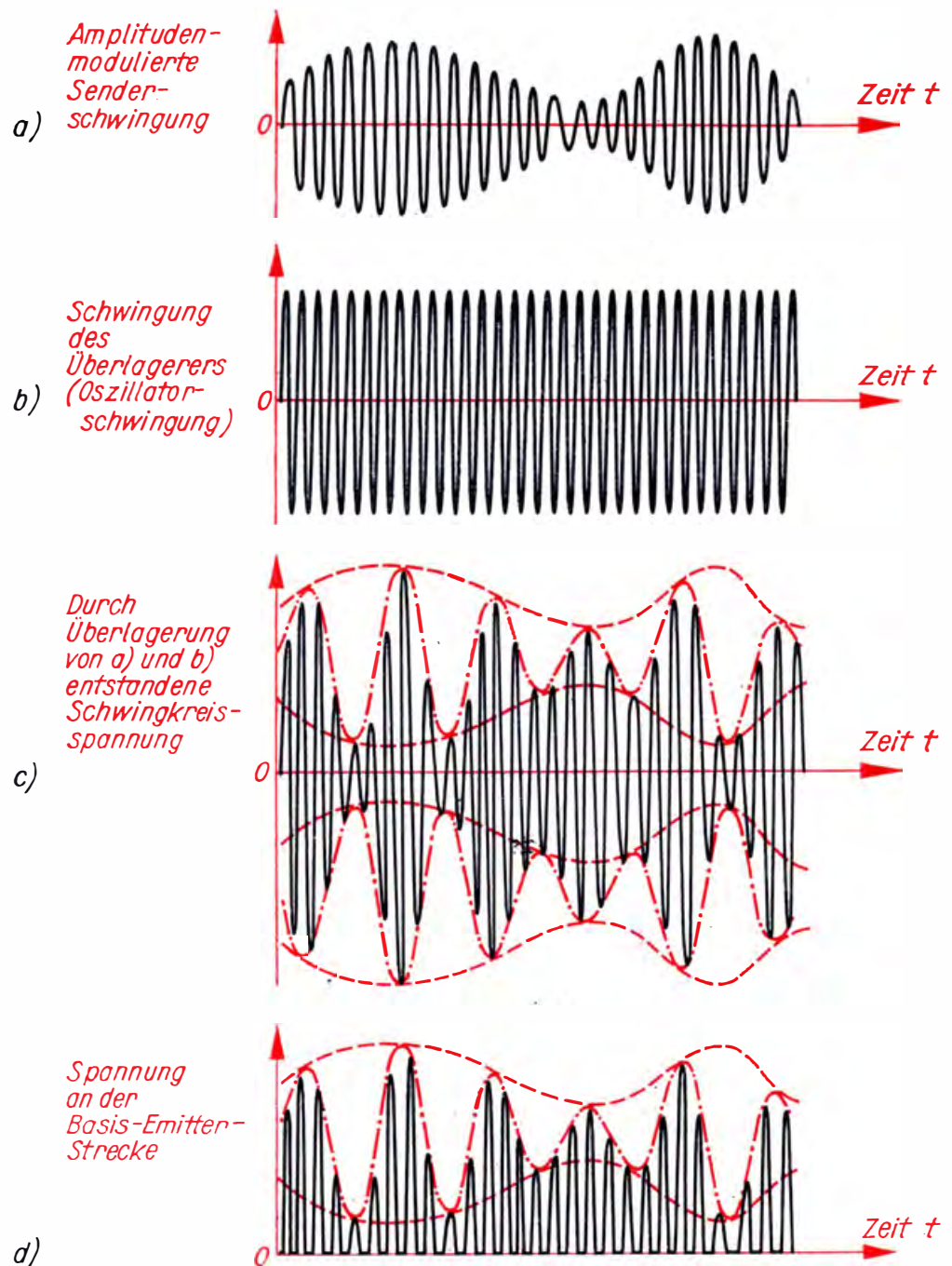
betragen. Den Induktivitätsfaktor unserer Dreikammerspulenkörper haben wir sicherlich bereits ermittelt. Er liegt im Bereich um $15 \cdot 10^{-3} \mu\text{H}$.

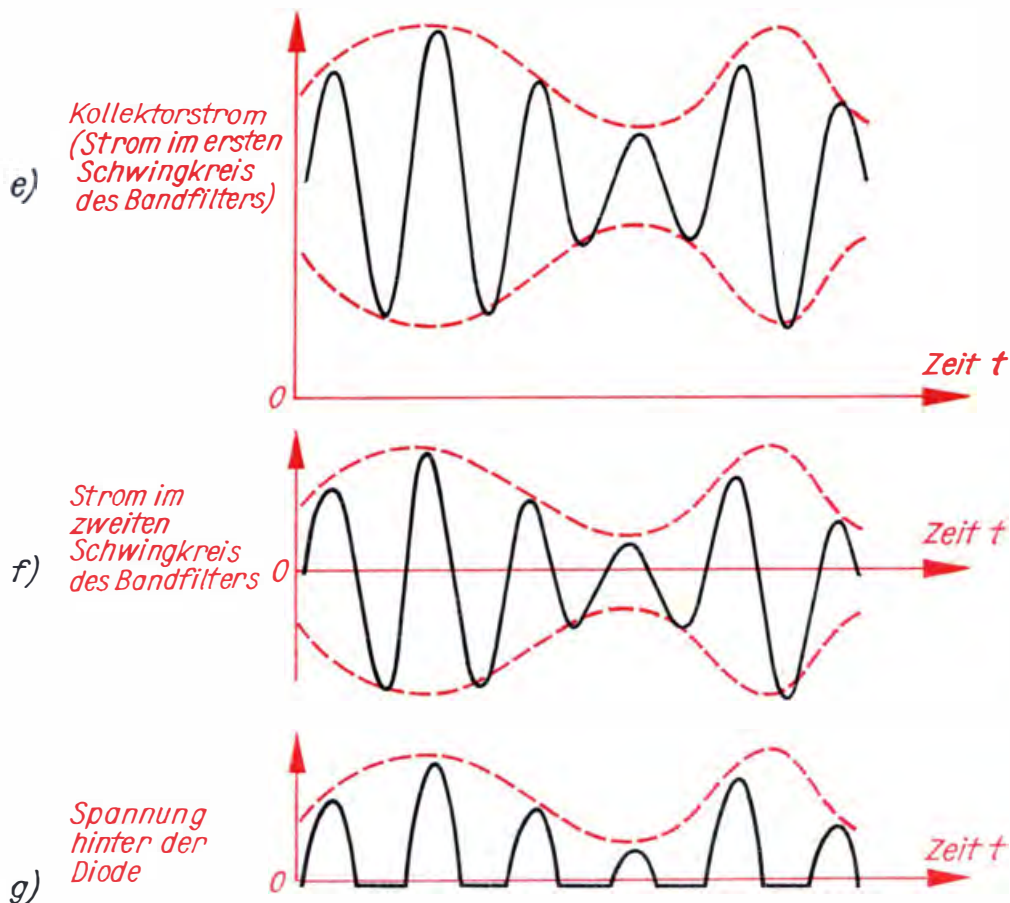
Bild 16.1
Grundversuch zum
Überlagerungs-
empfang (Statt
Schalterstellung G
ist D zu lesen)



Wir wickeln jeweils in die oberen Kammern $N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{320 \mu\text{H}}{15 \cdot 10^{-3} \mu\text{H}}} \approx 150$ Windungen aus 0,2 CuL. Auf einem etwa $50 \text{ mm} \times 30 \text{ mm}$ großen Pertinaxbrettchen kleben wir in einem Abstand von 30 mm die Spulenkörper fest, nieten vier Lötösen ein und verbinden die Spulen mit den Kondensatoren. Mit Hilfe des Resonanzfrequenzmessers werden beide Kreise auf 200 kHz abgestimmt. Bild 16.1 zeigt die Schaltung des neuartigen HF-Verstärkers, die wir wieder – wie unseren ersten HF-Verstärker – auf einem Experimentierbrettchen aufbauen. Das fertige Bandfilter löten wir über vier kurze Drähte an die entsprechenden Lötösen des Experimentierbrettchens. Der erste Bandfilterkreis liegt in der Kollektorleitung des Transistors, und der zweite müsste eigentlich am Eingang einer weiteren HF-Verstärkerstufe liegen. Da es uns aber

Bild 16.2
Vorgänge im Überlagerungsempfänger





hier lediglich um das Prinzip eines neuartigen Empfängers geht, verzichten wir darauf und schließen am zweiten Kreis einfach eine Diode als HF-Gleichrichter an; Bandfilterkreis 2 mit Diode und Ladekondensator entspricht prinzipiell unserem einfachen Diodenempfänger nach Bild 2.9. Während die Eigenfrequenz unseres ersten Diodenempfängers zwischen etwa 520 und 1600 kHz verändert werden konnte, hat der neue nur eine einzige Resonanzfrequenz: 200 kHz. Ehe wir einschalten, bauen wir in die Minusleitung zwischen NF-Verstärker und 1-k Ω -Siebwiderstand noch einen Strommesser, nach dessen Anzeige mit dem Basiswiderstand ein Kollektorstrom von etwa 1 mA gewählt wird.

Obwohl der Eingangskreis noch auf den stärksten Mittelwellensender eingestellt ist, hören wir im Lautsprecher nichts. Das darf uns nicht wundern, denn unser Zweikreiser verstärkt nur die Schwingung, auf die beide Bandfilterkreise abgestimmt sind. Im vorliegenden Fall beträgt die Resonanzfrequenz 200 kHz. Auf ihr arbeitet aber der eingestellte Sender ganz gewiß nicht. Wir werden ihn nur dann empfangen können, wenn die Senderschwingung mit einer zweiten Schwingung in der Art überlagert wird, daß eine Schwebung mit der Differenzfrequenz von 200 kHz entsteht. Wie man das machen kann, wissen wir bereits. Wir koppeln die von unserem als Meßsender arbeitenden Resonanzfrequenzmesser ausgehenden Schwingungen in den Eingangskreis ein. Der Abstand zwischen Ferritstab und Spule des Frequenzmessers beträgt etwa 7 cm. Kleiner wählen wir den Abstand nicht, da sonst bei Resonanz zwischen Frequenzmesser und Abstimmkreis der Kollektorstrom zu groß und der Transistor zerstört wird. Wir beobachten deshalb ständig den Strommesser und vergrößern den Abstand, wenn der Kollektorstrom 3 mA übersteigt.

Sicherlich wissen wir bereits, auf welcher Frequenz der Ortssender arbeitet. Diese Frequenz stellen wir am Resonanzfrequenzmesser ein. Mit der Anzeige des Strommessers haben wir eine Kontrollmöglichkeit, ob die Frequenzangabe des Frequenzmessers mit der des eingestellten Ortssenders übereinstimmt. Bei Frequenzgleichheit zeigt der Strommesser einen Maximalwert an. Aber noch immer schweigt der Lautsprecher. Nun drehen wir das Skalenrad unseres Meßsenders langsam in Richtung niedrigerer Frequenzen durch. Plötzlich ist er wieder da, unser Ortssender. Ein Blick auf die Skale des Meßsenders bestätigt unsere Theorie: Die Frequenz des „Hilfssenders“ liegt 200 kHz unterhalb der Frequenz des eingestellten Senders. Dann vergrößern wir die Frequenz des Resonanzmessers wieder und finden eine zweite Stelle, an der wir den gleichen Sender empfangen. Jetzt liegt die Hilfsfrequenz um 200 kHz oberhalb der des Senders.

Ein nach diesem Prinzip arbeitender Empfängertyp heißt *Überlagerungsempfänger*. Der Hang zu Fremdworten ließ die Bezeichnung *Superheterodynempfänger* entstehen, die schließlich zu *Superhet* und dann zu *Super* abgekürzt wurde. Super heißt aber wörtlich übersetzt nur „über“.

Wir wollen nun untersuchen, welche Vorgänge sich in unserer Schaltung abspielen. Sobald der Eingangskreis mit einer Senderfrequenz in Resonanz ist, wird er zu maximalen Schwingungen angeregt. Wir haben uns diese Schwingung bereits auf dem Schirm des Oszillografen angesehen (vgl. Bild 11.20). Im Bild 16.2a ist sie noch einmal schematisch dargestellt. Koppeln wir nun noch eine zweite, nicht modulierte Schwingung (Bild 16.2b) nahezu gleicher Frequenz in den Schwingkreis, überlagern sich beide, und es entsteht eine Schwebung. Die Modulation der Senderschwingung wird dabei der Schwebung aufgeprägt. Am Eingang des HF-Verstärkers liegt demnach eine Schwingung nach Bild 16.2c, die nun an der Basis-Emitter-Diode gleichgerichtet wird (Bild 16.2d). Der auf die Schwebungsfrequenz abgestimmte erste Bandfilterkreis in der Kollektorleitung verhindert, daß – wie wir es vom HF-Verstärker gewohnt sind – die eigentliche Trägerschwingung verstärkt wird. Nur die Schwebungsfrequenz steuert den Kollektorstrom und regt den ersten Kreis des Bandfilters zu maximalen Schwingungen an (Bild 16.2e). Da der zweite Kreis ebenfalls auf die Schwebungsfrequenz abgestimmt und mit dem ersten induktiv gekoppelt ist, wird auch er von der Schwebung angeregt (Bild 16.2f). Mit einer Diode richten wir schließlich ein zweites Mal gleich und gewinnen damit die niederfrequente Modulationsschwingung zurück (Bild 16.2g).

Die einzelnen Vorgänge sind für uns nicht neu; wir haben sie alle bereits in dieser oder jener Form kennengelernt. Neu ist ihr Zusammenspiel im Überlagerungsempfänger. Er gestattet, die Schwingkreiszahl beliebig zu erhöhen und damit eine bestmögliche Trennschärfe zu erhalten. Von diesem Vorteil haben wir in unserer Versuchsschaltung noch keinen Gebrauch gemacht. Schauen wir uns deshalb als nächstes das Blockschaltbild eines Überlagerungsempfängers an. Die erste Stufe im Bild 16.3 ist – wie beim Geradeausempfänger – der abstimmbare Eingangskreis. Die Eingangsfrequenz wird mit der Hilfsfrequenz des HF-Generators in einer besonderen *Mischstufe* überlagert. Die Drehkondensatoren des Eingangskreises und des Oszillators sind miteinander gekoppelt. In jeder beliebigen Stellung muß zwischen den beiden Schwingkreisen eine gleichbleibende Frequenzdifferenz vorhanden

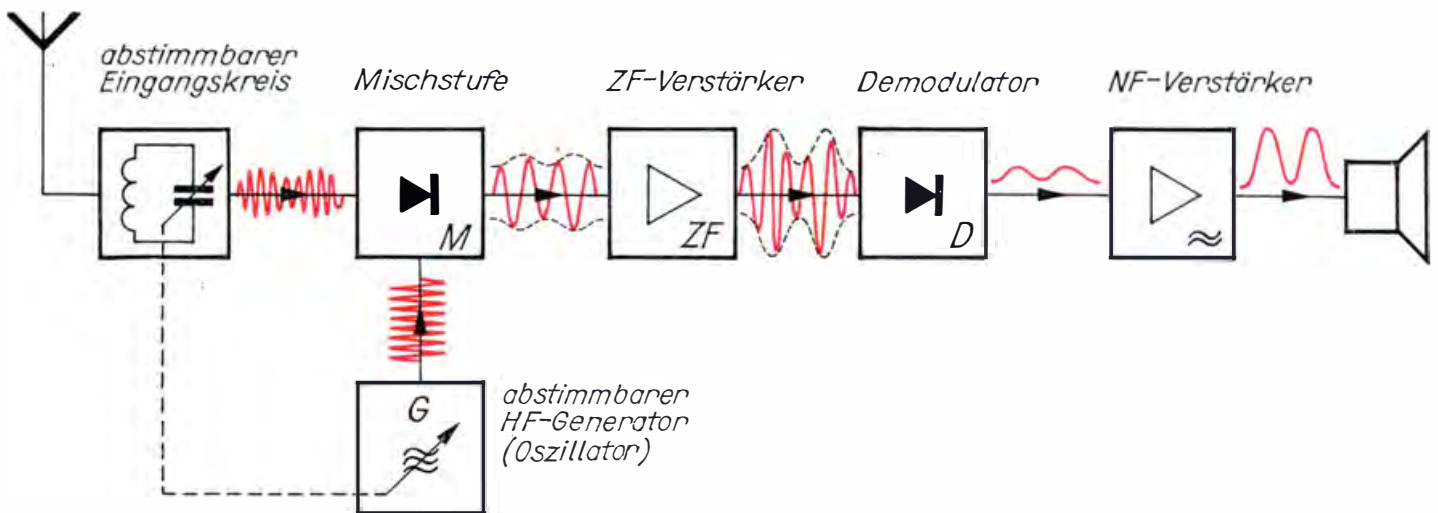


Bild 16.3
 Blockschaltbild eines
 Überlagerungs-
 empfangers

sein; wir hatten 200 kHz gewählt. Üblich sind jedoch Werte von 450 bis 480 kHz.

Da die Schwebungsfrequenz nur als „Zwischenprodukt“ bei der Gewinnung der Niederfrequenz aus der amplitudenmodulierten Senderschwingung auftritt, bezeichnet sie der Techniker als *Zwischenfrequenz* (ZF) und den entsprechenden Verstärker als *Zwischenfrequenzverstärker* oder kurz *ZF-Verstärker*. Dieser ist über ein Bandfilter an die Mischstufe angeschlossen. Vom Gleichlauf der Schwingkreise des ZF-Verstärkers hängt im hohen Maße die Trennschärfe des Überlagerungsempfängers ab. Am letzten Kreis ist der Demodulator angeschlossen, dem schließlich der NF-Verstärker mit dem Lautsprecher folgt.

Für den Empfang eines Senders können grundsätzlich zwei verschiedene Oszillatorfrequenzen verwendet werden. Beträgt – wie in unserem Experimentier-Überlagerungsempfänger – die ZF 200 kHz und arbeitet ein Sender auf 1043 kHz, so kann die Hilfsfrequenz $1043 \text{ kHz} - 200 \text{ kHz} = 843 \text{ kHz}$ oder $1043 \text{ kHz} + 200 \text{ kHz} = 1243 \text{ kHz}$ betragen. Wir merken uns, daß die *Oszillatorfrequenz immer um die Zwischenfrequenz höher als die Eingangsfrequenz* gelegt wird. Das ist notwendig, um im Langwellenbereich, der von 150 kHz bis 400 kHz reicht, überhaupt mit einer ZF von 470 kHz empfangen zu können. Umgekehrt ergibt sich, daß mit einer Hilfsfrequenz von beispielsweise 800 kHz zwei Sender empfangen werden können. Der eine müßte auf einer Frequenz von $800 \text{ kHz} - 200 \text{ kHz} = 600 \text{ kHz}$, der andere auf einer Frequenz von $800 \text{ kHz} + 200 \text{ kHz} = 1000 \text{ kHz}$ arbeiten. Beide Sender ergeben mit der Oszillatorfrequenz eine ZF von 200 kHz und werden gleichmäßig verstärkt. Man wählt deshalb die Zwischenfrequenz größer als 200 kHz. Beträgt die ZF 470 kHz, liegen die beiden Sender bereits 940 kHz auseinander. Bei einer Oszillatorfrequenz von 1000 kHz muß der Eingangskreis auf $1000 \text{ kHz} - 470 \text{ kHz} = 530 \text{ kHz}$ abgestimmt sein. Der auf dieser Frequenz arbeitende Sender regt ihn zu maximalen Schwingungen an. Der andere, auf der sogenannten *Spiegelfrequenz* von $1000 \text{ kHz} + 470 \text{ kHz} = 1470 \text{ kHz}$ liegende, wird bei ausreichender Trennschärfe des Eingangskreises unterdrückt.

Wir machen uns mit neuen Schaltungen vertraut

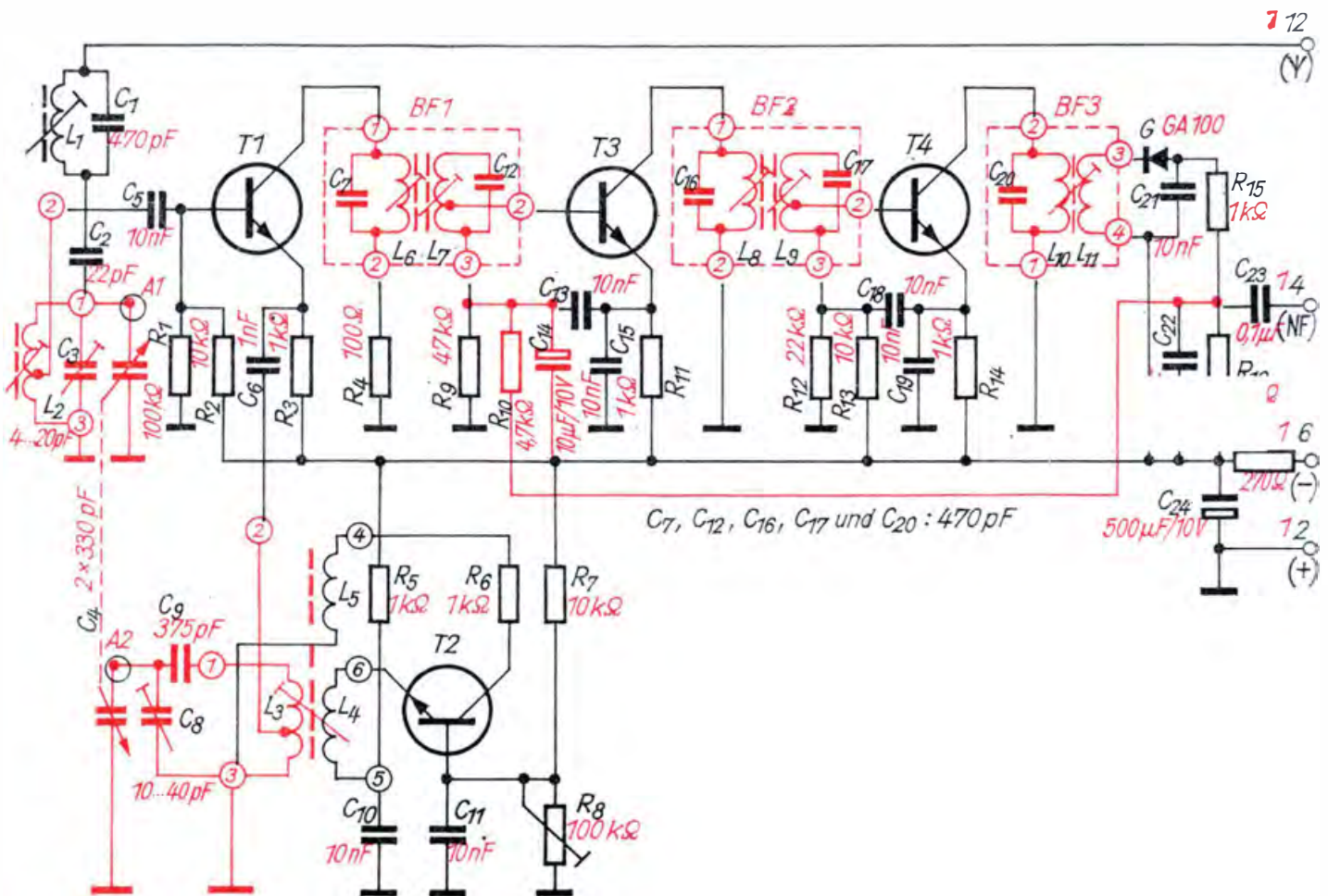
Nachdem wir die prinzipielle Wirkungsweise eines Überlagerungsempfängers kennengelernt haben, wollen wir für den Empfang der Mittelwelle selbst einen bauen. Studieren wir zunächst die Schaltung nach Bild 16.4!

So arbeiten die Mischstufe und der Oszillator

Die Schwingung des eingestellten Senders gelangt über den Sperrkreis und den Antennenkondensator C_2 an den Eingangskreis mit L_2 , C_3 und C_4 und von hier über eine Anzapfung und C_5 an die Basis des Mischtransistors T1. Der Eingangskreis entspricht genau dem unseres Einkreisers. Seine Berechnung ist auf Seite 209 beschrieben. Die mit T2 erzeugte Oszillatorschwingung wird über C_6 am Emitter des Mischtransistors eingespeist und die in T1 entstehende Überlagerungsfrequenz vom ersten ZF-Schwingkreis, der in der Kollektorleitung des Mischtransistors liegt, herausgesiebt.

Den Oszillator bildet eine Rückkopplungsschaltung; T2 selbst schwingt in Basisschaltung. In der allgemeinen Basisschaltung eines npn-Transistors nach Bild 16.5a ist es schaltungstechnisch ungünstig, daß sich kein Pol der Spannungsquelle als Masseleitung verwenden läßt. Wie beim Bau des Zweikreisers begründet, wollen wir auch im Überlagerungsempfänger den Pluspol als gemeinsame Masseleitung beibehalten.

Bild 16.4
Schaltbild des
7-Kreis-Überlage-
rungsempfängers



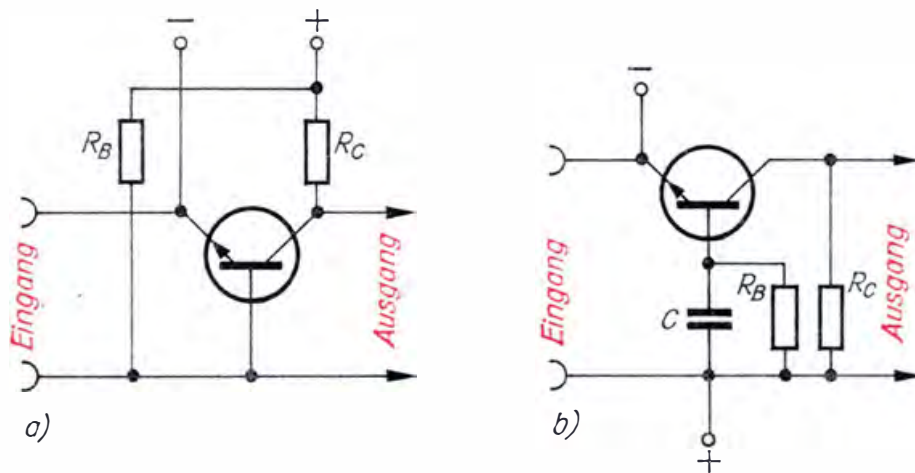


Bild 16.5
Allgemeine Basis-
schaltung eines
npn-Transistors (a)
und geänderte Basis-
schaltung mit Plus-
pol an Masselei-
tung (b)

Deshalb überbrücken wir den Basiswiderstand R_B mit einem Kondensator C , dessen Wechselstromwiderstand für die zu verstärkende Frequenz klein sein muß, und erhalten so die für unseren Zweck brauchbare Basisschaltung nach Bild 16.5b. Im Bild 16.4 liegt am Eingang der Basisschaltung die Spule L_4 , die induktiv mit dem frequenzbestimmenden Schwingkreis gekoppelt ist. Die Rückkopplung erfolgt vom Kollektor über die Spule L_5 auf den Eingangskreis. Ein besonderer Rückkopplungskondensator entfällt, da T2 über die Rückkopplungsleitung seine Kollektorspannung erhält. Die Basisvorspannung und damit der Kollektorstrom sowie die Amplitude der Oszillatorschwingung lassen sich mit R_8 optimal einstellen. Da Eingangskreis und Oszillatorkreis gemeinsam abgestimmt werden und die Oszillatorfrequenz stets um den Betrag der ZF größer als die des Eingangskreises sein muß, sind Induktivität und Kapazität des Oszillatorkreises gegenüber den Werten des Eingangskreises zu verkleinern.

Wir berechnen den Oszillatorkreis

Zum Ermitteln der Induktivität L_O einer Oszillatortspule bestimmen wir zunächst die mittlere Frequenz des Abstimmereiches. Sie beträgt

$$f_m = \frac{510 \text{ kHz} + 1620 \text{ kHz}}{2} = \frac{2130}{2} \text{ kHz} = 1065 \text{ kHz}.$$

Setzen wir diese nun ins Verhältnis zur ZF, ergibt sich $n = \frac{f_{ZF}}{f_m} = \frac{470 \text{ kHz}}{1065 \text{ kHz}} = 0,44$. Aus dem Diagramm in Tafel 14 des Anhangs lesen

wir für $n = 0,44$ den Faktor $a = 0,53$ ab, mit dem wir die Induktivität L_E der Eingangkreisspule multiplizieren und so die Induktivität L_O der Oszillatortspule erhalten: $L_O = a \cdot L_E = 0,53 \cdot 265 \mu\text{H} = 140 \mu\text{H}$ (Berechnung der Windungszahl vgl. S. 200). Nun können wir nach

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

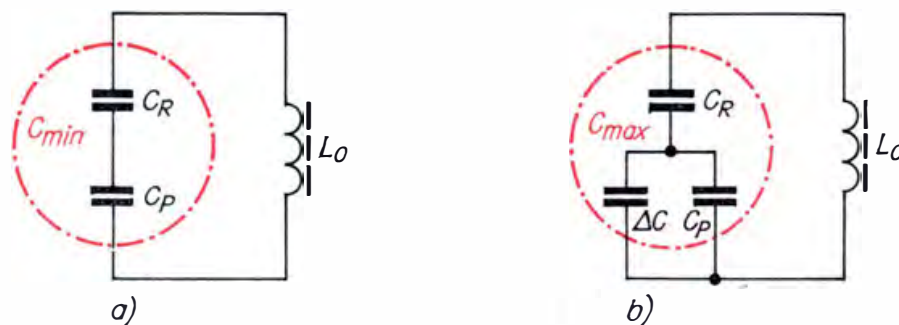
die größte und kleinste Kapazität des Oszillatorkreises berechnen. Für $f_{\min} = 510 \text{ kHz} + 470 \text{ kHz} = 980 \text{ kHz}$ ergibt sich

$$C_{\max} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_{\min}^2 \cdot L_O} = 188 \text{ pF}$$

und für $f_{\max} = 1620 \text{ kHz} + 470 \text{ kHz} = 2090 \text{ kHz}$ analog $C_{\min} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_{\max}^2 \cdot L_O} = 41 \text{ pF}$. Um diese Grenz-

werte mit einem Drehkondensator von 330 pF zu erhalten, sind zwei zusätzliche Kondensatoren notwendig, von denen einer parallel zum Drehkondensator (ein Trimmer) und der andere in Reihe dazu geschaltet wird. Damit die Rechnung nicht gar zu kompliziert wird, vernachlässigen wir sowohl die Kapazität der Oszillatortspule als auch die Schaltkapazität. Im Bild 16.6a ist der Oszillatorkreis für C_{\min} darge-

Bild 16.6
Zur Berechnung der
Kapazitäten eines
Oszillatorkreises



stellt. C_P faßt die niedrigste Kapazität des Drehkondensators und die Kapazität des parallelgeschalteten Trimmers zusammen, C_R ist die Kapazität des Reihenkondensators. Für C_{\min} gilt demnach $\frac{1}{C_{\min}} = \frac{1}{C_R} + \frac{1}{C_P}$. Bild 16.6b stellt den Sachverhalt für C_{\max} dar, ΔC ist die Kapazitätsvariation von 330 pF des Drehkondensators. Da ΔC und C_P parallel liegen, lautet für diesen Fall die Beziehung $\frac{1}{C_{\max}} = \frac{1}{C_R} + \frac{1}{C_P + \Delta C}$. Bekannt sind uns in diesen beiden Gleichungen C_{\min} , C_{\max} und ΔC , C_R und C_P müssen berechnet werden. Um aus den beiden Gleichungen mit jeweils zwei Unbekannten eine Gleichung mit nur einer Unbekannten zu gewinnen, subtrahieren wir die zweite von der ersten,

$$(I): \quad \frac{1}{C_{\min}} = \frac{1}{C_R} + \frac{1}{C_P}$$

$$(II): \quad \frac{1}{C_{\max}} = \frac{1}{C_R} + \frac{1}{C_P + \Delta C}$$

$$(I) - (II): \quad \frac{1}{C_{\min}} - \frac{1}{C_{\max}} = \frac{1}{C_P} - \frac{1}{C_P + \Delta C},$$

und stellen die Differenz nach C_P um. Für beide Seiten ermitteln wir den Hauptnenner,

$$\frac{C_{\max} - C_{\min}}{C_{\min} \cdot C_{\max}} = \frac{C_P + \Delta C - C_P}{C_P (C_P + \Delta C)},$$

vertauschen die Seiten und bilden den Kehrwert:

$$\frac{C_P (C_P + \Delta C)}{\Delta C} = \frac{C_{\min} \cdot C_{\max}}{C_{\max} - C_{\min}}.$$

Dann multiplizieren wir beide Seiten mit ΔC und erhalten:

$$C_P^2 + C_P \cdot \Delta C = \frac{C_{\min} \cdot C_{\max} \cdot \Delta C}{C_{\max} - C_{\min}}.$$

Für den Bruch auf der rechten Seite dieser gemischt quadratischen Gleichung – die Unbekannte C_P tritt sowohl quadratisch als auch linear auf – schreiben wir vorübergehend A und subtrahieren diesen Wert auf beiden Seiten:

$$C_P^2 + C_P \cdot \Delta C - A = 0 \text{ mit } A = \frac{C_{\min} \cdot C_{\max} \cdot \Delta C}{C_{\max} - C_{\min}}.$$

Zum Lösen von gemischt quadratischen Gleichungen der Form $x^2 + px + q = 0$ verwendet man eine Lösungsformel. Sie lautet

$$x_{1,2} = -\frac{p}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{p}{2}\right)^2 - q}.$$

Auf unsere Gleichung übertragen erhalten wir

$$C_{P1,2} = -\frac{\Delta C}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{\Delta C}{2}\right)^2 + A}.$$

Für $\Delta C = 330 \text{ pF}$, $C_{\min} = 41 \text{ pF}$ und $C_{\max} = 188 \text{ pF}$ berechnen wir als Zwischenwerte

$$\frac{\Delta C}{2} = 165 \text{ pF}, \left(\frac{\Delta C}{2}\right)^2 = 2,73 \cdot 10^4 (\text{pF})^2, C_{\max} - C_{\min} = 147 \text{ pF}$$

$$\text{und schließlich } A = \frac{41 \text{ pF} \cdot 188 \text{ pF} \cdot 330 \text{ pF}}{147 \text{ pF}} = 1,74 \cdot 10^4 (\text{pF})^2.$$

Nun setzen wir die Zwischenwerte in die Gleichung für C_P ein und ermitteln beide Lösungen

$$\begin{aligned} C_{P1,2} &= -165 \text{ pF} \pm \sqrt{2,73 \cdot 10^4 (\text{pF})^2 + 1,74 \cdot 10^4 (\text{pF})^2} \\ &= -165 \text{ pF} \pm \sqrt{4,47 \cdot 10^4} \text{ pF} \\ &= -165 \text{ pF} \pm 212 \text{ pF}; \end{aligned}$$

$$C_{P1} = -165 \text{ pF} + 212 \text{ pF} = 47 \text{ pF}$$

$$(C_{P2} = -165 \text{ pF} - 212 \text{ pF} = -377 \text{ pF}).$$

Der Wert für C_{P2} ist eingeklammert, weil eine negative Kapazität für die Praxis ohne Sinn ist. Da $C_{P1} = 47 \text{ pF}$ sowohl die niedrigste Kapazität des Drehkondensators als auch die Trimmerkapazität enthält, verwenden wir einen Trimmer von $10 \dots 40 \text{ pF}$.

Die Serienkapazität C_R berechnen wir mit der zweiten Ausgangsgleichung

$$\frac{1}{C_{\max}} = \frac{1}{C_R} + \frac{1}{C_P + \Delta C}:$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{C_R} &= \frac{1}{C_{\max}} - \frac{1}{C_P + \Delta C} \\ &= \frac{C_P + \Delta C - C_{\max}}{C_{\max} (C_P + \Delta C)}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
C_R &= \frac{C_{\max} (C_P + \Delta C)}{C_P + \Delta C - C_{\max}} \\
&= \frac{188 \text{ pF} (47 \text{ pF} + 330 \text{ pF})}{47 \text{ pF} + 330 \text{ pF} - 188 \text{ pF}} = \frac{188 \text{ pF} \cdot 377 \text{ pF}}{189 \text{ pF}} \\
&= 375 \text{ pF}.
\end{aligned}$$

Der Zwischenfrequenzverstärker mit Demodulator und Schwundregelung

In der Kollektorleitung von T1 liegt der erste auf die Zwischenfrequenz von 470 kHz abgestimmte Schwingkreis des Bandfilters BF 1. Der Widerstand R₄ dient ebenso wie R₆ im Oszillator der Unterdrückung von Oberschwingungen, die unter Umständen starke Tonstörungen verursachen können. Der zweite Schwingkreis von BF1 ist mit dem ersten induktiv gekoppelt und liegt am Eingang der ersten ZF-Verstärkerstufe T3, in deren Kollektorleitung der erste Schwingkreis des Bandfilters BF2 liegt. Vom zweiten Kreis dieses Filters gelangt die Zwischenfrequenz an die Basis der zweiten ZF-Stufe T4, die in ihrer Kollektorleitung den letzten ZF-Kreis hat. Obwohl das Filter BF3 nur einen Schwingkreis enthält – der Demodulator ist über eine Koppelwicklung angeschlossen –, wird die Bezeichnung „Bandfilter“ auch auf derartige *Einzelkreise* übertragen. Der Arbeitswiderstand des Demodulators besteht aus der Reihenschaltung R₁₅R₁₆. Mit C₂₁ und C₂₂ bildet R₁₅ das Siebglied für die ZF, so daß an C₂₃ die von den ZF-Resten befreite NF abgegriffen werden kann.

Uns ist sicherlich aufgefallen, daß der Demodulator samt Arbeitswiderstand nicht auf Masse liegt, sondern mit der Minusleitung verbunden ist. Den Grund dafür erfahren wir im nächsten Abschnitt. Wenn die Gleichrichterdiode – so wie im Bild 16.4 dargestellt – mit ihrer Katode an der Koppelwicklung liegt, hat die an R₁₆ abfallende Spannung negative Polarität gegenüber der Minusleitung. Diese Spannung enthält neben der niederfrequenten Wechselspannung auch einen Gleichspannungsanteil. Zum NF-Verstärker gelangt nur die niederfrequente Wechselspannung.

Im Überlagerungsempfänger interessiert neben der NF auch der Gleichspannungsanteil; aus ihm gewinnen wir nämlich mit Hilfe des Siebgliedes R₁₀C₁₄ einen Teil der Basisvorspannung für T3. Der Scheinwiderstand des Kondensators C₁₄ beträgt für eine Tonfrequenz von

$$50 \text{ Hz } R_C = \frac{1}{2 \pi \cdot f \cdot C} \approx 300 \Omega, \text{ so daß die NF nahezu kurzgeschlossen}$$

wird. Übrig bleibt der Gleichspannungsanteil, der nun als zusätzliche negative Basisvorspannung über die Spule des zweiten Schwingkreises von BF1 an die Basis von T3 gelangt.

Da die einzelnen Sender mit unterschiedlicher Stärke einfallen, schwankt auch die zusätzliche negative Vorspannung. Sie sinkt auf den Wert Null, wenn überhaupt kein Sender einfällt, und wird groß, wenn wir auf den Ortssender abstimmen. Je negativer aber die Vorspannung wird, um so geringer wird der Kollektorstrom, und die Verstärkung von T3 geht zurück. Diesen Effekt haben wir bereits für das Einstellen der Rückkopplung im Einkreiser und im Zweikreiser ausgenutzt.

Wenn beim Empfang eines starken Senders die Verstärkung von T3 abnimmt, macht sich das letzten Endes in einem Absinken der Laut-

stärke bemerkbar. Schwindet andererseits ein Fernsender – allerdings darf er nicht ganz „verschwinden“ –, wird die negative Basisvorspannung geringer, und die Verstärkung steigt an. Das ist das Prinzip der *Schwundregelung*. Die Lautstärke wird im HF-Teil des Rundfunkempfängers automatisch nahezu auf dem gleichen Wert gehalten. Nun wollen wir aber nicht gleich auf diese einfachste Schwundregelschaltung schimpfen, wenn bei einem Fernsender der Lautsprecher doch einmal verstummt. Auch die beste Regelung funktioniert nur dann, wenn die HF des betreffenden Senders noch bis zu unserer Empfängerantenne gelangt. Fällt der Sender nicht mehr ein, kann ihn auch die ausgeklügelteste Regelschaltung nicht wieder herbeizaubern.

Ein besonderer Sperrkreis zum Eingrenzen des Ortssenders ist im Überlagerungsempfänger nicht erforderlich. Jedoch muß vermieden werden, daß die Zwischenfrequenz über die Antenne abgestrahlt wird. Deshalb liegt hier in der Antennenzuleitung ein Sperrkreis mit einer Resonanzfrequenz von 470 kHz. Insgesamt enthält unser Super acht Schwingkreise. Wenn man jedoch allgemein von der Kreiszahl eines Empfängers spricht, zählt der Sperrkreis nicht mit. Man gibt nur die Kreise an, die entweder der Abstimmung oder der Trennschärfeerhöhung dienen. Das wären also in unserem Beispiel der Eingangskreis, der Oszillatorkreis und die fünf Schwingkreise des ZF-Verstärkers. Unser Empfänger ist demnach ein 7-Kreis-Super.

Als dritten Empfänger bauen wir einen Überlagerungsempfänger

Wir beginnen mit dem Wickeln aller notwendigen Spulen. Die Wickelvorschriften sind aus Bild 16.7 ersichtlich. Im Interesse einer hohen Güte verwenden wir für alle Schwingkreisspulen HF-Litze 5 × 0,05 oder 6 × 0,07. Kupferlackdraht 0,2 CuL nehmen wir diesmal nur für die Koppelwicklungen. Da wir für die Bandfilter des Supers den Grundaufbau des Bandfilters unseres Zweikreisempfängers beibehalten wollen

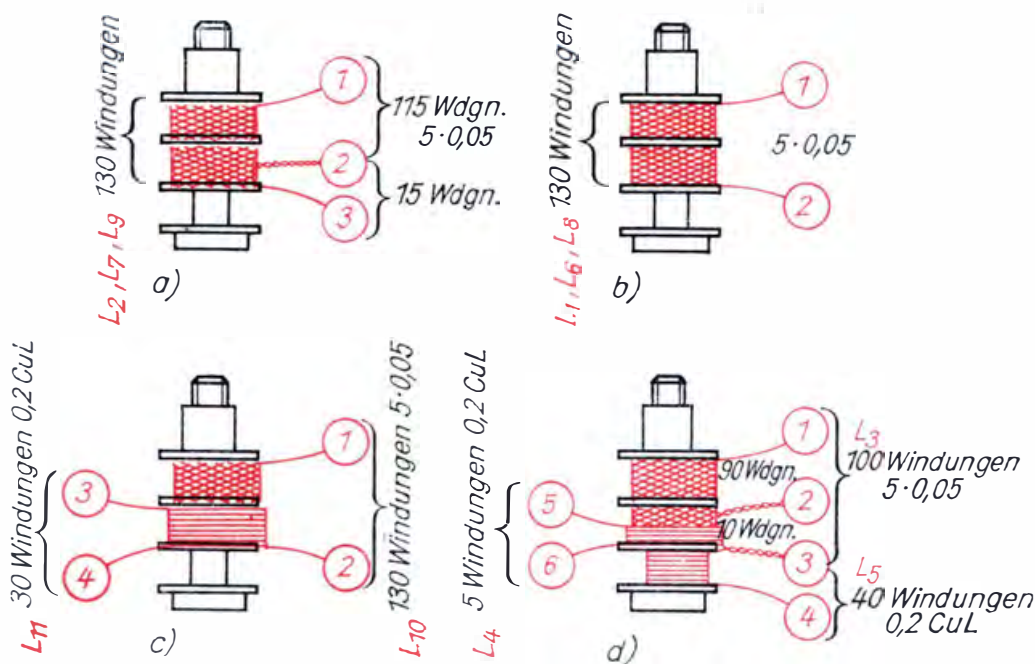


Bild 16.7
Wickelvorschrift für die Spulen des Überlagerungsempfängers:
a) Spule des Eingangskreises und des Sekundärkreises von BF 1 und BF 2
b) Spule des ZF-Sperrkreises und der Primärkreise von BF 1 und BF 2
c) Spule für BF 3
d) Oszillatorkreis

– je Spule 130 Windungen, $L = 265 \mu\text{H}$ (vgl. S. 200) –, ist noch die Kapazität der Bandfilterkondensatoren zu berechnen. Sie muß
$$C = \frac{1}{4 \pi^2 \cdot 470^2 (\text{kHz})^2 \cdot 265 \mu\text{H}} = 440 \text{ pF}$$
 betragen. Wir verwenden dafür grundsätzlich Keramikkondensatoren in Röhren- oder Scheibenform von 470 pF.

Die Oszillatorspule ist am kompliziertesten aufgebaut. Wir wickeln zuerst Spule L_3 aus HF-Litze, indem wir bei 1 beginnen und in der oberen Kammer 50 Windungen in der Art einer Kreuzwicklung unterbringen. Dann folgen in der mittleren Kammer 40 Windungen bis zur Anzapfung 2 und anschließend noch einmal 10 Windungen. Mit dem Ende 3 der HF-Litze verdrillen und verlöten wir Kupferdraht 0,2 CuL für die Rückkopplungsspule L_5 , für die wir 40 Windungen im gleichen Wicklungssinn in die untere Kammer wickeln. Zum Schluß bringen wir noch in der mittleren Kammer 5 Windungen aus 0,2 CuL – ebenfalls im gleichen Wicklungssinn – für Spule L_4 auf. Der Spulenanfang liegt bei 5; sämtliche Spulenden sichern wir mit einem Tröpfchen Alleskleber.

Die Spulen L_{10} und L_{11} für BF3 wickeln wir gemeinsam auf einen Spulenkörper. Für L_{10} kommen 75 Windungen aus HF-Litze in die obere und 55 Windungen in die mittlere Kammer. L_{11} wickeln wir aus 0,2 CuL im gleichen Sinn mit 30 Windungen auf die zweite Teilwicklung von L_{10} ebenfalls in die mittlere Kammer. Nach dem Abisolieren und Verzinnen sämtlicher Drahtenden (vgl. S. 184) steht dem Probeaufbau nichts mehr im Wege.

Die Mischstufe und den Oszillator erproben wir auf dem Experimentierbrettchen

Bevor wir den neuen Empfänger auf der Leiterplatte aufbauen, probieren wir zumindest die Funktion der Mischstufe und des Oszillators auf dem Experimentierbrettchen aus. Die Transistoren sind Silizium-Miniplast-Basteltransistoren (SF 215/216) mit Stromverstärkungen zwischen 50 und 100.

Als Spannungsquelle verwenden wir entweder zwei in Reihe geschaltete Flachbatterien, unser Stromversorgungsgerät (Niederspannung, Stellung 2) mit vorgeschaltetem Siebwiderstand von 2 bis 3 k Ω und Siebkondensator von 50 $\mu\text{F}/25 \text{ V}$ in der Minusleitung oder unser Radio, dem wir die Spannung über eine Messerleiste entnehmen können.

Das Bandfilter BF 1 bauen wir provisorisch auf einem kleinen Pertinaxbrettchen auf. Letzteres muß zwei Bohrungen von 9 mm Durchmesser und etwa 30 mm Abstand zum Einstecken der Spulen und einige Lötösen zum Anlöten der Spulenden und der Bandfilterkondensatoren haben. Für den Widerstand R_1 nehmen wir einen Einsteller von 100 k Ω , mit dem wir den Kollektorstrom von T1 auf 0,25 mA einstellen. Den zweiten Schwingkreis von BF1 legen wir mit Anschluß 3 auf Masse (Plusleitung), und an die Anzapfung 2 schließen wir eine Diode GA 100 an. Ein Kondensator von 5 nF zwischen dem freien Diodenende und Masse vervollständigt den vorläufigen Demodulatorkreis.

Nun gleichen wir die beiden Kreise des Bandfilters auf die Zwischenfrequenz ab. Als Kontrollgerät schließen wir entweder den Meßverstärker des Oszillografen an der Anzapfung der zweiten Bandfilterspule

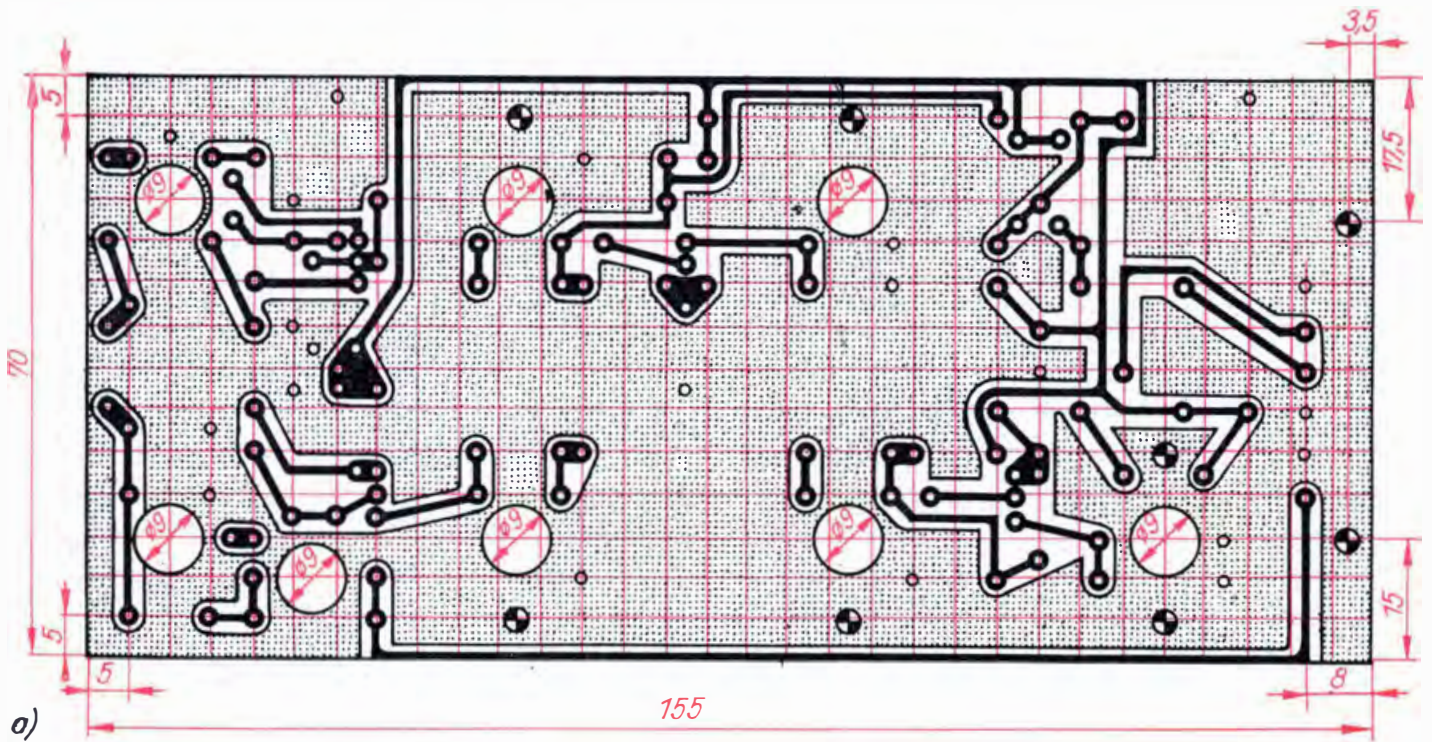
und Masse oder einen Kopfhörer parallel zum Demodulatorkondensator an. Die Schwingung unseres Resonanzfrequenzmessers, der bei Oszillografenkontrolle in Schalterstellung D als Meßsender (unmoduliert), bei Kopfhörerkontrolle in Stellung P als Prüfgenerator auf einer Frequenz von 470 kHz arbeitet, koppeln wir auf die Spule des Eingangskreises oder auch direkt auf die Bandfilterspulen. Die Abgleichkerne der Bandfilterspulen stellen wir so ein, daß die Schirmbildkurve maximale Höhe annimmt bzw. der 1-kHz-Prüftone am lautesten zu hören ist. Die Kopplung zwischen Resonanzmesser und den Spulen halten wir dabei so lose wie möglich, indem wir den Resonanzmesser möglichst weit von den Spulen entfernen. Beim Endabgleich koppeln wir die ZF in den Eingangskreis.

Anschließend kontrollieren wir die Schwingfähigkeit des Oszillators. Dazu schließen wir den Meßverstärker des Oszillografen am Anschluß 2 der Oszillatortspule und Masse an. Den Widerstand R_8 verringern wir, bis die Schwingungen einsetzen und in nahezu gleicher Höhe über den gesamten Abstimmbereich vorhanden sind. Beim Verkleinern von R_8 beachten wir aber, daß der Kollektorstrom von T2 nicht größer als 2 mA wird; bei richtigem Aufbau muß er bereits bei 0,5 mA schwingen. Mit einem parallel zum Demodulatorkondensator liegenden Kopfhörer wollen wir uns nun den Ortssender anhören. Die Antenne schließen wir direkt an C_2 an. Der Ortssender muß auch dann zu hören sein, wenn der Eingangskreis noch nicht genau abgestimmt ist. Sind wir mit der Funktion unseres Probeaufbaus zufrieden, wenden wir uns dem Aufbau des Überlagerungsempfängers auf einer Leiterplatte zu.

Wir bestücken die Leiterplatte

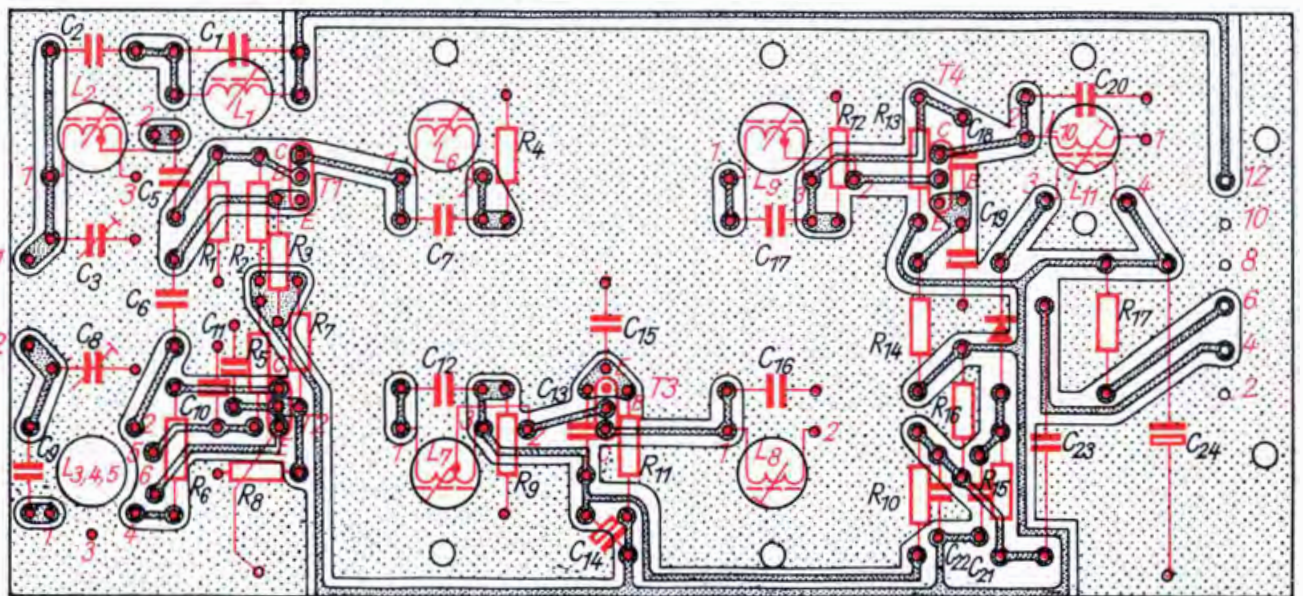
Um eine Rückkopplung – und damit eine Selbsterregung – des Ausgangskreises einer ZF-Stufe auf ihren Eingangskreis zu vermeiden, müssen die Bandfilter abgeschirmt werden. Die Abschirmkappen fertigen wir so wie das Gehäuse unseres Resonanzfrequenzmessers aus 1,5 mm dickem kupferkaschiertem Halbzeug. Sie sind 25 mm hoch, für BF 1 und BF 2 jeweils 66 mm lang und 30 mm breit und für BF 3 je 26 mm lang und breit. Genau oberhalb der Spulen (vgl. Bild 16.8) erhalten die Deckplatten 8 mm große Bohrungen, damit die Spulenkern nach dem Aufsetzen der Abschirmkappen noch verstellt werden können. Die Bandfilterspulen sind 40 mm voneinander entfernt. Dieser Abstand ist für eine Bandbreite von etwa 10 kHz notwendig, denn bei 30 mm Abstand betrug diese noch rund 17 kHz (vgl. Bild 15.2). An den unteren Rand zweier gegenüberliegender Seitenwände (bei BF 1 und BF 2 der Schmalseiten) löten wir von innen je einen Schraubenbolzen M3 an, mit denen die Abschirmkappen nach dem Bestücken der Leiterplatte auf dieser angeschraubt werden können.

Die Leitungsführung für unseren Überlagerungsempfänger ist aus Bild 16.8a ersichtlich. Teilbild b zeigt den Bestückungsplan. Zuerst löten wir die Messerleiste sowie sämtliche Widerstände und Kondensatoren ein, bis auf R_1 , R_9 , R_{10} , R_{12} und C_6 . Für R_1 , R_9 und R_{12} verwenden wir zunächst je einen Einstellwiderstand von 100 k Ω (Größtwert einstellen), für R_{10} einen Festwiderstand von 20 k Ω , den wir nur einpolig an der Verbindungsstelle von R_9 , C_{13} und C_{14} anlöten und das freie Ende mit dem Minuspol von C_{14} verbinden. Mit dieser Änderung setzen wir die automatische Schwundregelung außer Betrieb. Das ist



a)

⊕ Bohrungen $\varnothing 3,1$, alle übrigen Bohrungen $\varnothing 1,0$



b)

Bild 16.8
Leitungsführung (a)
und Bestückungs-
plan (b) für die
Leiterplatte des
Überlagerungs-
empfängers

für den genauen Abgleich unbedingt erforderlich. Den Kondensator C_6 löten wir ebenfalls nur einpolig an die Emitterleitung von T1 an, das freie Ende kommt auf Masse. Dadurch wird die Oszillatorschwingung noch nicht zur Mischstufe geleitet. Alle vier Widerstände und den Kondensator löten wir direkt auf die Leiterseite der Platine.

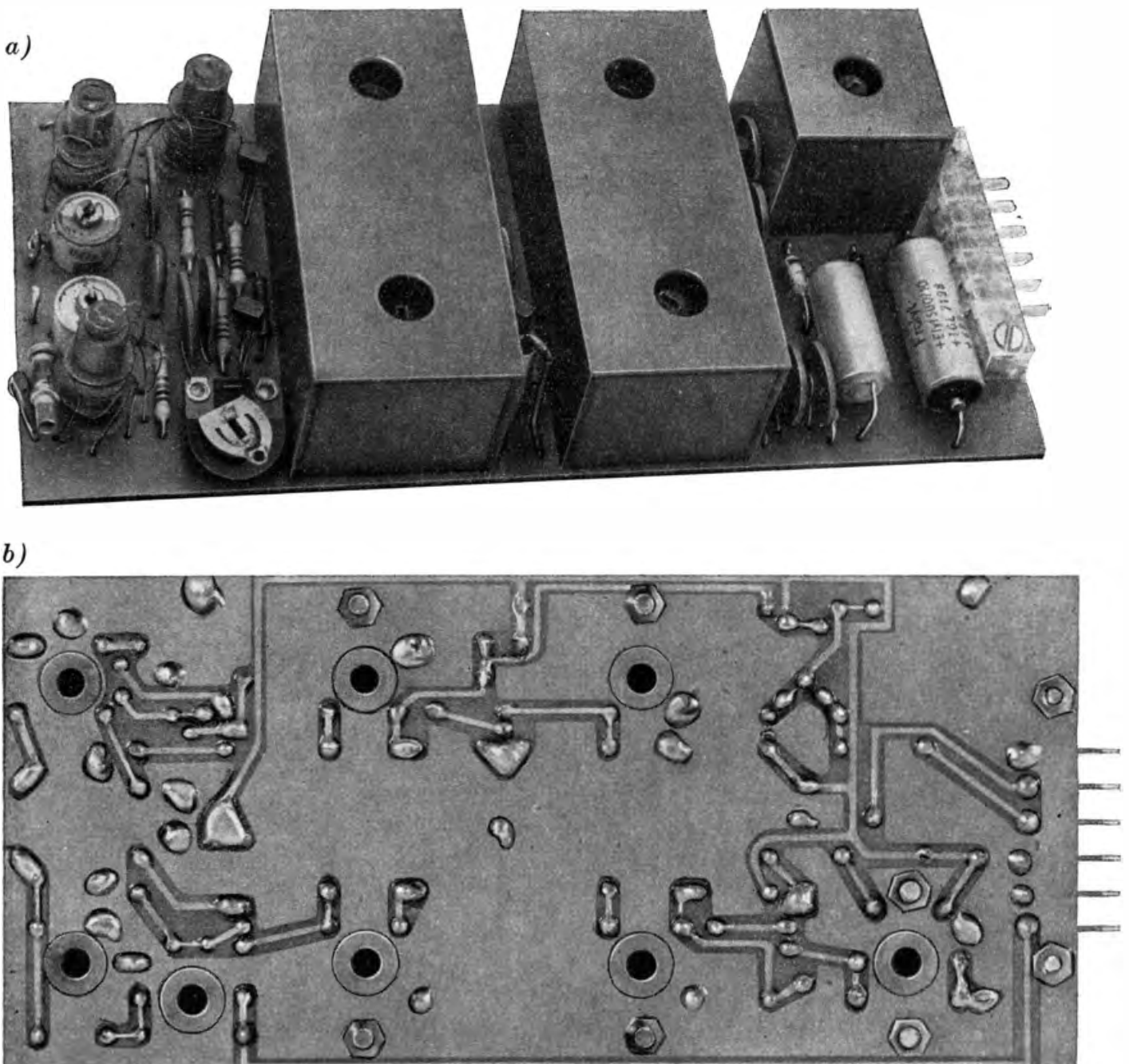
Anschließend kleben wir die einzelnen Spulenkörper in die richtigen Bohrungen der Platine und löten sämtliche Anschlüsse fest. Bevor wir zum Schluß die Transistoren einlöten, kontrollieren wir noch einmal alles auf seine Richtigkeit. (Im Mustergerät wurden für alle vier Transistoren Miniplastbasteltypen [SF 215/216] verwendet. Die Stromverstärkungen betragen für T1 $B = 150$, für T2 $B = 100$, für T3 $B = 300$

und für T4 $B = 200$.) Dann setzen wir die Abschirmkappen auf und schrauben sie mit je zwei Muttern M3 fest.

Die fertig bestückte – und bereits vollständig abgeglichene – Platine unseres Überlagerungsempfängers können wir in den Bildern 16.9a und b betrachten.

Zum Einstellen der richtigen Arbeitspunkte legen wir über eine zweiadrige Verbindungsleitung die Spannung unseres Radios an die Empfängerplatine. Wir verstellen jeweils die Einstellregler und messen die Spannungsabfälle über den zugehörigen Emitterwiderständen. Die Kollektorströme betragen für T1 0,25 mA, für T2 1 mA, für T3 0,3 mA und für T4 1,5 mA. Da die Emitterwiderstände 1 k Ω groß sind, müssen über R₃ $U = \frac{0,25 \text{ mA}}{1 \text{ k}\Omega} = 0,25 \text{ V}$, über R₅ 1 V, über R₁₁ 0,3 V und über R₁₄ 1,5 V abfallen.

Bild 16.9
 Unser vierter Baustein: der 7-Kreis-Überlagerungsempfänger, von der Bauelementenseite (a) und von der Leiterseite (b) gesehen



Nach der richtigen Einstellung löten wir die drei Einsteller ab, passen gut auf und verwechseln sie nicht, messen die eingestellten Widerstandswerte (vgl. S. 50) und ersetzen die Einsteller durch Festwiderstände nahezu gleicher Größe. Den 20-k Ω -Widerstand entfernen wir ebenfalls und löten dafür R₁₀ ein. Er ist nur 4,7 k Ω groß; die restlichen 15 k Ω steuert R₁₆ bei. Dann trennen wir C₆ von Masse und verbinden ihn mit Anschluß 2 der Oszillatorspule.

Der Abgleich eines Supers ist nicht ganz einfach

Von der Sorgfalt, die wir bei dieser Arbeit walten lassen, hängt die Leistungsfähigkeit des fertigen Gerätes in ganz entscheidendem Maße ab. Wir gleichen in folgender Reihenfolge ab: Diodenkreis – Basiskreis von T4 – Kollektorkreis von T3 – Basiskreis von T3 – Kollektorkreis der Mischstufe – Oszillatorkreis – Eingangskreis – Sperrkreis.

Wie bei unserem Experimentalaufbau können wir mit optischer (Oszillograf mit 10-k Ω -Entkoppelwiderstand in der Meßleitung) oder akustischer Kontrolle (angeschlossener NF-Verstärker unseres Radios) arbeiten. Für den Abgleich auf Tonmaximum arbeitet unser Resonanzmesser in Schalterstellung P als Prüfgenerator auf 470 kHz. An ihm ändern wir während des Abgleichs der Bandfilter nicht das geringste. Da BF 1 bereits vom Probeaufbau vorabgeglichen ist, koppeln wir die ZF in den Eingangskreis ein und gleichen der Reihe nach die fünf Bandfilterkreise „von hinten nach vorne“ auf die größte Lautstärke ab. Während des Abgleichs müssen wir den Resonanzmesser immer weiter vom Eingangskreis entfernen, damit der Empfänger nicht übersteuert wird oder gar die Transistoren Schaden nehmen.

Als nächstes gleichen wir den Oszillatorkreis und den Eingangskreis ab. Unser Frequenzmesser arbeitet wie beim Abgleich des ZF-Verstärkers in Schalterstellung P als Prüfgenerator. Hier die einzelnen Schritte:

1. Prüfgenerator arbeitet auf 510 kHz, die Rotorplatten des Drehkondensators sind voll eingeschwenkt, Kern der Oszillatorspule auf Tonmaximum einstellen.
2. Prüfgenerator arbeitet auf 600 kHz, mit dem Drehkondensator nach dem 1-kHz-Ton auf diese Frequenz abstimmen, Kern der Spule des Eingangskreises auf Tonmaximum einstellen.
3. Prüfgenerator arbeitet auf 1620 kHz, die Rotorplatten des Drehkondensators sind vollständig herausgedreht, Oszillatortrimmer auf Tonmaximum einstellen.
4. Prüfgenerator arbeitet auf 1300 kHz, mit dem Drehkondensator nach dem 1-kHz-Ton auf diese Frequenz abstimmen, Trimmer des Eingangskreises auf Tonmaximum einstellen.
5. Wiederholen der einzelnen Einstellungen und am Trimmer beenden.

Zum Schluß gleichen wir den Sperrkreis ab. Den Rotor des Drehkondensators schwenken wir etwa bis zur Hälfte aus und bringen den als Prüfgenerator arbeitenden Resonanzmesser in die Nähe der Sperrkreisspule. Wir versuchen wieder genau die Stelle zu finden, an der wir den ZF-Verstärker abgeglichen haben (größte Lautstärke). Dann schrauben wir den Kern weiter hinein oder heraus und gleichen auf *geringste* Lautstärke ab.

Den Feinabgleich nehmen wir mit angeschlossener Antenne bei zwei Fernsendern vor. Dabei kann es sich nur noch um geringfügige Ände-

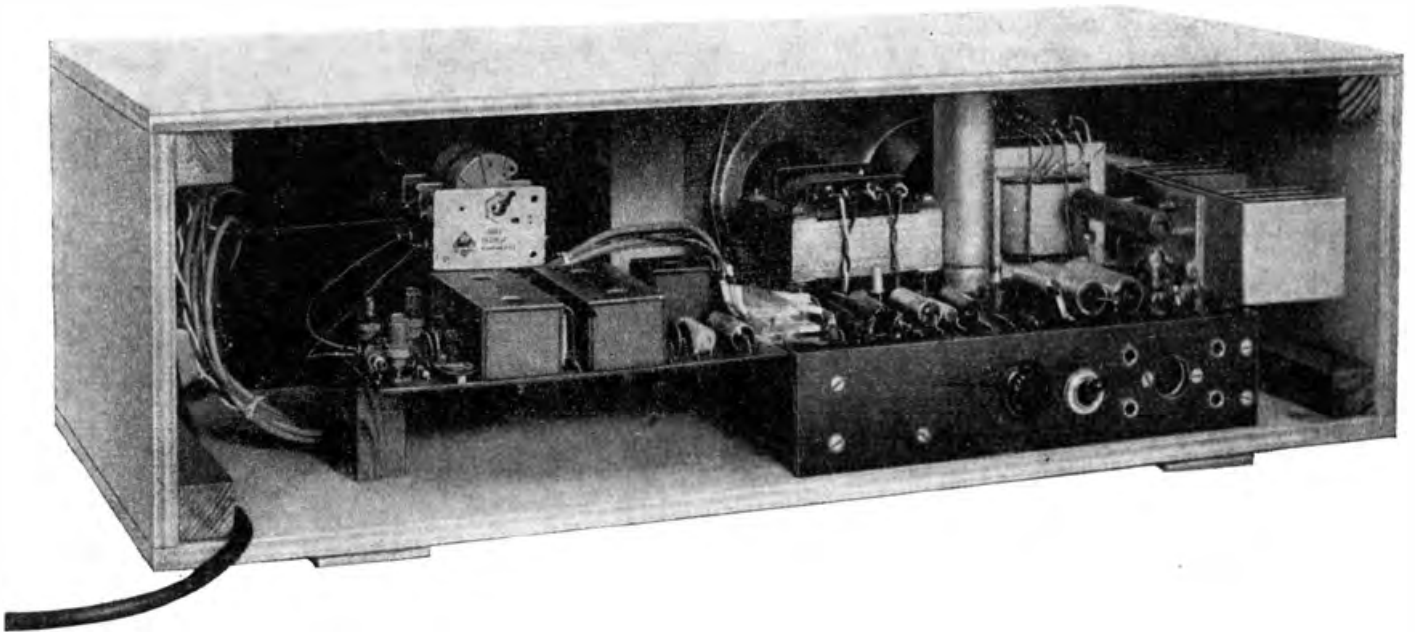
rungen handeln. Wir beginnen bei einem Sender, der bei etwa 600 kHz arbeitet, und stellen noch einmal der Reihe nach die fünf Bandfilterkreise („von hinten“) und den Eingangskreis auf Tonmaximum ein.

Dann suchen wir einen Sender, dessen Frequenz zwischen 1300 kHz und 1500 kHz liegt, und kontrollieren abschließend die Einstellung des Eingangskreistrimmers.

Wie die dritte Variante unseres Rundfunkempfängers von innen aussieht, ist aus Bild 16.10 ersichtlich.

Bild 16.10

So sieht unser dritter Rundfunkempfänger von innen aus



17. Ein Taschenempfänger macht uns unabhängig vom Netz

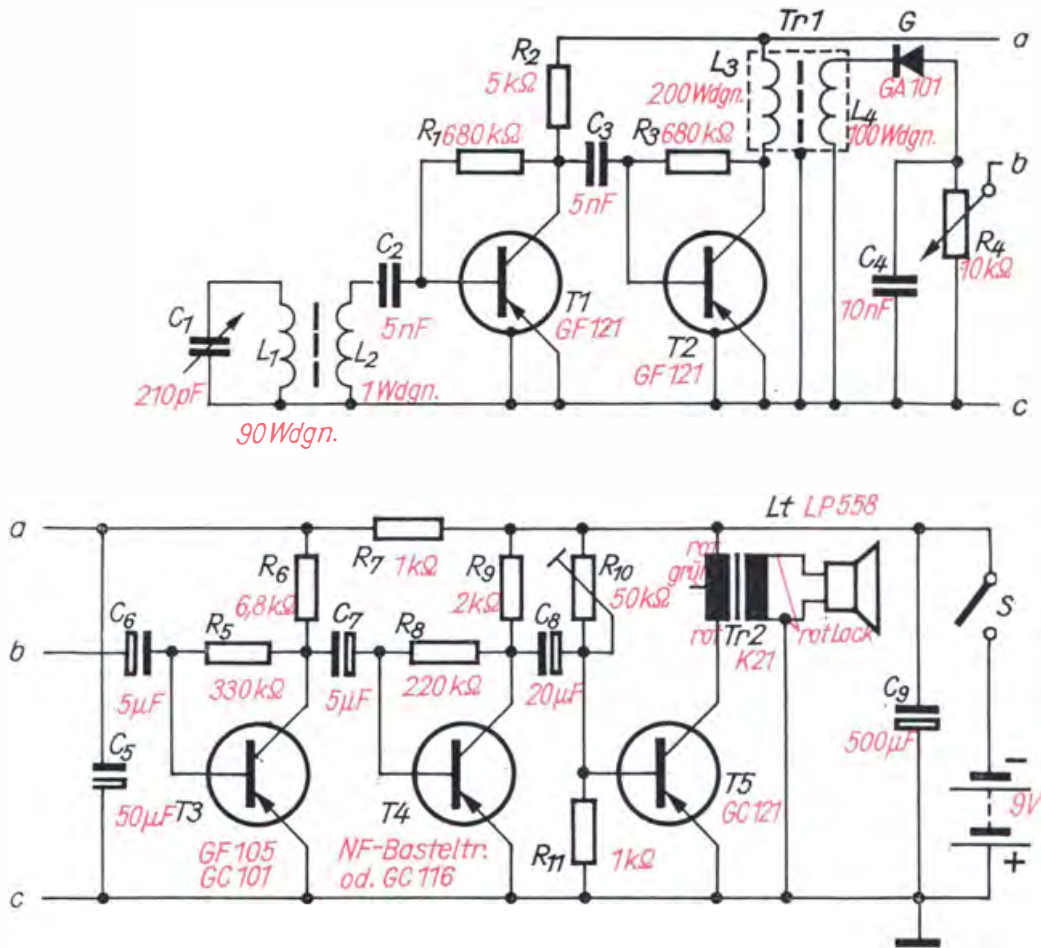
Nachdem wir mit dem Überlagerungsprinzip die wichtigsten Grundlagen der Rundfunktechnik kennengelernt haben, wollen wir ein Radio bauen, mit dem wir an jedem beliebigen Ort Sender empfangen können. Zu diesem Zweck muß das Gerät mit einer eigenen Spannungsquelle versehen werden, und es soll außerdem auch leicht und handlich sein. Wir wollen deshalb einen kleinen Taschenempfänger aufbauen. Den NF-Verstärker übernehmen wir so, wie wir ihn nach Bild 7.4 auf dem Experimentierbrettchen bereits praktisch erprobt haben. Damit jedoch neben dem starken Ortssender auch einige Fernsender abgehört werden können, schalten wir dem zweistufigen NF-Verstärker noch eine Stufe voran. Hier ist sowohl ein HF-Transistor vom Typ GF 105 als auch ein NF-Transistor GC 101 geeignet. Im Mustergerät wurde ein GF 105 mit $B = 45$ und $I_{CE0} = 30 \mu A$ eingesetzt. Als Lautstärkeregler verwenden wir ein Knopfpotentiometer von $10 \dots 50 \text{ k}\Omega$ mit Schalter. Dieses legen wir in die Leitung vom Minuspol der Batterie zum Empfänger.

Das vollständige Schaltbild des Taschenempfängers gibt Bild 17.1 wieder. Von der Spule L_1 des Schwingkreises gelangt die HF über die Koppelspule L_2 und den Kondensator C_2 an die Basis des ersten HF-Transistors T1, für den – ebenso wie für T2 – ein GF 121 mit $B = 50$ eingesetzt wurde. Auch die Typen GF 130 bis 139 bzw. die sowjetischen Importtransistoren GT 310 und GT 322 sind geeignet. Über C_3 gelangt das verstärkte HF-Signal an die Basis der zweiten HF-Stufe, in deren Kollektorleitung die Primärspule L_3 eines HF-Übertragers Tr 1 liegt. An der Sekundärspule ist die Gleichrichterdiode G angeschlossen; es folgen ein Siebkondensator C_4 zur Unterdrückung der HF und das Lautstärkepotentiometer R_4 als Arbeitswiderstand. Das Siebglied R_7C_5 entkoppelt die beiden HF-Stufen und die NF-Vorstufe vom eigentlichen NF-Verstärker.

Wir bauen den vollständigen Empfänger zunächst auf dem Experimentierbrettchen auf. Als Abstimmkondensator verwenden wir den Drehkondensator des Taschenempfängers „Mikki“. Wir schalten beide Startpakete parallel, so daß die größte Schwingkreiskapazität $150 \text{ pF} + 60 \text{ pF} = 210 \text{ pF}$ beträgt. Die Spule L_1 muß dann für den Mittelwellenbereich eine Induktivität von $0,46 \text{ mH}$ haben.

Da für einen Taschenempfänger nicht immer eine Hochantenne und eine gute Erdleitung zur Verfügung stehen – und für einen derartigen Empfänger auch gar nicht „zünftig“ sind –, verwenden wir eine *Ferritantenne*. Die beiden Spulen wickeln wir gleichsinnig auf einen selbstgefertigten Spulenkörper aus verklebtem und schellackgetränktem Zei-

Bild 17.1
Schaltbild des
Taschenempfängers



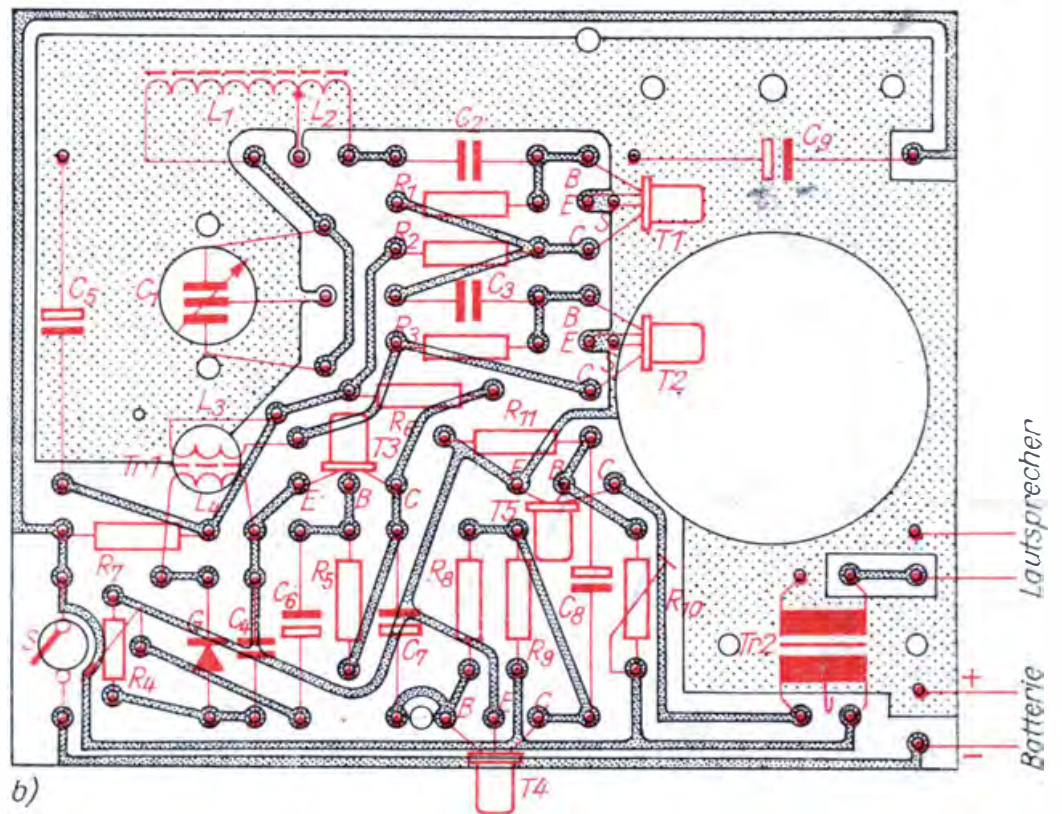
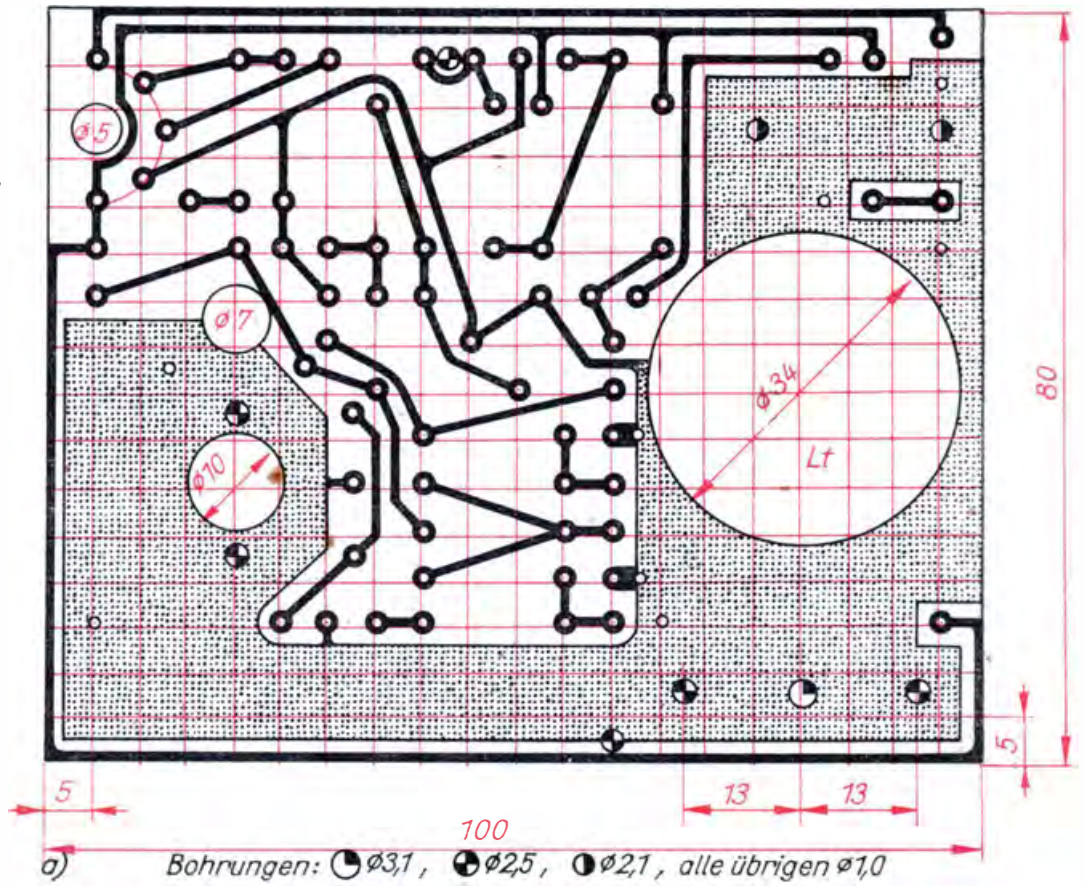
chenkarton. Er muß sich auf dem 8 mm dicken und 100 mm langen Ferritstab noch verschieben lassen, da dessen Induktivitätsfaktor von $A_L = 8,5 \cdot 10^{-2} \mu\text{H}$ in der Mitte des Stabes auf $6 \cdot 10^{-2} \mu\text{H}$ an den Enden abnimmt und so der übliche Spulenabgleich durchgeführt werden kann. Für $L = 0,46 \text{ mH}$ und $A_L = 6 \cdot 10^{-2} \mu\text{H}$ muß die Schwingkreisspule

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{460 \mu\text{H}}{0,06 \mu\text{H}}} = 88 \text{ Windungen erhalten; wir wickeln 90 Win-}$$

dungen aus HF-Litze $6 \times 0,07$ bzw. $5 \times 0,05$. Die Ankoppelspule L_2 besteht nur aus einer einzigen Windung!

Den HF-Übertrager Tr1 bauen wir **auf** einem Dreikammerspulenkörper auf. In die untere und mittlere Kammer wickeln wir 200 Windungen, in die obere 100 Windungen aus CuL 0,2. Den Gewindeansatz entfernen wir sowohl vom Spulenkörper als auch vom Spulenkern, da sonst der Spulenkörper zu hoch ist und nicht in das Gehäuse paßt. Den Kern umwickeln wir mit 2 bis 3 Lagen Papier und kleben ihn dann in der Spulenöffnung fest. Damit der HF-Übertrager nicht auf den Eingangskreis rückkoppelt, ordnen wir beide Bauelemente so an, daß ihre Achsen senkrecht aufeinanderstehen, und schirmen außerdem den Übertrager mit einem Aluminiumbecher ab. Dazu eignet sich vorzüglich das Gehäuse eines defekten Elektrolytkondensators, das gut auf den Spulenkörper paßt. Wir entfernen die Anschlußfahne des negativen Pols und sägen von diesem Ende 15 mm ab. Nachdem die Schnittfläche mit Schmirgelpapier geglättet und entgratet worden ist, setzen wir sie auf

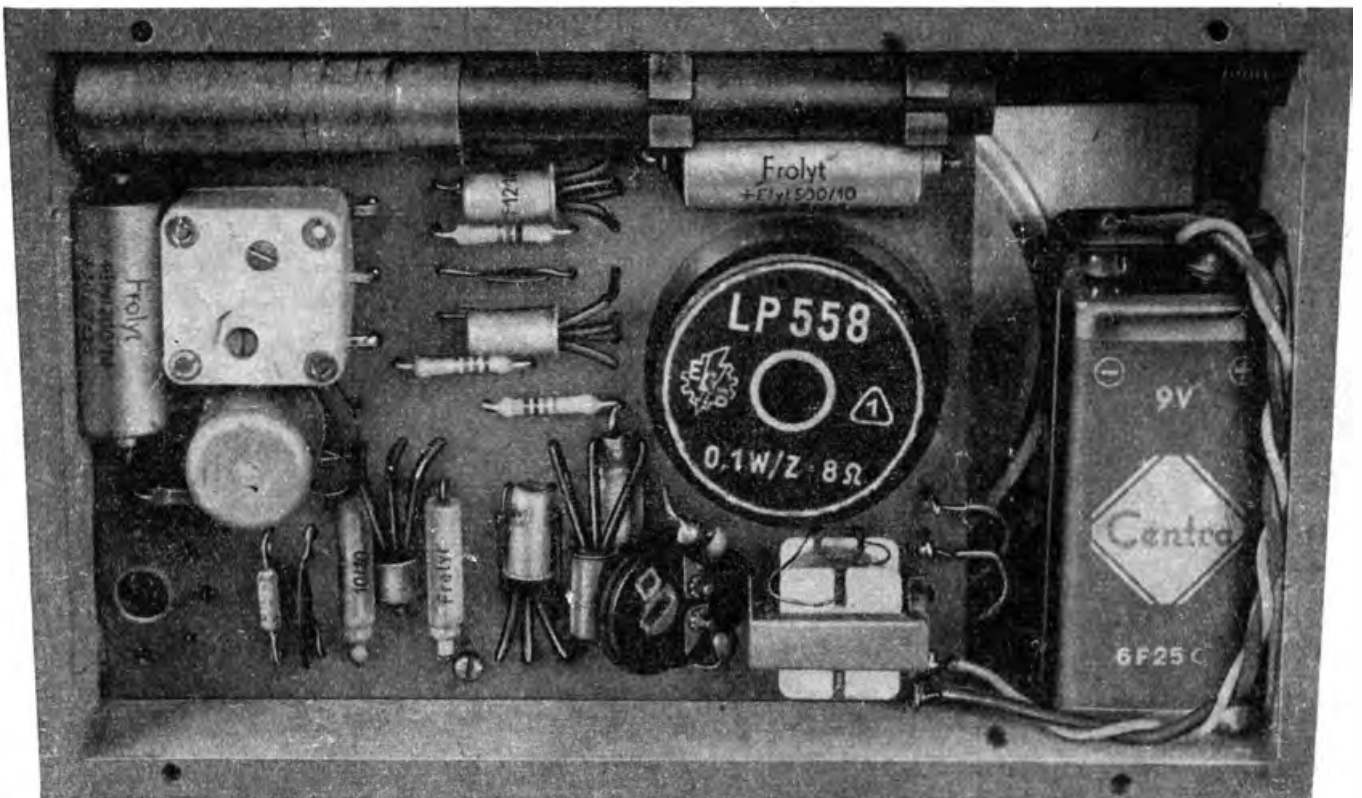
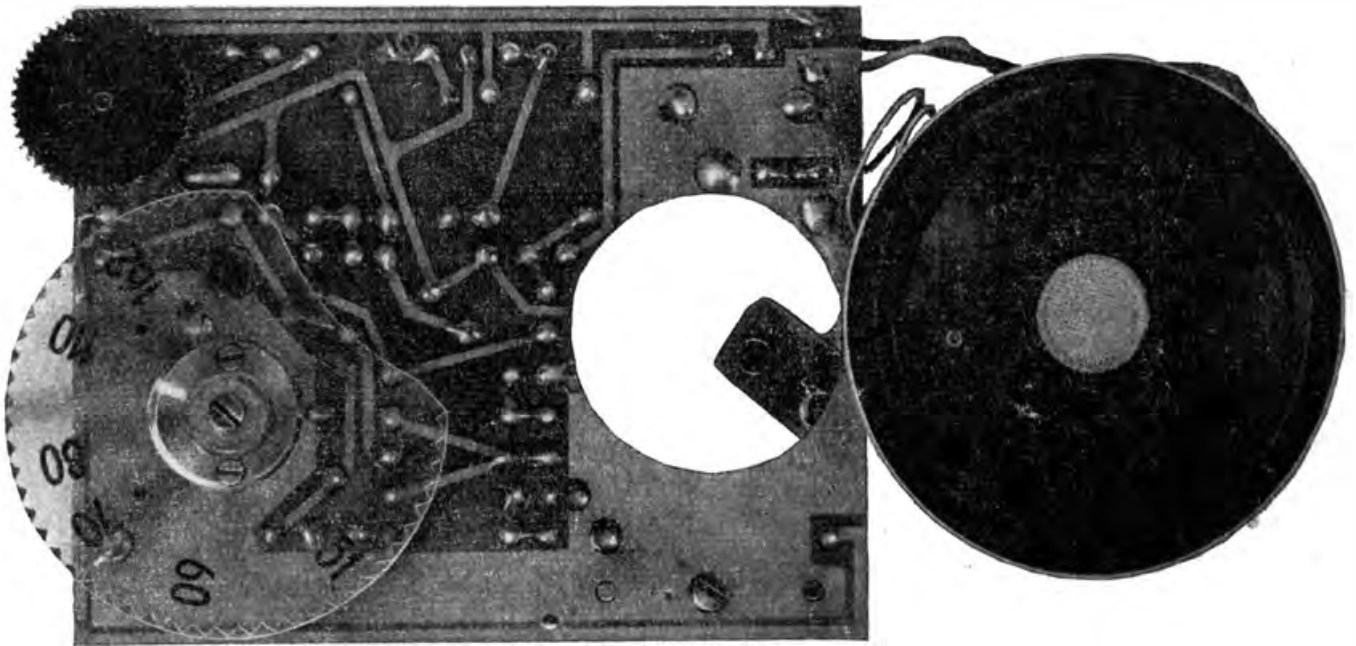
Bild 17.2
 Leitungsführung (a)
 und Bestückungsplan (b)
 für die Leiterplatte
 des Taschenempfängers



etwa einem Drittel des Umfangs noch um 1 mm ab; hier führen später die vier Anschlußdrähte nach außen. Damit der Abschirmbecher mit Masse verbunden werden kann, muß noch ein lötbare Anschluß angebracht werden. Wir löten ihn direkt an den Aluminiumbecher (vgl. S. 134). Nachdem wir den Mantel des Bechers gegenüber der Aussparung verzinnt haben, löten wir ein Stückchen Schuttdraht so entlang der Mantellinie, daß es an der Becheröffnung noch etwa 10 mm übersteht. Die Belastbarkeit aller Widerstände beträgt 0,1 W, die Spannungsfestigkeit der Elektrolytkondensatoren 10 V. Wir bauen die Schaltung

Bild 17.3
Ansicht der Platine
von der Leiterseite

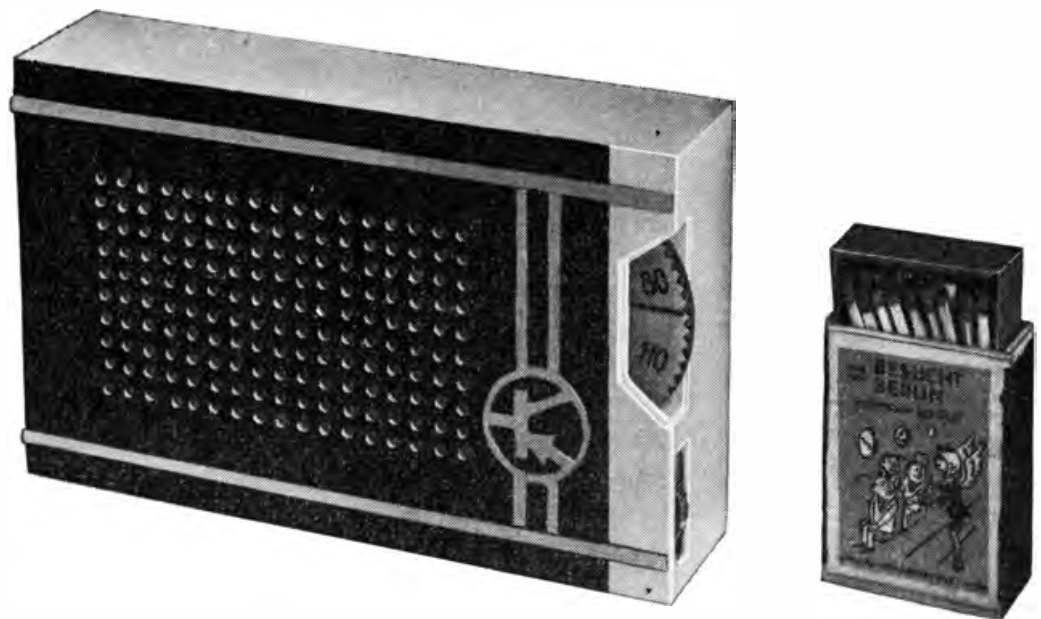
Bild 17.4
So sieht unser
Taschenempfänger
innen aus



des Taschenempfängers auf einer 80 mm × 100 mm großen Platine auf, deren Leitungsführung im Bild 17.2a dargestellt ist. Wie die einzelnen Bauelemente auf der Leiterplatte angeordnet werden müssen, geht aus Bild 17.2b hervor. Die Öffnung Lt in der Platine dient dem Andrücken des „Sternchen“-Lautsprechers an die Gehäusevorderwand. Wir brauchen ihn dann nicht extra anzuschrauben. Den Ferritstab klemmen wir in eine Halterung aus Piacryl, wie sie auch im „Sternchen“ verwendet wird. Von diesem Empfänger übernehmen wir ebenfalls die Skalenscheibe für den Drehko. Ist sie für uns nicht greifbar, bauen wir selber eine. Ihr Durchmesser beträgt 55 mm. Bild 17.3 zeigt die bestückte Platine von der Leiterseite, Bild 17.4 erlaubt einen Blick in das Gehäuse des Taschenempfängers. Wir erkennen, wie die Bauelemente auf der Platine angeordnet sind. Als Spannungsquelle verwenden wir eine kleine 9-V-Batterie. Da sie mit in das Gehäuse passen muß, ergeben sich Gehäuseinnenmaße von 135 mm Breite, 80 mm Höhe und 30 mm Tiefe. Den Rahmen des Gehäuses fertigen wir wieder aus Sperrholz. Frontplatte und Rückseite stellen wir am besten aus 2 bis 3 mm dickem Pertinax her. Für die Skalenscheibe und das Knopfpotentiometer müssen wir in der rechten Schmalseite entsprechende Schlitzse vorsehen. Einen Gestaltungsvorschlag für das „Gesicht“ unseres Taschenempfängers sowie einen Größenvergleich mit einer Streichholzschachtel entnehmen wir Bild 17.5.

Mit der Leistung dieses kleinen Gerätes dürfen wir durchaus zufrieden sein. Neben dem Ortssender, bei dessen Empfang das Lautstärkepotentiometer fast „zugeschraubt“ sein muß, kann auch eine ganze Reihe von Fernsendern abgehört werden. Sehr vorteilhaft wirkt sich hier sowohl auf die Lautstärke als auch auf die Trennschärfe die *Richtwirkung* der Ferritantenne aus. Wir haben sicherlich bald herausgefunden, in welcher Stellung ein bestimmter Sender am besten empfangen werden kann.

Bild 17.5
Unser Taschen-
empfänger



18. Ein Kofferempfänger nach dem Bausteinprinzip

Die 20-mW-Endstufe unseres Taschenempfängers ist natürlich nicht zur „Beschallung“ eines Raumes geeignet; Lautstärke und Klangqualität lassen für diesen Zweck einige Wünsche offen. Vom Betrieb unserer beiden leistungsfähigen Transistor-NF-Verstärker für 1,5 W und 2 W Sprechleistung wissen wir, daß mit steigender Leistung beträchtliche Anforderungen an die Stromversorgung entstehen. Da wir unseren Kofferempfänger jedoch keinesfalls mit einem Fahrzeug-Akku „beschweren“, sondern ihn mit Flachbatterien oder Monozellen betreiben wollen, werden wir ein Verstärkerprinzip anwenden, das bei geringer Betriebsenergie eine hohe Sprechleistung ermöglicht und das wir bereits beim Bau des Oszillografen kennengelernt haben: das *Gegentaktprinzip*.

Die Schaltung des Kofferempfängers bauen wir in getrennten Funktionsgruppen auf. Die Vorteile dieser Bauweise sind uns vom Wechselstromempfänger bekannt. Das Gehäuse entwerfen und bauen wir entweder nach unserem persönlichen Geschmack, oder wir kaufen ein industriell gefertigtes. Für das Mustergerät wurde das Gehäuse des Empfängers „Stern 11“ verwendet.

Wir bauen einen Gegentakt-NF-Verstärker mit Übertragerkopplung

Bild 18.1 zeigt die Schaltung eines vielseitig verwendbaren Niederfrequenzverstärkers für etwa 1 W Sprechleistung. Die Vorstufe mit T1 und den beiden Klangregelschaltungen ist uns vom 2-W-Verstärker des Wechselstromempfängers bekannt (vgl. S. 201). Mit P₂ können wir die Höhen und mit P₃ die Tiefen abschwächen. Für T1 wurde ein 100-mW-Basteltransistor mit einer Stromverstärkung von $B = 60$ verwendet.

Die zweite Verstärkerstufe hat wie eine normale Endstufe in der Kollektorleitung einen Übertrager, dessen Sekundärwicklung in der Mitte angezapft ist. Da diese Stufe bereits eine bestimmte Steuerleistung für die Endstufe aufbringen muß, darf die Spannung zwischen Kollektor und Emitter nicht zu klein sein; an R₆ sollen etwa 2 V abfallen. Nach $I = \frac{U}{R}$ erfüllt diese Bedingung ein Kollektorstrom von 4 mA, den wir mit R₄ und einem Strommesser bei A einstellen. Für T2 wurde im Mustergerät ebenfalls ein Basteltyp für 400 mW mit einem B-Wert von

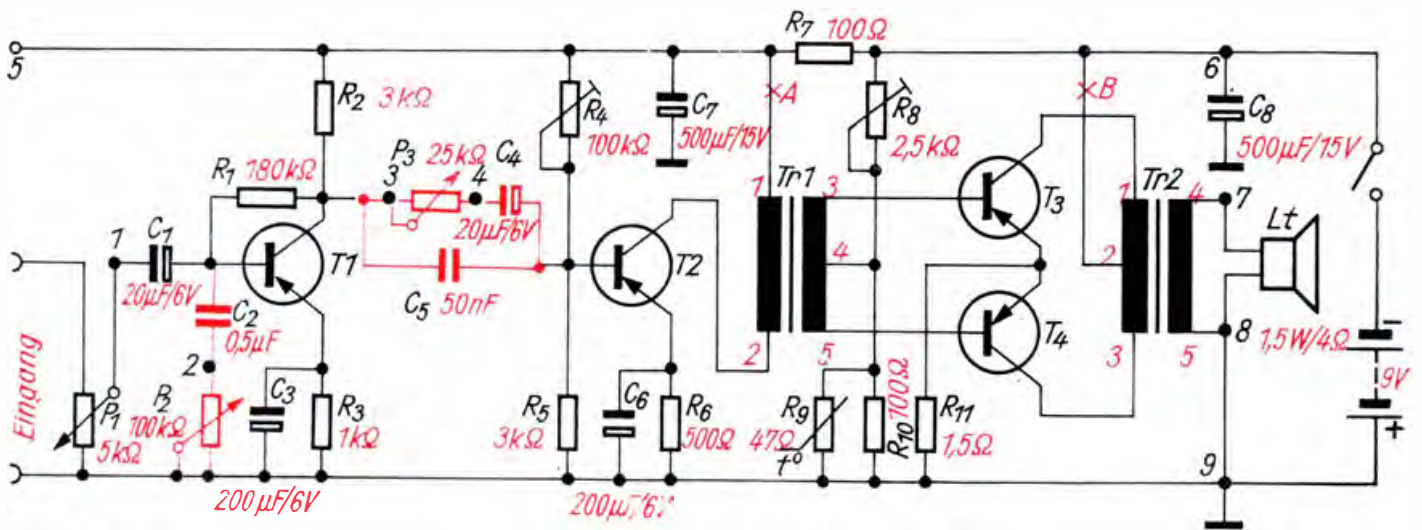


Bild 18.1
Schaltbild des über-
tragergekoppelten
1-W-Gegentaktver-
stärkers

30 verwendet. In industriellen Schaltungen wird für diese Stufe ein Exemplar vom Typ GC 116 mit einer Stromverstärkung von mindestens 30 empfohlen. Die spezielle Funktion unserer zweiten Verstärkerstufe, die Transistoren der Endstufe „anzutreiben“, gab ihr den Namen *Treiberstufe*; der Übertrager Tr 1 heißt dementsprechend auch *Treibertrafo*.

Betrachten wir die neuartige Endstufe. Beide Transistoren erhalten über den Spannungsteiler $R_8R_9R_{10}$ und die Sekundärwicklung des Treibertransformators gemeinsam ihre Basisvorspannung. R_9 ist ein temperaturabhängiger Widerstand, ein sogenannter *Heißleiter* oder *Thermistor*. Im Unterschied zu einem normalen Ohmschen Widerstand sinkt der Widerstandswert eines Thermistors mit steigender Temperatur. In unserer Schaltung sorgt er für einen Ausgleich der temperaturbedingten Arbeitspunktänderungen der Endstufentransistoren. Sobald diese sich erwärmen, erwärmt sich auch der Thermistor, und der Widerstand der Parallelschaltung R_9R_{10} wird kleiner. Dadurch sinkt die Basisvorspannung der Endstufentransistoren, und die Kollektorströme gehen zurück.

Zusätzlich ist noch ein gemeinsamer Emitterwiderstand R_{11} vorhanden, der ebenfalls temperaturstabilisierend wirkt. Sein Wert ist sehr gering, damit nicht ein zu hoher Anteil der wertvollen Ausgangsleistung an ihm verlorengelht. Ein Parallelkondensator muß wegfallen, da er bei dem kleinen Wert von R_{11} einige tausend Mikروفarad groß sein müßte. Die an R_{11} auftretende geringe Gegenkopplung vermindert außerdem die Verzerrungen in der Endstufe.

Die beiden Endstufentransistoren müssen in ihren elektrischen Kennwerten ziemlich genau übereinstimmen. Die Industrie bietet sogenannte „Pärchen“ an, von denen für unsere Schaltung 2 GC 301 geeignet sind. Im Mustergerät wurden zwei 400-mW-Basteltransistoren eingesetzt. Je genauer die Stromverstärkung und die Restströme dieser Transistoren übereinstimmen, um so geeigneter sind sie. Bis 20 % Abweichung können wir jedoch zulassen. Damit die geforderte Ausgangsleistung erreicht wird, sind in der Endstufe Exemplare mit Stromverstärkungen von mindestens 30 zu verwenden.

Zum Verständnis der Wirkungsweise einer Gegentaktendstufe schauen wir uns Bild 18.2 an. Die Basisvorspannung der beiden Endstufentransistoren betrage 0 V.

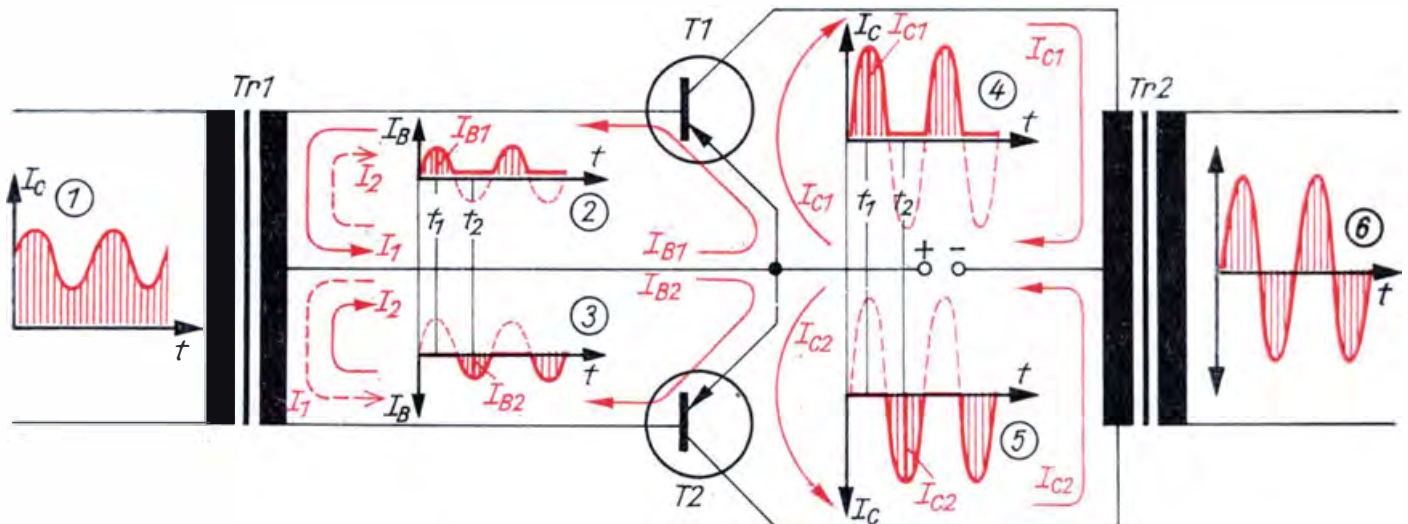
Kurve 1 veranschaulicht den Kollektorstromverlauf des Treibertransistors, der über die Primärwicklung des Treibertrafos Tr 1 fließt. Der Wechselstromanteil des Kollektorstromes würde in den beiden Wicklungen der Sekundärspule jeweils gleichsinnig gerichtete Ströme induzieren, wenn in den angeschlossenen Stromkreisen nicht die Basis-Emitter-Dioden der Transistoren lägen. Zum Zeitpunkt t_1 soll der Sekundärstrom I_1 fließen. Er kann die Basis-Emitter-Strecke von T1 ungehindert passieren (als Basisstrom I_{B1}) und ruft einen starken Kollektorstrom I_{C1} hervor. Die entsprechende Diodenstrecke von T2 sperrt jedoch den Strom I_1 , folglich fließt zu diesem Zeitpunkt auch kein Kollektorstrom über T2.

Eine halbe Periode später, zum Zeitpunkt t_2 , liegen die Verhältnisse umgekehrt. Jetzt fließt der Sekundärstrom I_2 , der nur die Basis-Emitter-Diode von T2 (als Basisstrom I_{B2}) passieren kann; T1 ist stromlos. Der Basisstromverlauf von T1 ist in Kurve 2, der von T2 in Kurve 3 schematisch dargestellt. Wie bei einem Zweiweggleichrichter die beiden Dioden den Wechselstrom jeweils abwechselnd sperren, so machen das hier die Diodenstrecken der beiden Transistoren. Die aus den Basisströmen resultierenden Kollektorstromverläufe sind für T1 in Kurve 4, für T2 in Kurve 5 festgehalten. Zum Zeitpunkt t_1 fließt nur der Kollektorstrom I_{C1} über die eine Wicklung der Primärspule des Ausgangsübertragers Tr 2, nach einer halben Periode nur I_{C2} über die andere Wicklung in entgegengesetzter Richtung. Von der Sekundärspule gelangt die wieder harmonisch „zusammengesetzte“ verstärkte Wechselspannung (s. Kurve 6) zum Lautsprecher.

Der Vorteil dieses Verfahrens liegt darin, daß je Transistor für eine Halbwelle der gesamte Kollektorstrombereich von I_{CE0} bis I_{Cmax} verfügbar ist. Damit kann man im Vergleich zur Verstärkung mit nur einem Transistor am Ausgangsübertrager Tr 2 die doppelte Spannung und auch die doppelte Stromstärke erhalten (vgl. Kurve 6). Doppelte Spannung und doppelter Strom bedeuten aber vierfache Leistung einer Gegentaktendstufe gegenüber einer Endstufe mit einem Transistor.

In unserer Betrachtung haben wir vorausgesetzt, daß die Endstufentransistoren keine Basisvorspannung erhalten. Aus praktischen Gründen wählt man jedoch eine bestimmte Vorspannung, so daß ohne NF-Ansteuerung bereits ein Kollektorstrom von einigen mA fließt. In der Schaltung nach Bild 18.1 stellen wir mit R_8 und einem bei B liegenden

Bild 18.2
Zur Wirkungsweise einer Gegentaktendstufe



Strommesser einen Kollektorruehestrom von 10 bis 12 mA ein (je Transistor 5 bis 6 mA). Das hat den Vorteil, daß bei abweichenden Transistordaten die nichtlinearen Verzerrungen klein gehalten werden.

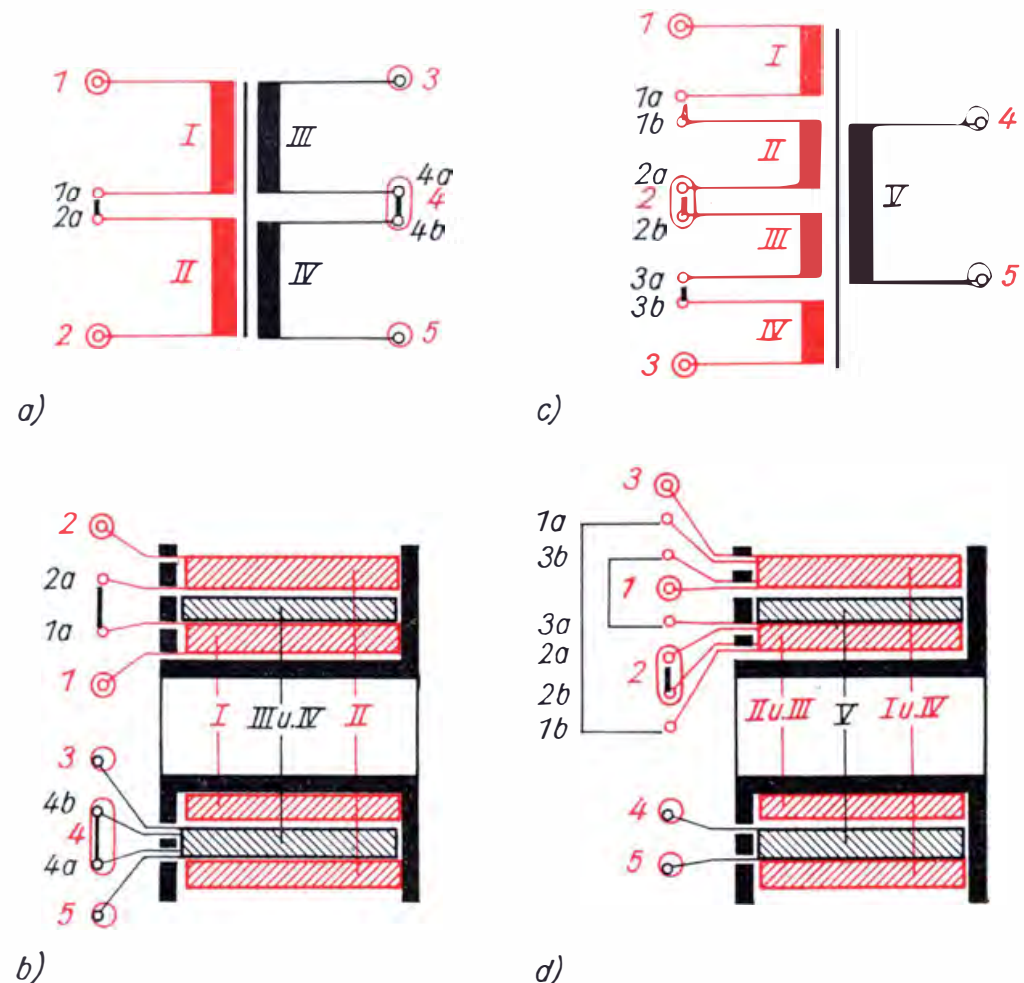
Eine Gegentaktendstufe nimmt ohne Eingangssignal nur einen verhältnismäßig geringen Strom auf. Erst bei vorhandener Ansteuerung setzt – in Abhängigkeit von der Lautstärke – der kräftige Kollektorstrom ein. Damit ist verständlich, daß die Batterie um so schneller verbraucht ist, je lauter das Gerät spielt.

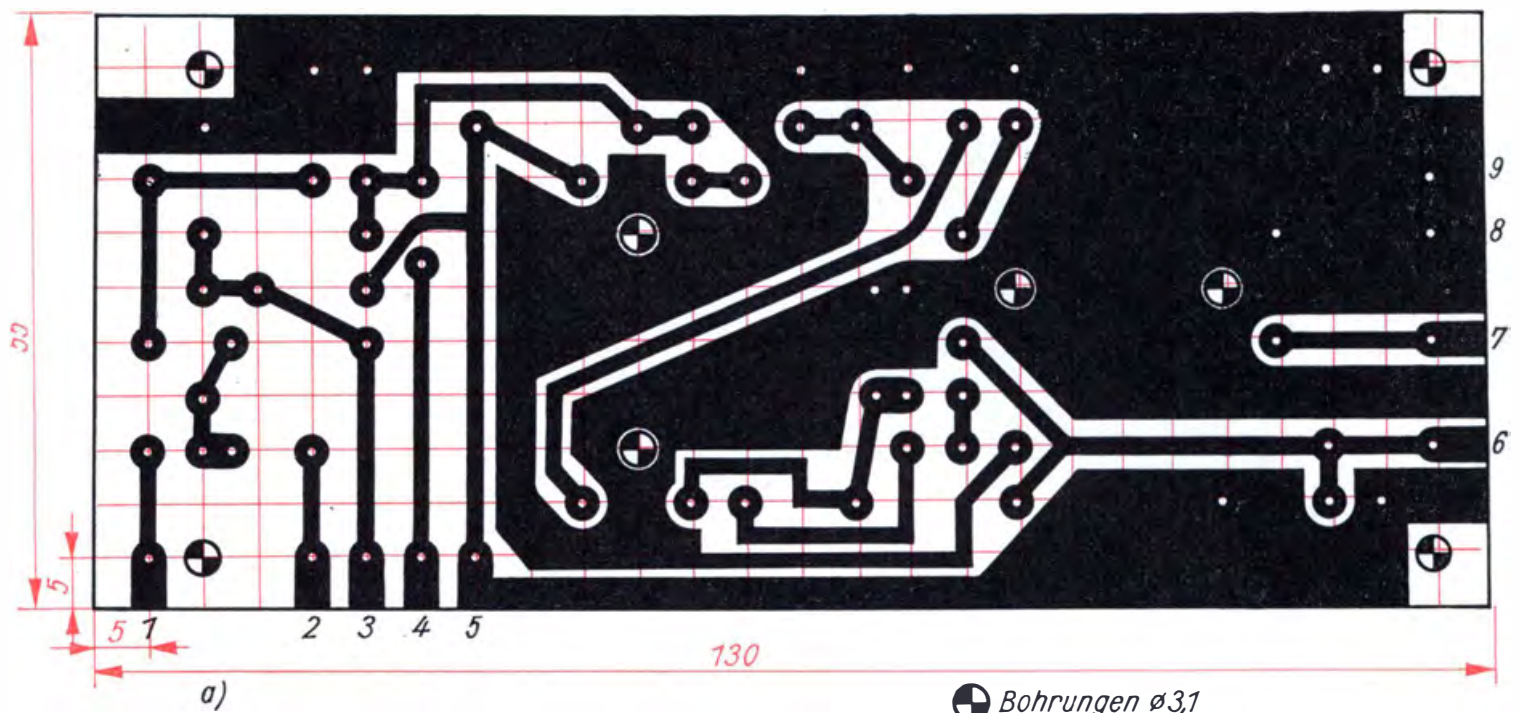
Die beiden Übertrager wickeln wir selbst. Sowohl für den Treibertrafo als auch für den Ausgangstrafo verwenden wir je einen Eisenkern M42. Die Spulenkörper nach Norm N1 haben folgende Maße in mm:

$$a_1 = 32, a_2 = 17, a_3 = 15, b_1 = 29, b_2 = 14, b_3 = 12, c = 29, d = 1.$$

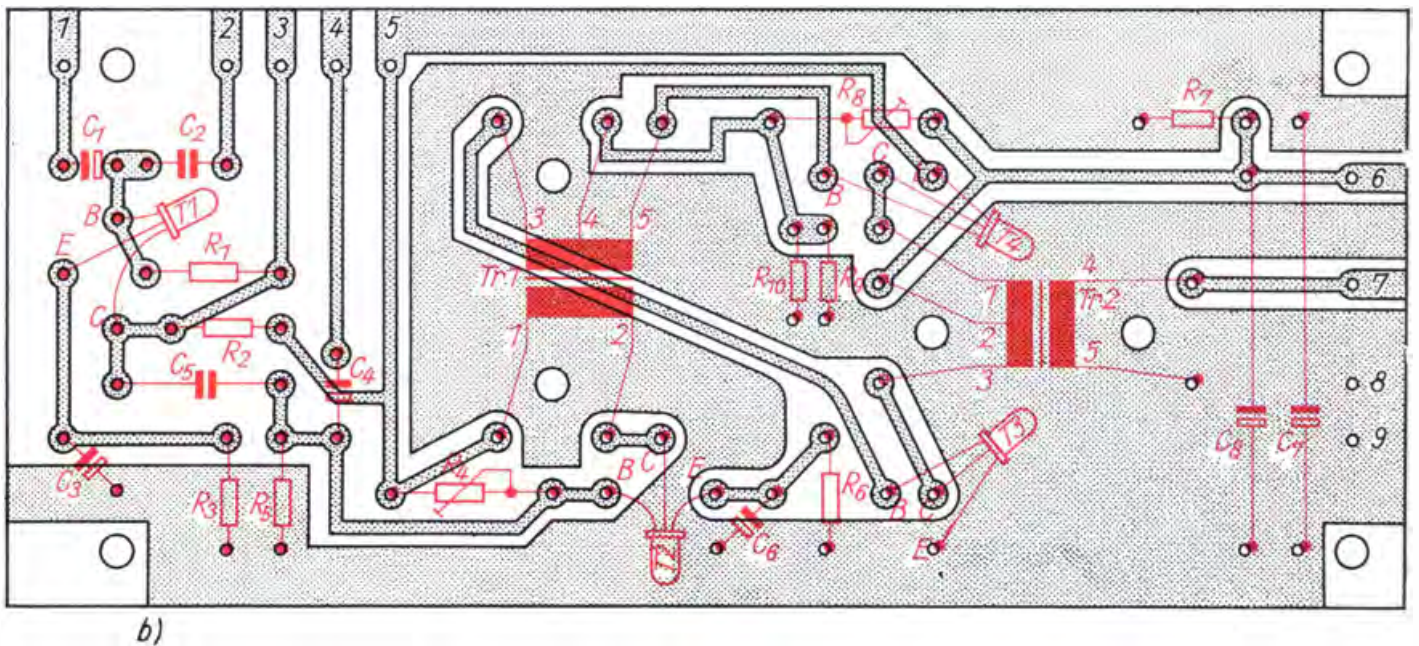
Im Bild 18.3 sind die Wickelvorschriften für die Übertrager angegeben. Für den Treibertrafo beginnen wir mit Wicklung I: 600 Windungen aus 0,16 CuL. Dann isolieren wir und bringen die Wicklungen III und IV – jeweils 160 Windungen 0,4 CuL – gleichzeitig auf. Von zwei Vorratsspulen wickeln wir zwei Spulendrähte gemeinsam auf den Spulenkörper. Eine solche zweidrähtige Wicklung wird als *bifilare* Wicklung bezeichnet und gewährleistet, daß beide Wicklungshälften genau gleich sind. Nachdem wir erneut isoliert haben, folgen zum Schluß noch einmal 600 Windungen 0,16 CuL für Wicklung II. Bild 18.3b gibt an, wie die einzelnen Drahtenden verbunden werden. Die Kernbleche schichten wir wechselseitig, also ohne Luftspalt ein.

- Bild 18.3
Wickelvorschrift für die Übertrager der Gegentaktendstufe:
- Die Teilwicklungen des Treibertrafos
 - Wickelschema des Treibertrafos
 - Die Teilwicklungen des Ausgangsrafos
 - Wickelschema des Ausgangsrafos





Bohrungen $\varnothing 3,1$
alle übrigen Bohrungen $\varnothing 1,0$



Die Wicklungsfolge für den Ausgangstrafo ist:

1. Wicklungen II und III bifilar je 55 Windungen 0,4 CuL,
2. Wicklung V 65 Windungen 0,8 bis 1,0 CuL,
3. Wicklungen I und IV bifilar je 55 Windungen 0,4 CuL.

Zwischen den einzelnen Wicklungen isolieren wir mit schellackgetränktem Papier; die Kernbleche werden wieder wechselseitig eingeschichtet. Die Verbindung der Drahtenden ist aus Bild 18.3d ersichtlich.

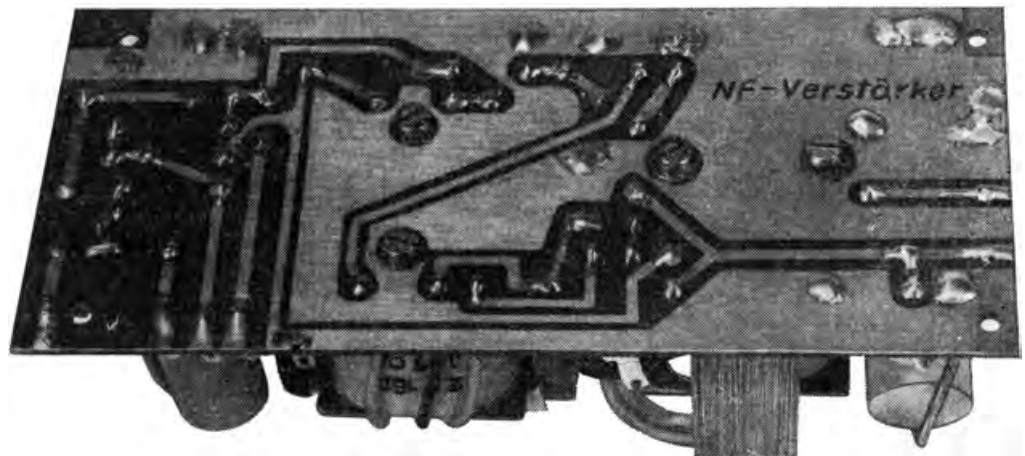
Die Funktionsgruppen des Kofferempfängers bauen wir natürlich auf Leiterplatten in gedruckter Schaltung auf. Im Bild 18.4a ist die Leitungsführung unseres Gegentaktverstärkers dargestellt. Wie die einzelnen Bauelemente auf der Leiterplatte angeordnet werden müssen, geht

Bild 18.4
Leitungsführung (a)
und Bestückungsplan
(b) für die Leiter-
platte des über-
tragergekoppelten
1-W-Gegentaktver-
stärkers

Bild 18.5
So sieht die bestückte
Leiterplatte des
Gegentaktver-
stärkers aus



Bild 18.6
Die Platine des Ver-
stärkers, von der
Leiterseite aus ge-
sehen



aus Bild 18.4b hervor. Die Kondensatoren C_1 , C_2 , C_3 , C_4 und C_6 stehen senkrecht. Als weitere Anregung für den Aufbau mag auch Bild 18.5 dienen, das den fertigen Verstärker von der Bauelementenseite zeigt. Die Leiterseite sehen wir im Bild 18.6.

Den Emitterwiderstand R_{11} der Endstufentransistoren bauen wir vorläufig nicht ein. Erst wenn wir beim Prüfen feststellen, daß der Verstärker unsauber arbeitet, also quetscht oder verzerrt, setzen wir ihn nachträglich ein. Am besten fertigen wir ihn dann gleich selbst, und zwar aus lackisoliertem Kupferdraht von 0,1 mm Durchmesser. Als Trägerkörper verwenden wir einen hochohmigen Schichtwiderstand (nicht kleiner als 10 k Ω). Sollten wir die Drahtlänge nicht mehr berechnen können, lesen wir auf Seite 12 nach. Die Emitteranschlüsse von T3 und T4 sind zu lösen und direkt miteinander zu verbinden, und zwischen der Verbindungsstelle und dem alten Emitteranschluß von T3 ist senkrecht unser Drahtwiderstand einzulöten.

Die in den Transistoren der Endstufe entstehende Wärme leiten wir über je eine Kühlschelle aus 1 mm dickem Aluminiumblech zum Kern

des Ausgangsübertragers Tr 2 ab. Ein besonderes Kühlblech ist nicht erforderlich, die Verbindung mit dem Kern aber unter allen Umständen. Die Bedienungselemente wie P₁ (Lautstärke), P₂ (Höhen), P₃ (Tiefen) sowie den Lautsprecher, die Batterie und den Schalter befestigen wir nicht auf der Leiterplatte, da sich ihre Lagen nach dem verwendeten Gehäuse richten.

Die erste Empfängerschaltung: ein Zweikreiser

Nach erfolgreicher Prüfung unseres Gegentaktverstärkers mit einem Plattenspieler oder dem Diodenempfänger bauen wir als ersten Empfänger einen Zweikreiser, dessen Schaltung im Bild 18.7 dargestellt ist. Es handelt sich um einen zweistufigen HF-Verstärker mit anschließendem Diodendemodulator. Dieses Empfängerprinzip ist uns nicht unbekannt. Während jedoch bei unserem Bandfilterzweikreiser die beiden Schwingkreise zwischen den Verstärkerstufen angeordnet waren, liegt hier der erste Kreis am Eingang, der zweite im Ausgang der ersten Stufe. Beide werden gemeinsam mit einem Drehkondensator von 2 · 500 pF – zu empfehlen ist eine Ausführung mit Feintrieb – abgestimmt. Zum Verbessern der Empfangseigenschaften hat die zweite Stufe eine Rückkopplung vom Kollektor des Transistors T2 über den Rückkopplungskondensator C₇ (Trimmer 4...20 pF) an den zweiten Schwingkreis. Die Rückkopplung stellen wir mit dem Potentiometer P ein, mit dessen Hilfe die Basisvorspannung und damit die Verstärkung von T2 verändert werden können. Die Kollektordrossel L₅ als Arbeitswiderstand von T2 verhindert ein Abfließen der HF in die Speiseleitung. Das Siebglied R₉C₁₂ entkoppelt den Empfänger vom NF-Verstärker. Für T1 und T2 verwenden wir HF-Transistoren vom Typ GF 130 bis 139 bzw. GT 310 oder GT 332. Die Stromverstärkungen der im Mustergerät benutzten Exemplare betragen für T1 $B = 75$ und für T2 $B = 50$. Die Spule des Vorkreises befindet sich auf einem Ferritstab von 10 mm Durchmesser und 200 mm Länge. L₁ bekommt 45 Windungen, L₂ 5 Windungen aus HF-Litze 20 × 0,05, die wir gleichsinnig auf einen Pappzylinder wickeln. Der Zylinder soll auf dem Ferritstab stramm

Bild 18.7
Schaltbild des Zweikreisempfängers

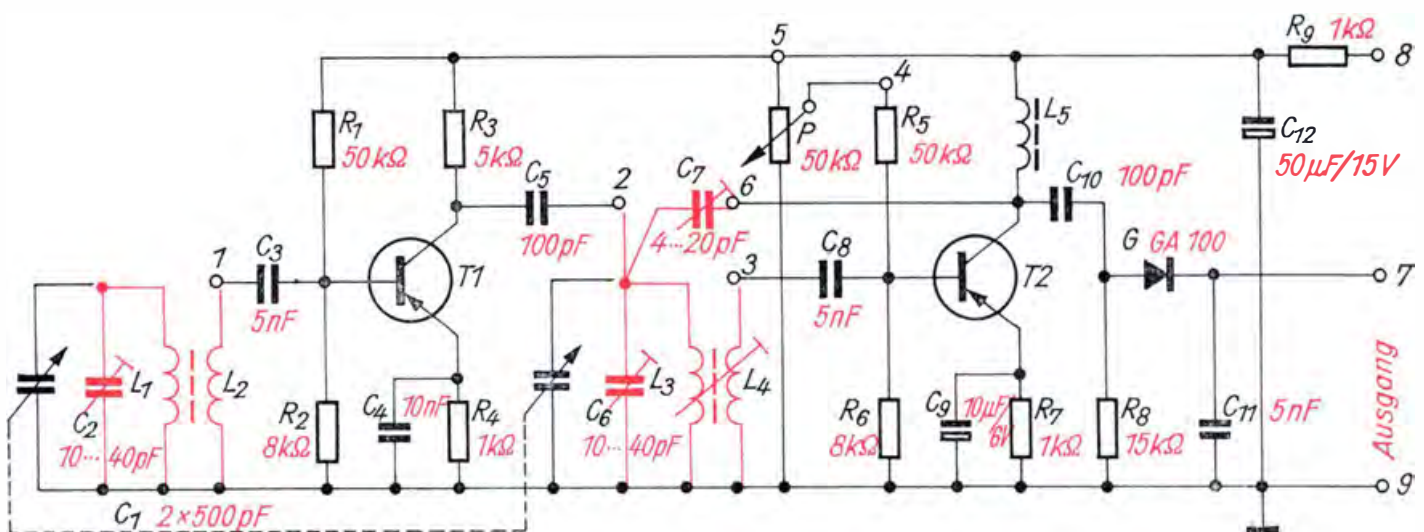
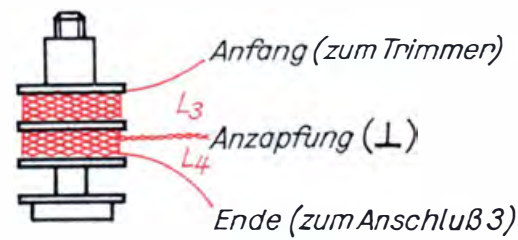
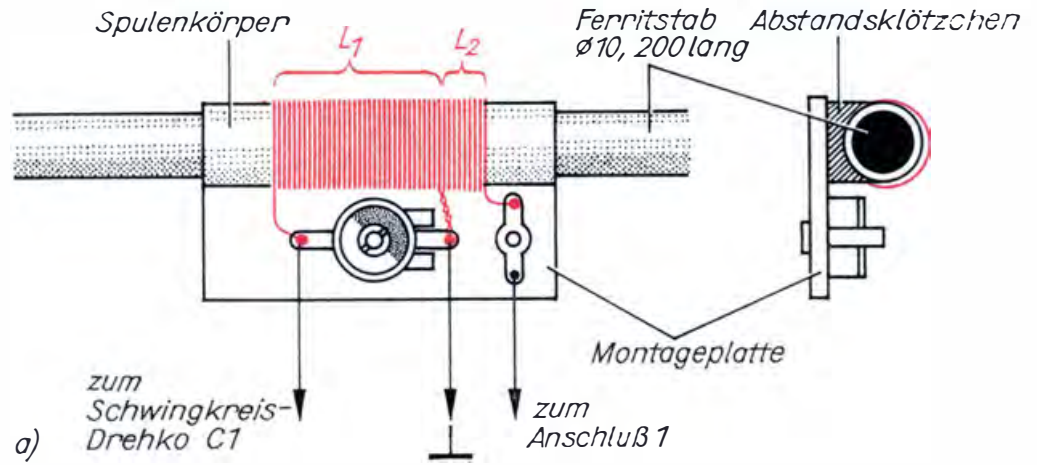
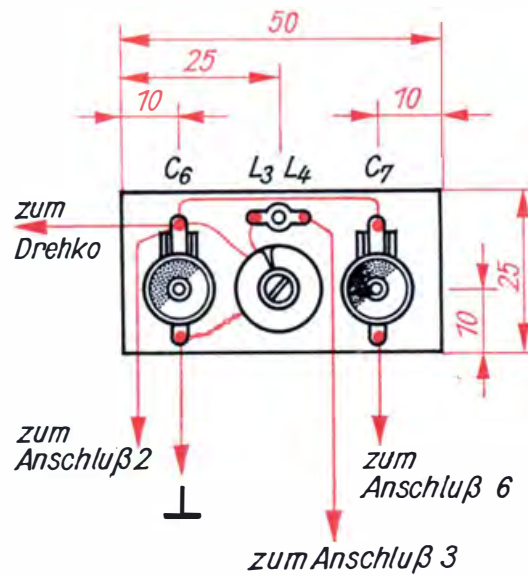


Bild 18.8
 Die Spulen des Zweikreis-
 kreisers:
 a) Zum Aufbau der
 Ferritstabs-
 pule
 b) Wickelvorschrift
 der Zwischen-
 kreisspule
 c) Zum Aufbau der
 Zwischenkreis-
 einheit



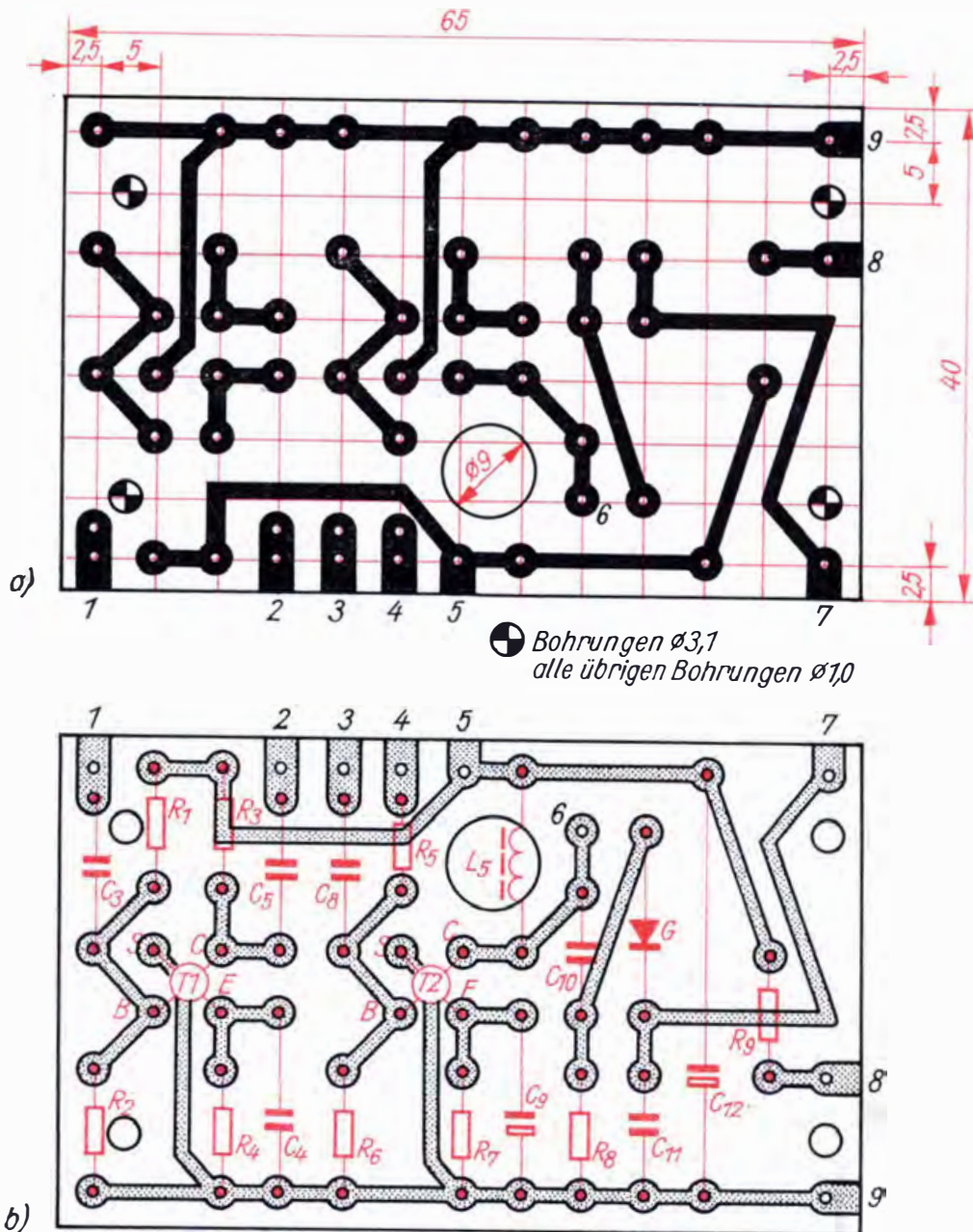
b)



c)

verschiebbar sein, damit der Vorkreis in der üblichen Art abgeglichen werden kann. Den bewickelten Spulenkörper kleben wir mit zwei Abstandsklötzchen aus Hartholz auf eine 55 mm × 30 mm große Pertinaxplatte. Den Trimmer C₂ und die Lötöse haben wir schon vorher angebracht. Bild 18.8a zeigt den Aufbau. Die Spulen L₃ und L₄ wickeln wir

Bild 18.9
Leitungsführung (a)
und Bestückungsplan
(b) für die Leiter-
platte des Zwei-
kreisers



gleichsinnig aus 0,2 CuL in die obere und mittlere Kammer eines Dreikammerspulenkörpers (Standardausführung), zuerst L_3 mit 120 Windungen und darüber in der mittleren Kammer L_4 mit 9 Windungen (vgl. Bild 18.8b). Für die Kollektordrossel L_5 ist ein gleicher Spulenkörper restlos mit dünnem Kupferlackdraht zu bewickeln. Etwa 300 Windungen CuL 0,2 passen darauf.

Die Leitungsführung des Zweikreisers ist im Bild 18.9a dargestellt. Bild 18.9b zeigt den Bestückungsplan. In die 9-mm-Bohrung kleben wir die Kollektordrossel ein.

Die im Bild 18.7 farbigen Schwingkreisbauelemente sowie der Drehkondensator und das Potentiometer finden außerhalb der Platine an geeigneter Stelle im Gehäuse Platz. Über eine zweckmäßige Zusammenstellung von L_3L_4 , C_6 und C_7 gibt Bild 18.8c Auskunft. Die Montageplatte

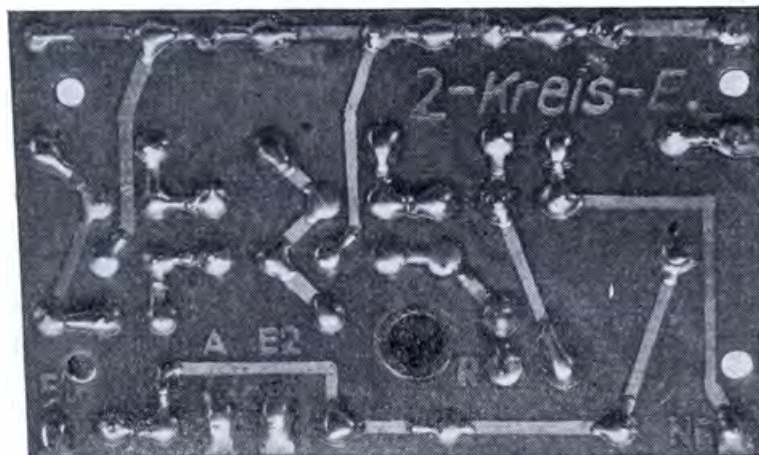
besteht aus 2 bis 3 mm dickem Pertinax. Es ist auch sehr einfach, den Zweikreis für den Empfang anderer Wellenbereiche auszulegen. Hier kurz die Spulendaten:

Bereich	L	L_1/L_2	L_3/L_4
Langwelle	2 mH	150/15 Windungen 20 × 0,05 auf Ferritstab	380/27 Windungen CuL 0,2 auf Dreikammerspulenkörper
Kurzwellen	1,3 μ H	4/1 Windungen CuL 1,0 auf Ferritstab	12/1 Windungen CuL 0,4 auf Stiefelkörper 8 · 30

Bild 18.10
So sieht die bestückte Leiterplatte des Zweikreisempfängers aus



Bild 18.11
Die Platine des Zweikreisempfängers, von der Leiterseite aus gesehen

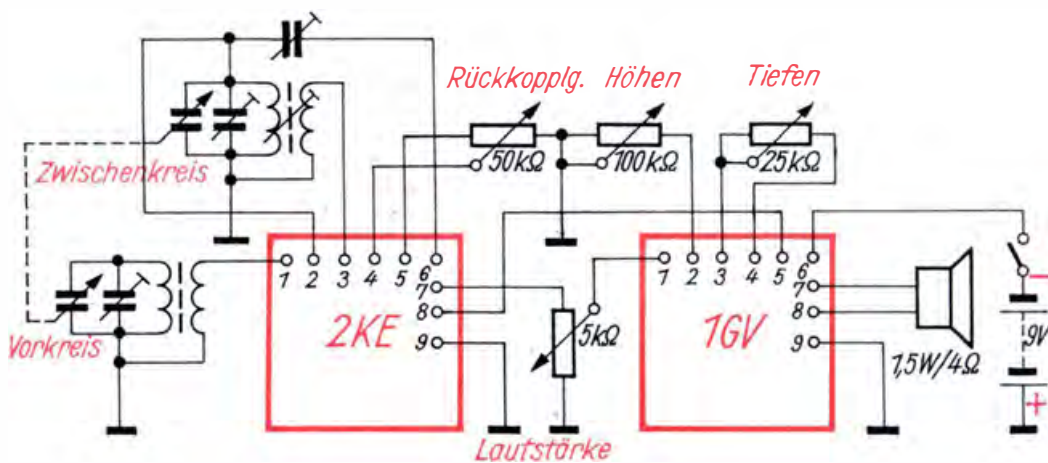


Die Bilder 18.10 und 18.11 zeigen uns die fertige Leiterplatte des Zweikreisempfängers von der Bauelementenseite und von der Leiterseite. Die Verbindung des 1-W-Gegentakt-Verstärkers (1 GV) mit dem Zweikreisempfänger (2 KE) zur ersten Variante des Kofferempfängers geht

aus Bild 18.12 hervor. Dort sehen wir noch einmal, wie die nicht auf den Platinen befestigten Bauelemente anzuschließen sind.

Der Abgleich eines Zweikreislers müßte uns noch geläufig sein. Wenn nicht, blättern wir zu den Seiten 211, 212 und 227 zurück. Die wesentlichen Schritte in Kurzfassung: Resonanzmesser arbeitet in Schalterstellung „P“, bei 510 kHz induktiv (Spulenverschiebung und Kerndrehung), bei 1620 kHz kapazitiv (Trimmer) abgleichen, mehrmals wiederholen, mit Trimmer beenden. Unseren Prüfsender stellen wir so weit vom Empfänger weg, daß bei voll aufgedrehtem Lautstärkeregler der 1-kHz-Ton gerade zu hören ist. Zum Abschluß ist noch der Rückkopplungsgrad mit dem Trimmer C_7 einzustellen. Dazu werden die Rotorpakete des Drehkos voll eingeschwenkt (größte Kapazität), der Schleifer des Potentiometers P befindet sich am Minuspolanschluß. Wir vergrößern die Kapazität von C_7 bis zum Schwingeneinsatz und gehen dann wieder etwas zurück.

Bild 18.12
Schaltungsvariante 1
des Kofferempfängers



Wir bauen einen Überlagerungsempfänger mit selbstschwingender Mischstufe und Einzelkreisen

Seine Schaltung ist im Bild 18.13 dargestellt. Die Empfangsfrequenz gelangt vom Vorkreis mit der Ferritstabspule L_1 über die Koppelspule L_2 und den Kondensator C_4 an die Basis des Transistors T1, der als Mischstufe in Emitterschaltung und als Oszillator in Basisschaltung arbeitet. Diese Stufe wird deshalb auch als *selbstschwingende Mischstufe* bezeichnet. Zunächst betrachten wir nur die Arbeitsweise von T1 als Mischer. R_2 und P_2 bilden einen Spannungsteiler, mit dem der Arbeitspunkt von T1 eingestellt wird. In der Kollektorleitung von T1 liegt das auf die ZF von 470 kHz abgestimmte Bandfilter BF 1, das – wie auch die Filter BF 2 und BF 3 – nur *einen* Resonanzkreis enthält. Die Schwingkreisspulen sind angezapft, damit die Dämpfung kleingehalten wird. Der Aufbau des zweistufigen ZF-Verstärkers mit den Transistoren T2 und T3 weist keine Besonderheiten auf, auch der Demodulatorkreis mit dem ZF-Siebglied $C_{16}R_{11}C_{17}$ ist eine bekannte Schaltung. Der Gleichspannungsanteil der Niederfrequenz gelangt über das NF-Siebglied R_5C_9 an die Basis des ersten ZF-Transistors und sorgt für einen Schwundausgleich. Näheres darüber ist bereits auf Seite 238 ge-

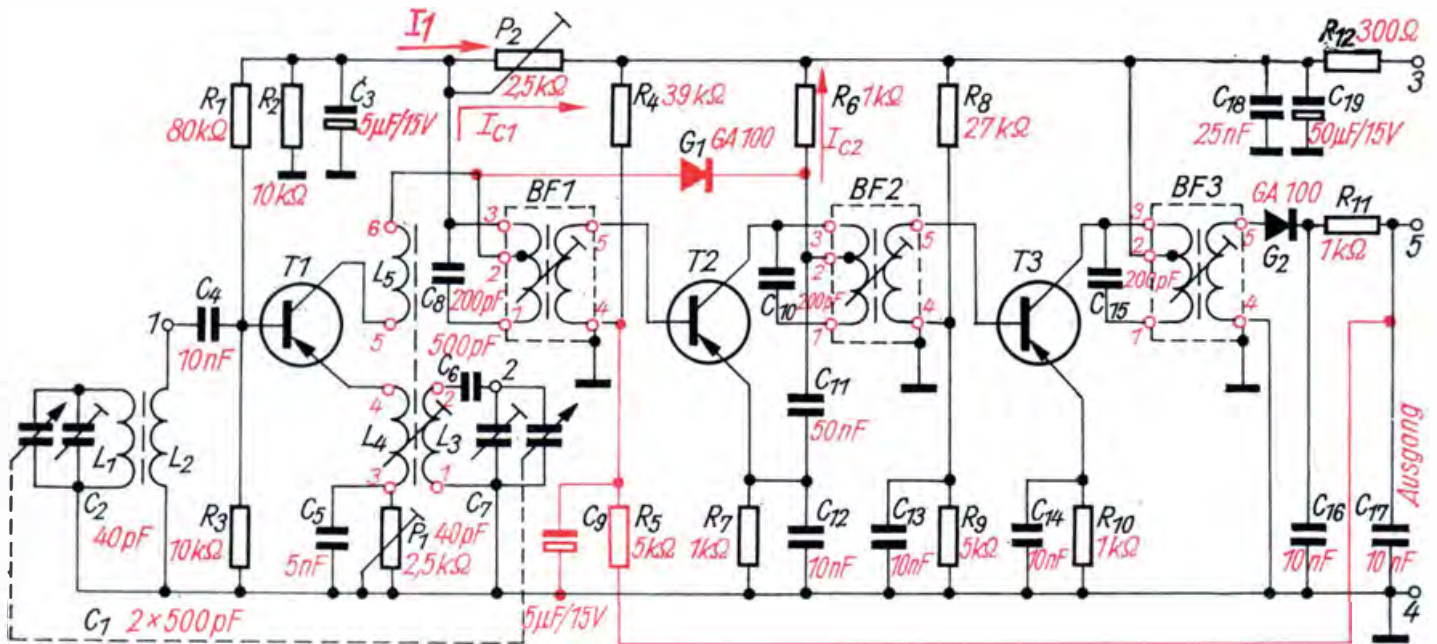


Bild 18.13
Schaltbild des Supers
mit Einzelkreisen

sagt worden. Im Unterschied zu unserem mit npn-Transistoren bestückten ZF-Verstärker des Wechselstromempfängers muß hier die Regelspannung allerdings positiv sein.

Damit auch bei sehr starken Sendern der ZF-Verstärker nicht übersteuert wird, ist eine weitere Regelung mit der Diode G_1 vorgesehen. Die an G_1 liegende Spannung ergibt sich aus der Differenz der an P_2 und R_6 entstehenden Spannungsabfälle. Angenommen, über T_1 fließt ein Kollektorstrom $I_{C1} = 1 \text{ mA}$, über T_2 ein Strom $I_{C2} = 0,7 \text{ mA}$. I_{C2} ruft dann am Kollektorwiderstand R_6 einen Spannungsabfall $U_2 = R_6 \cdot I_{C2} = 1 \text{ k}\Omega \cdot 0,7 \text{ mA} = 0,7 \text{ V}$ hervor; I_{C1} fließt zusammen mit dem Spannungsteilerquerstrom von $R_1 R_3$ und R_2 – er beträgt $I_1 \approx 1 \text{ mA}$ – über den Einstellwiderstand P_2 . Ist dieser auf $R_{P2} = 0,23 \text{ k}\Omega$ eingestellt, fallen über ihm $U_1 = R_{P2} \cdot (I_1 + I_{C1}) = 0,23 \text{ k}\Omega \cdot 2 \text{ mA} = 0,46 \text{ V}$ ab.

Betrachten wir nun die an der Anode der Diode G_1 liegende Spannung $U_1 = 0,46 \text{ V}$ als Nullpotential der Diode, so ist ihre Katode mit $U = U_2 - U_1 = 0,7 \text{ V} - 0,46 \text{ V} = 0,24 \text{ V}$ positiv vorgespannt; die Regel-diode ist gesperrt. Das ist der normale Zustand. Sobald jedoch bei einem sehr starken Sender die vom Demodulator G_2 in Verbindung mit dem Siebglied $R_5 C_9$ erzeugte positive Vorspannung an der Basis von T_2 steigt und der Kollektorstrom auf beispielsweise $0,3 \text{ mA}$ sinkt, fallen an R_6 nur noch $U_2 = 1 \text{ k}\Omega \cdot 0,3 \text{ mA} = 0,3 \text{ V}$ ab. Die Katode der Diode erhält in diesem Fall eine Vorspannung von $U = U_2 - U_1 = 0,3 \text{ V} - 0,46 \text{ V} = -0,16 \text{ V}$ und ist damit auf Durchlaß geschaltet. Ihr jetzt sehr geringer Widerstand liegt für den hochfrequenten Wechselstrom über die Kondensatoren C_{11} , C_{12} und C_3 der oberen Teilwicklung der Schwingkreisspule von BF 1 parallel und bedämpft dadurch den ersten ZF-Kreis stark. Die Verstärkung der vorhergehenden (Misch-)Stufe nimmt ab, gleichzeitig wird die Bandbreite des ZF-Verstärkers leicht vergrößert.

Im Bild 18.14 ist der Oszillator in Basisschaltung dargestellt. Ein Vergleich mit den Bildern 18.13 und 16.5 dürfte uns nicht schwerfallen.

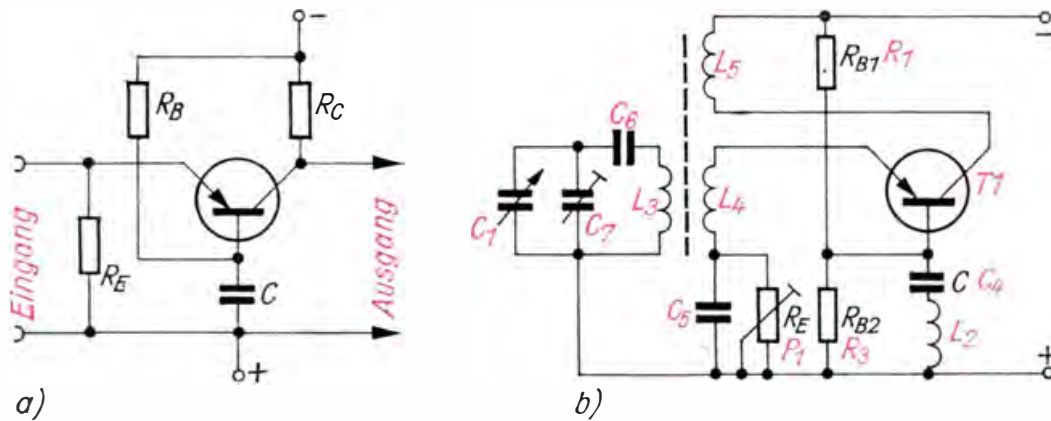


Bild 18.14
Oszillator in Basis-
schaltung

Leitungsführung und Bestückungsplan für den 5-Kreis-Überlagerungs-empfänger sind aus Bild 18.15 ersichtlich. Als Bandfilter verwenden wir am besten „Sternchen“-Filter, und zwar für BF1 und BF2 die mit roter Farbkennzeichnung, für BF3 eines mit grüner. Wer die Filter selbst auf „Sternchen“-Spulenkörper wickeln will, beginnt bei Anschluß 3 mit 45 Windungen 0,1 CuL, geht dann zu Anschluß 2 (Anzapfung) und bringt weitere 95 Windungen im gleichen Sinn auf. Das Ende wird mit Anschluß 1 verlötet. Darüber kommt dann die Koppelspule mit 10 Windungen 0,1 CuL für BF1 und BF2, die Koppelspule für BF3 erhält 25 Windungen 0,1 CuL.

Das Öffnen der Filter geschieht folgendermaßen: Abschirmkappe abnehmen – mit einer kräftigen Nähnadel rings um den Körper entlang der Trennlinie zwischen Filterfuß und Aufsatz fahren und Aufsatz abheben – Zylinder abziehen, falls dieser nicht bereits mit dem Aufsatz abgehoben wurde – mit einem Holzstäbchen (Streichholz) Paraffin um die Spule entfernen – abwickeln. Beim Anlöten der Drahtenden an die Stifte fassen wir diese mit einer Flachzange, damit die Wärme rasch abgeführt wird. Wir müssen schnell löten, da sonst das thermoplastische Filtergehäuse zu weich wird und der Anschlußstift nicht mehr fest sitzt.

Wem diese Arbeit zu mühselig erscheint – man muß sie grundsätzlich unter einer Lupe durchführen –, kann die Filter auch auf kleine Topfkerne nach Bild 18.16 wickeln. Die beiden mittleren Trennscheiben brechen wir vorsichtig heraus, glätten den Spulenkörper mit einer feinen Feile und wickeln – bei 3 beginnend – 90 Windungen aus 0,15 CuL, zapfen an und bringen dann noch 190 Windungen auf. Für BF 1 und BF 2 besteht die Koppelspule aus jeweils 25 Windungen 0,15 CuL, für BF 3 aus 50 Windungen 0,15 CuL. Im Bild 18.16 ist das Wickel- und Anschlußschema der Eigenbaufilter dargestellt.

Bild 18.17b zeigt die Wickelvorschrift für die Oszillatorspule. Als Spulenkörper verwenden wir wieder eine Standardausführung mit drei Kammern. Zuerst wickeln wir die Schwingkreisspule L_3 mit 85 Windungen aus HF-Litze $20 \times 0,05$; bei 1 beginnen wir. In die obere Kammer kommen 22 Windungen, in die mittlere ebenfalls 22 und in die untere der Rest, also 41. Dann wickeln wir die Ankoppelspule L_4 aus 0,2 CuL in die obere Kammer auf den ersten Teil von L_3 . Da der Eingangswiderstand der Basisschaltung sehr klein ist, darf diese Spule nur sehr wenige Windungen haben; vier reichen aus. Zum Schluß kommt

Bild 18.15
 Leitungsführung (a)
 und Bestückungs-
 plan (b) für die Lei-
 terplatte des Supers

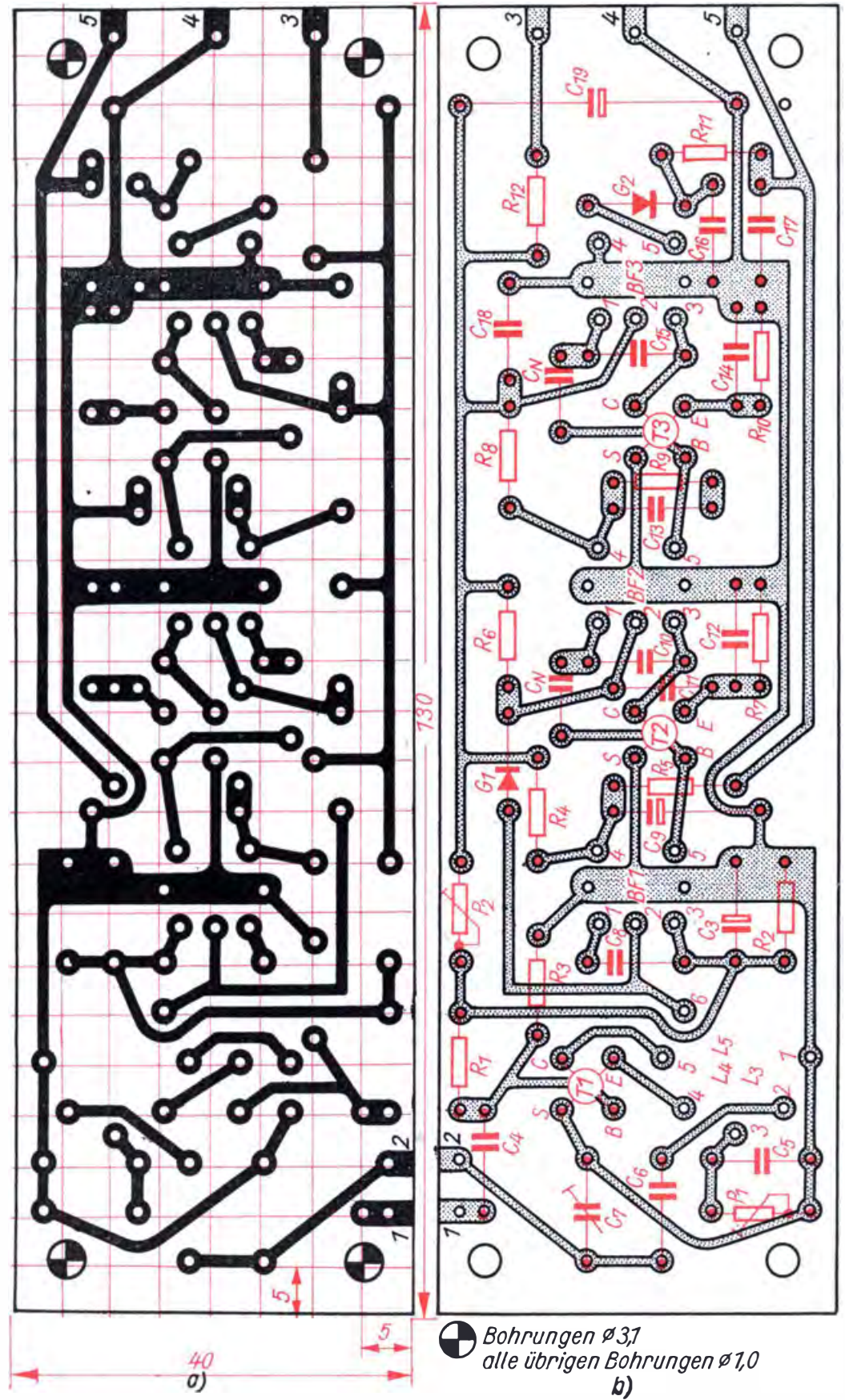


Bild 18.16
Zur Wicklung der
Bandfilter:
a) Anschlußschema,
von unten gesehen
b) Wickel- und Auf-
bauschema

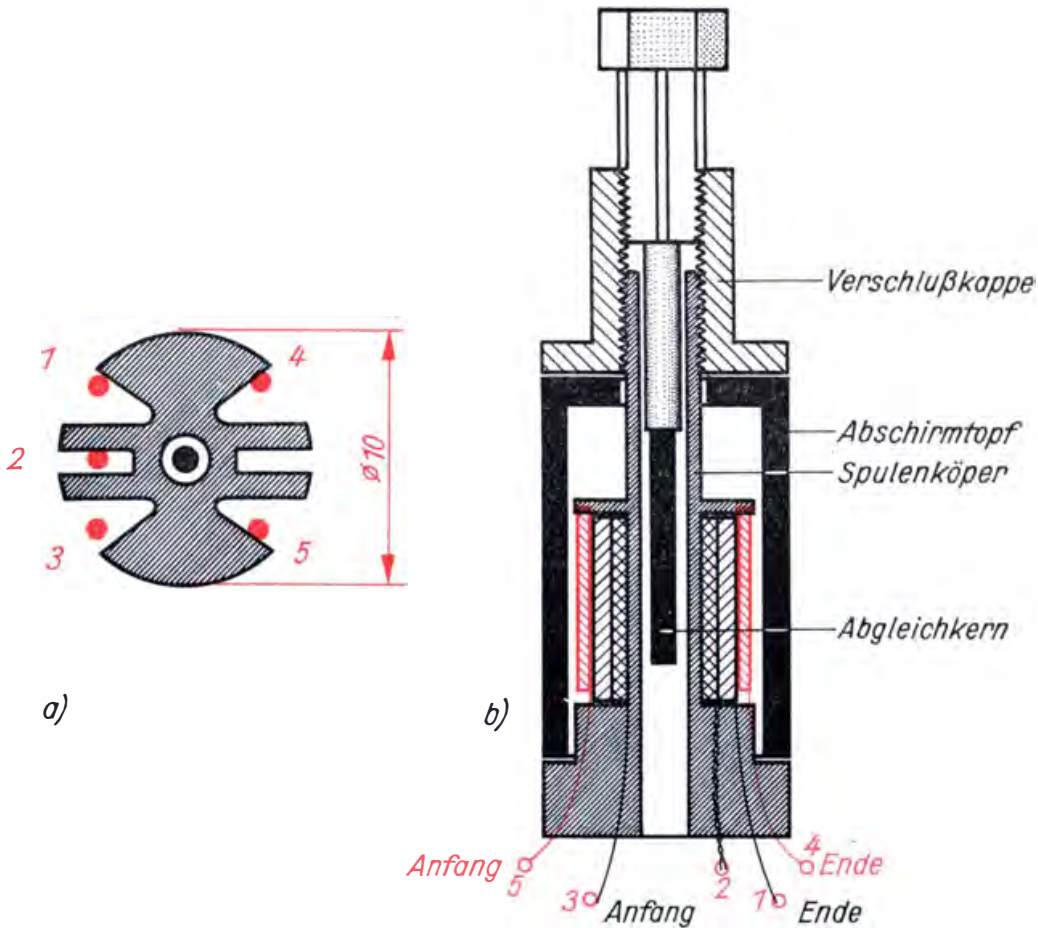
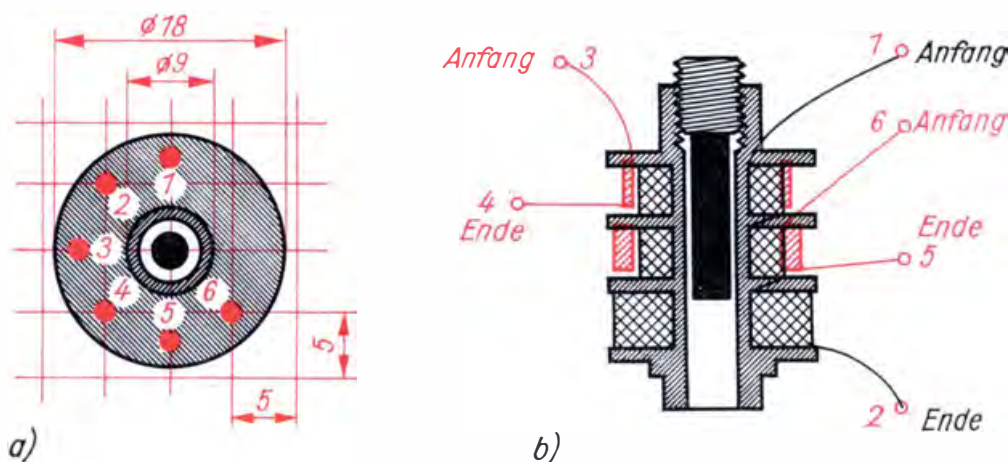


Bild 18.17
Wickelvorschrift für
die Oszillatorspule:
a) Anschlußschema,
von unten gesehen
b) Wickelschema



in die Mittelkammer über die zweite Teilwicklung von L_3 die Rückkopplungsspule L_5 . Sie erhält 13 Windungen aus 0,2 CuL. Die fertige Oszillatorspule kleben wir in eine 3 mm dicke Pertinaxscheibe von 18 mm Außendurchmesser (vgl. Bild 18.17a), die wir vorher nach der Leiterplatte als Schablone verbohrt haben. In die Löcher 1 bis 6 drücken wir 10 mm lange Stifte ein, die nach unten etwa 3 mm aus der Scheibe herausragen. An diese Stifte löten wir die Enden der Spulendrähte.

Haben wir alle Bauelemente beisammen, kann die Leiterplatte bestückt werden. Die Regeldiode G_1 löten wir noch nicht ein. Als Tran-

stistoren des Überlagerungsempfängers kommen die bereits für den Zweikreiser auf Seite 257 genannten in Betracht. Im Mustergerät wurden folgende Typen eingesetzt: T1 : GF 122 b ($B = 120$), T2 : GF 122 ($B = 60$), T3 : GF 105 ($B = 150$).

Die Basisspannungsteiler-Widerstände R_4 und R_8 sind vom Stromverstärkungsfaktor des jeweiligen Transistors abhängig und sollten zunächst durch 100-k Ω -Einsteller ersetzt werden. Mit R_8 wird eine Emitterspannung für T3 – über R_{10} zu messen – von 1 V, mit R_4 für T2 ein Spannungsabfall über R_7 von 0,7 V eingestellt. Bei der letzten Einstellung löten wir provisorisch einen Widerstand von 5 k Ω an die Anschlüsse 4 und 5 der Platine. Dann messen wir die Werte von R_4 und R_5 , ersetzen die Einsteller durch entsprechende Festwiderstände und löten auch den 5-k Ω -Widerstand wieder ab. Die Bilder 18.18 und 18.19 zeigen die fertige Leiterplatte des Überlagerungsempfängers von der Bauelementenseite und von der Leiterseite.

Die Verbindung des 5-Kreis-Supers (5 KS) mit dem NF-Verstärker (1 GV) zur Variante 2 des Kofferempfängers geht aus Bild 18.20 hervor.

Bild 18.18
So sieht die bestückte
Leiterplatte des
Supers mit Einzel-
kreisen aus

Bild 18.19
Die Platine des
Supers, von der Lei-
terplatte aus gesehen

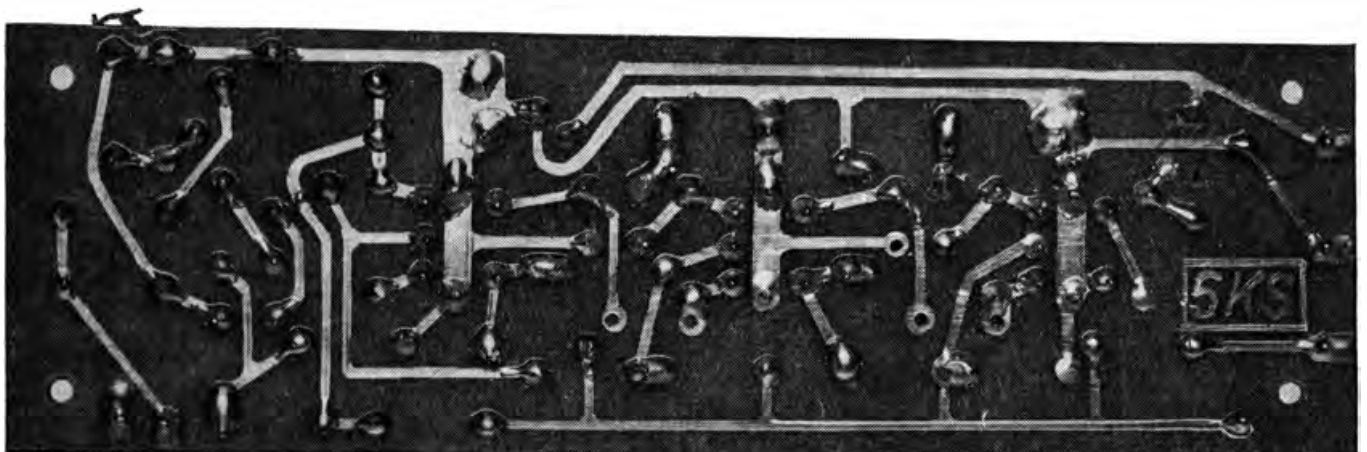
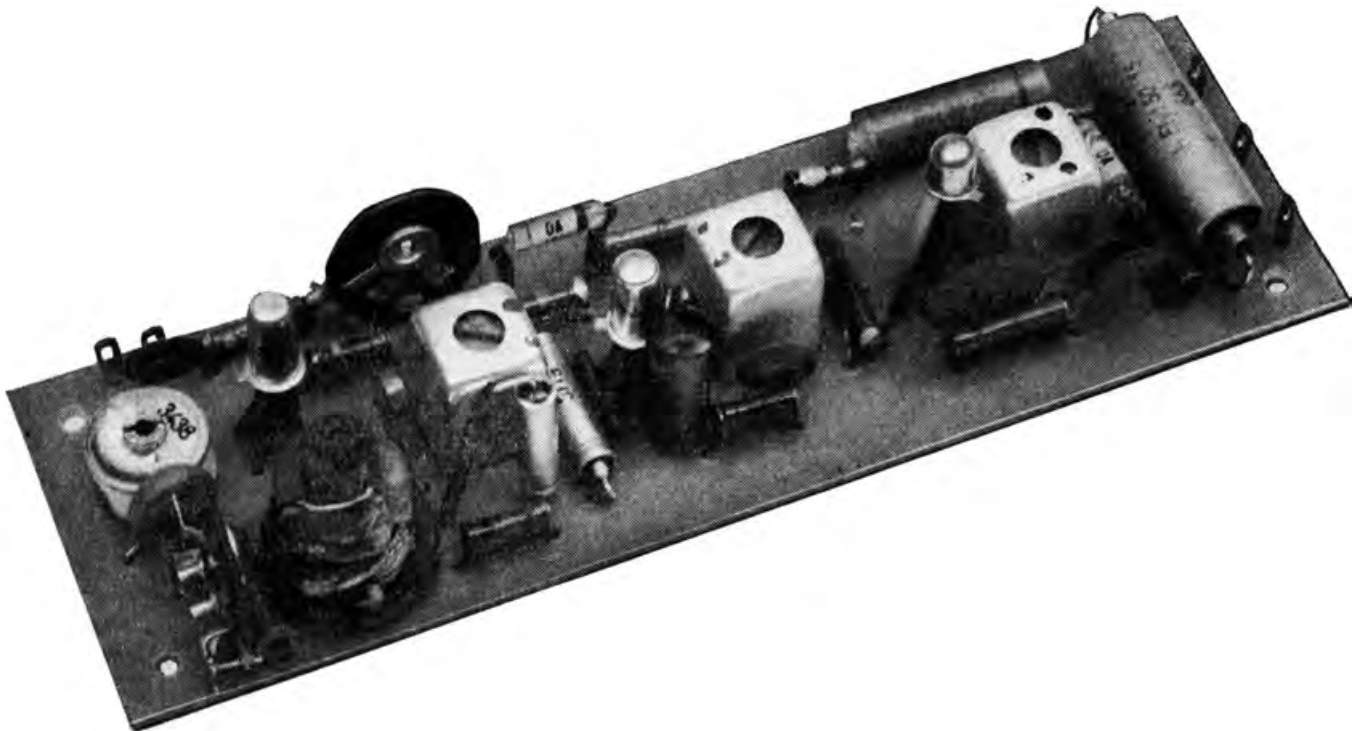
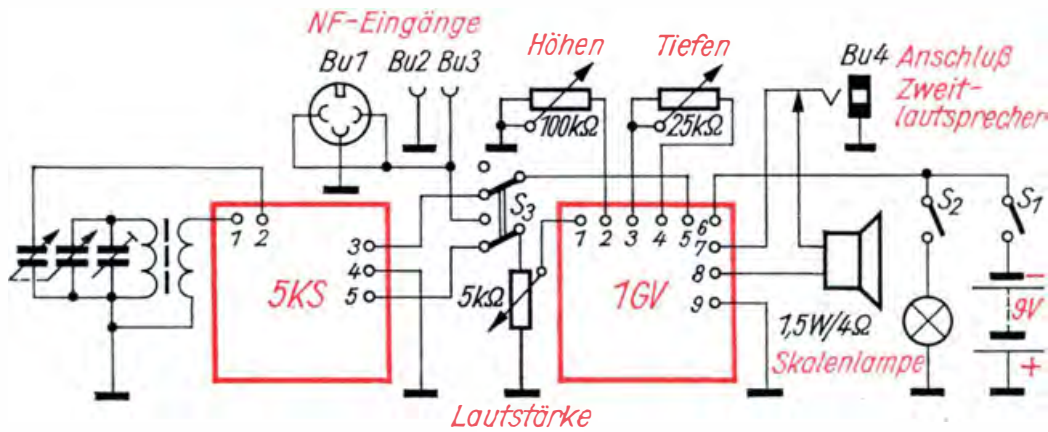


Bild 18.20
Schaltungsvariante 2
des Kofferempfängers



Als Vorkreisspule verwenden wir die Ferritantenne des Zweikreisers. Der NF-Verstärker ist über einen zweipoligen Umschalter S_3 vom HF-Teil abtrennbar, eine andere NF-Spannungsquelle kann dann angeschlossen werden, beispielsweise ein Tonbandgerät bzw. Plattenspieler über die Diodenbuchse Bu 1 oder ein anderer Empfängertyp über die Telefonbuchsen Bu 2 und Bu 3. Weiter ist eine Klinkenbuchse in der Lautsprecherleitung 7 vorgesehen, die den Anschluß eines zweiten Lautsprechers ermöglicht. Der Gerätelautsprecher wird dann automatisch abgeschaltet. Wenn wir eine Linearskala anbringen wollen, ist eine Beleuchtung von Vorteil. Damit die notwendige Lampe die Batterie nicht unnötig belastet, schließen wir sie über einen Tastenschalter S_2 an.

Der Abgleich des Überlagerungsempfängers dürfte uns keine großen Schwierigkeiten mehr bereiten (vgl. S. 244). Wir schalten in die Minusleitung vom NF-Verstärker zum HF-Teil einen Strommesser, um bei zu hohem Strom sofort abschalten zu können. Die Stromaufnahme des Supers beträgt etwa 3,5 mA. Zunächst sind die drei Bandfilter auf die Zwischenfrequenz einzustellen. Unser Resonanzmesser arbeitet in Schalterstellung „P“ als Prüfgenerator auf 470 kHz, die Schleifer der beiden Einsteller P_1 und P_2 stehen etwa in der Mitte, der Lautstärkeregler ist voll aufgedreht. Es genügt, die ZF über die Ferritantenne einzukoppeln. Zuerst stellen wir BF3 auf Lautstärkemaximum ein, dann BF2 und schließlich auch BF1. Während dieses Abgleichs müssen wir den Resonanzmesser immer weiter vom Empfänger entfernen, damit dieser nicht übersteuert wird.

Dann kontrollieren wir, ob der Oszillator schwingt. Als Prüfgerät dient unser Oszillograf. An den Meßverstärker schließen wir eine Koppelspule mit 5 bis 10 Windungen an, die wir der Oszillatortspule nähern. Sollten auch beim Verkleinern des Emitterpotentiometers P_1 die Schwingungen bei keiner Drehkostellung einsetzen, muß die Rückkoppelspule umgepolt werden. P_1 und P_2 sind zunächst so einzustellen, daß der Oszillator über den gesamten Abstimmbereich einwandfrei arbeitet. Der Abgleich des Oszillatorkreises und des Vorkreises entspricht genau dem unseres 7-Kreis-Überlagerungsempfängers (vgl. S. 244), so daß sich dazu weitere Bemerkungen erübrigen.

Zum Schluß folgt das richtige Einstellen der Potentiometer P_1 und P_2 . Wir stellen den Ortssender ein und messen den Spannungsabfall U_2 über dem Kollektorwiderstand R_6 . Er muß während der Drehkobetätigung ein Minimum durchlaufen, das wir uns merken oder besser auf-

schreiben. Dann messen wir die Spannung U_1 an P_2 . Sie muß etwas größer als U_{2min} sein. Ist sie zu klein, muß der Einsteller P_1 verkleinert und P_2 unter Umständen vergrößert werden. Die auf Seite 262 angeführten Werte wurden am Mustergerät gemessen und können als Anhaltspunkt dienen.

Haben wir die richtige Einstellung gefunden, wird die Regeldiode G_1 eingelötet, und der Überlagerungsempfänger ist fertig geschaltet. Aus den Bildern 18.21 und 18.22 ist ersichtlich, wie der Kofferempfänger aufgebaut werden kann.

Bild 18.21
Montageplatte des
Kofferempfängers,
von vorn gesehen, mit
Lautsprecher und
Skalentrieb

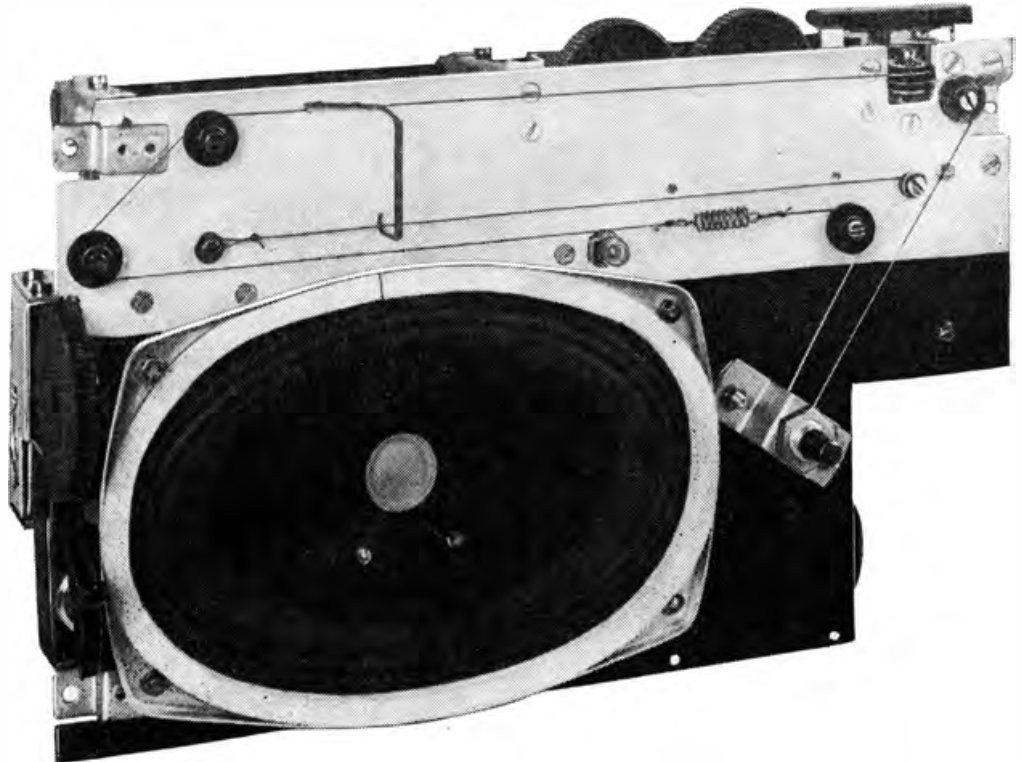
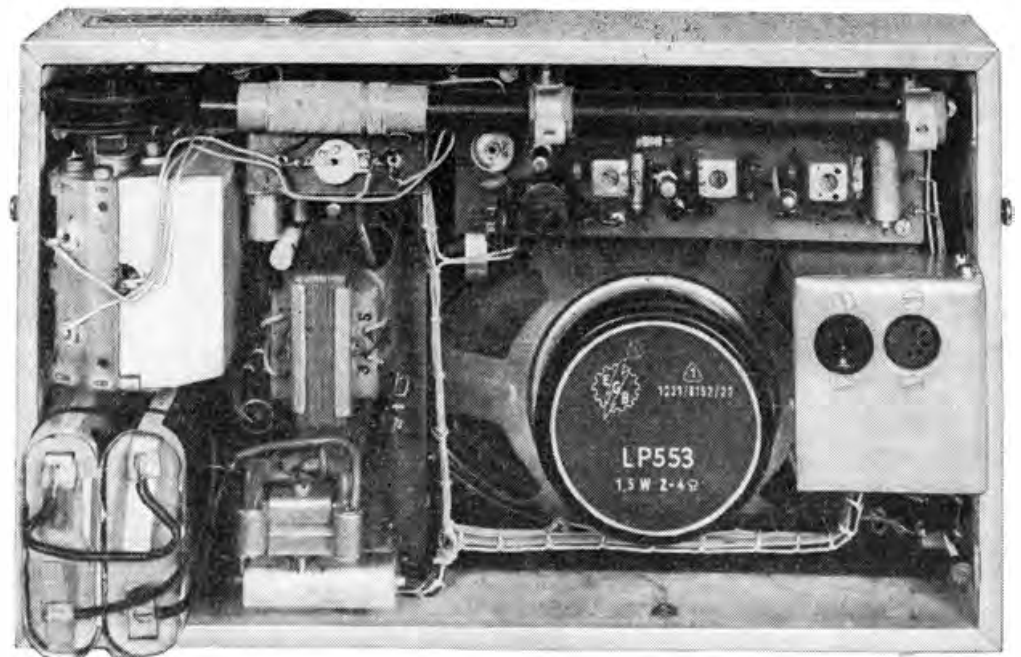


Bild 18.22
So ist die Montage-
platte des Koffer-
empfängers bestückt
(Ansicht im Gehäuse)



Ganz modern: ein eisenloser Gegentaktverstärker mit komplementären Transistoren

Bild 18.23 zeigt die Schaltung eines NF-Verstärkers mit einer Gegentaktendstufe, die keinerlei Übertrager enthält und der wie unser 1 GV ebenfalls etwa 1 W Sprechleistung abgibt. Damit ist auch dieser Verstärker, bei dem die Vorteile des Gegentaktprinzips und der eisenlosen Endstufe (vgl. Seite 107) vereinigt sind, für unseren Kofferempfänger geeignet. Wenden wir uns zunächst der Endstufe mit dem Treibertransistor T3 und den Gegentakttransistoren T4 und T5 zu. Neben Germanium-pnp-Transistoren ist ein Silizium-npn-Transistor T5 eingesetzt. Da sich npn- und pnp-Transistoren bezüglich der Spannungspolarität gerade umgekehrt verhalten, nennt man sie – unter der Voraussetzung sonst nahezu gleicher Kennwerte – *komplementäre Transistoren*.

Zum besseren Verständnis nehmen wir vorläufig an, daß der Emitterwiderstand R_{16} und die Widerstandskombination R_{13} , R_{14} , R_{15} nicht vorhanden (kurzgeschlossen) und der Arbeitswiderstand der Treiberstufe auf $R_{12} = 560 \Omega$ eingestellt sei. Dann liegen die Basisanschlüsse von T4 und T5 wie im Bild 18.24 direkt am Kollektor von T3. R_{11} sei

Bild 18.23
Schaltbild des 1-W-Gegentaktverstärkers mit eisenloser Endstufe

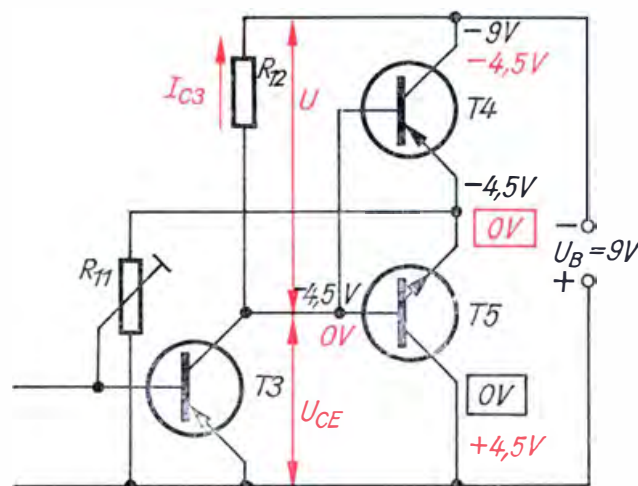
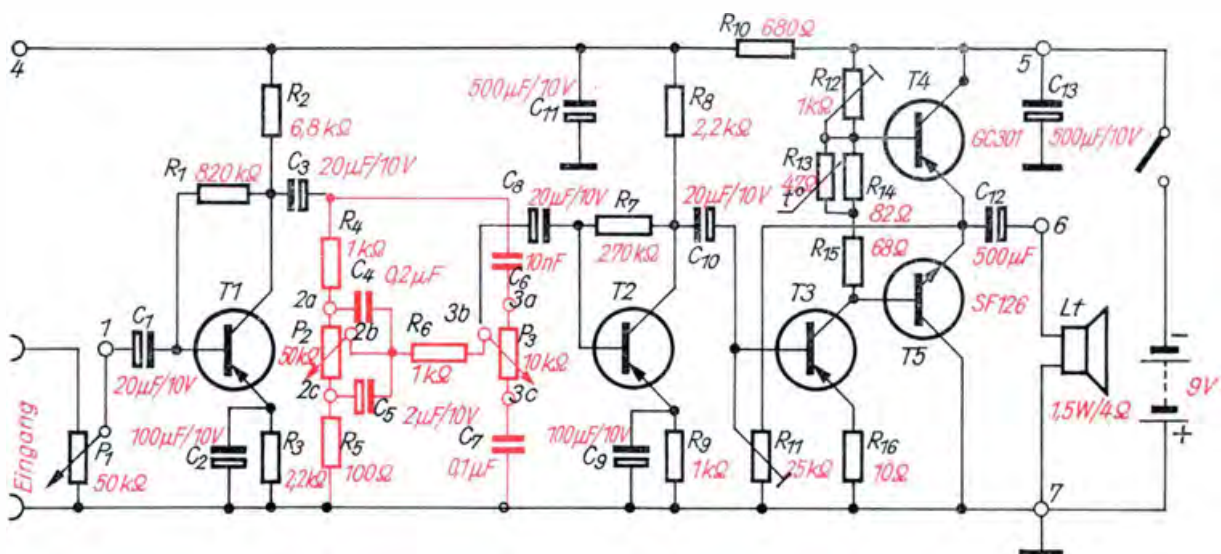


Bild 18.24
Zur Funktion der eisenlosen Endstufe mit komplementären Transistoren

so eingestellt, daß über T3 ein Kollektorruhestrom $I_{C3} = 8 \text{ mA}$ fließt und die Emitter von T4 und T5 genau auf $\frac{U_B}{2} = -4,5 \text{ V}$ in Bezug zum Batteriepluspol liegen. Über R_{12} fallen $U = 560 \Omega \cdot 8 \text{ mA} = 4,5 \text{ V}$ ab, so daß die Kollektorspannung von T3 ebenfalls $U_{CE} = -4,5 \text{ V}$ beträgt. Die im Ruhezustand an den Transistorelektroden liegenden Potentiale sind im Bild 18.24 schwarz eingetragen. Für die weiteren Betrachtungen müssen wir jedoch ein neues Nullpotential der Gegentaktstufe einführen, und zwar die gemeinsame Emitterleitung von T4 und T5; die farbigen Spannungsangaben im Bild 18.24 beziehen sich darauf. Am pnp-Transistor T4 liegt eine negative Kollektorspannung von $4,5 \text{ V}$, am npn-Transistor T5 die notwendige positive von ebenfalls $4,5 \text{ V}$. Die Basisvorspannungen beider Transistoren betragen 0 V , so daß keine Kollektorströme fließen.

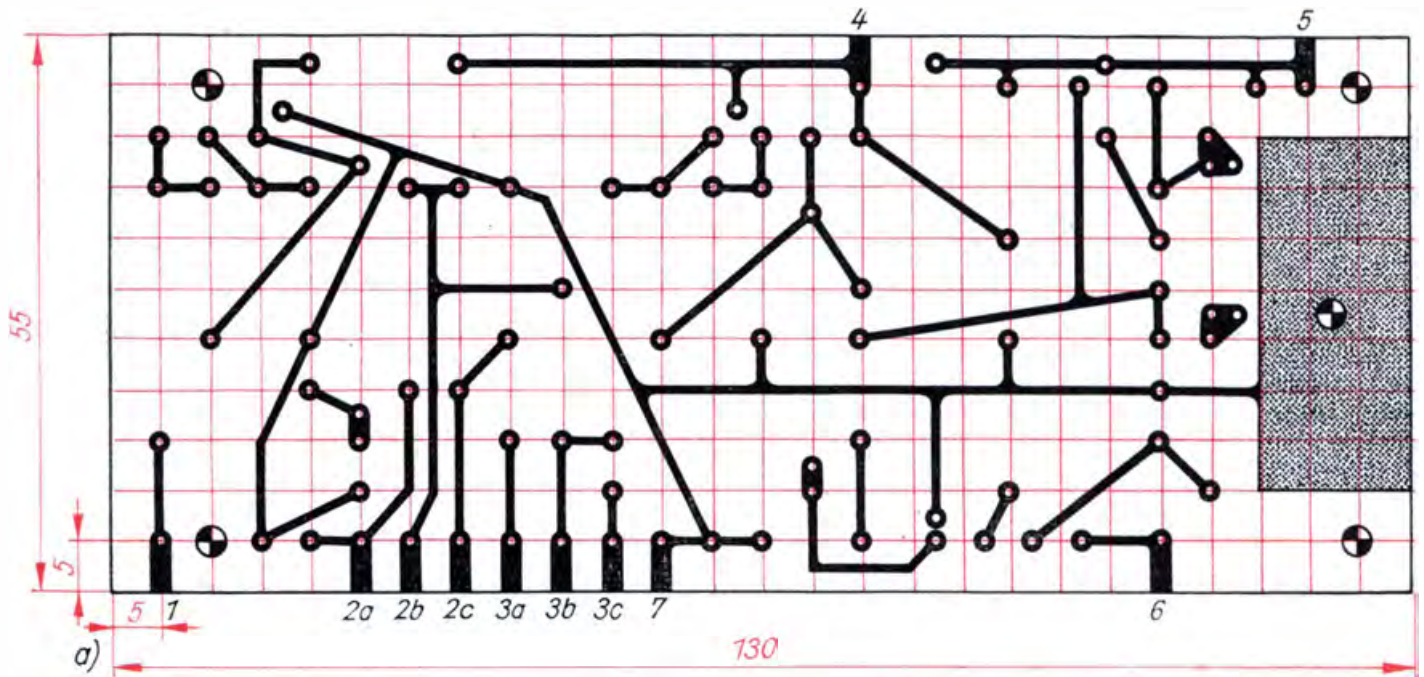
Nun gelange an den Eingang von T3 die negative Halbwelle einer Wechsellspannung, die den Kollektorstrom auf $I_{C3} = 10 \text{ mA}$ steuert. Über R_{12} fallen dann $U = 560 \Omega \cdot 10 \text{ mA} = 5,6 \text{ V}$ ab, die Kollektorspannung von T3 beträgt nur noch $U_{CE} = -3,4 \text{ V}$. Sie ist um $1,1 \text{ V}$ weniger negativ bzw. um $1,1 \text{ V}$ positiver als im Ruhezustand geworden. Bezogen auf unser neues Nullpotential, betragen die Basisvorspannungen von T4 und T5 nun $+1,1 \text{ V}$. Während über den npn-Transistor T5 jetzt ein Kollektorstrom fließt, ist T4 gesperrt.

Im Falle der positiven Halbwelle am Eingang von T3 geht der Kollektorstrom auf $I_{C3} = 6 \text{ mA}$ zurück. Der Spannungsabfall an R_{12} beträgt nur noch $U = 560 \Omega \cdot 6 \text{ mA} = 3,4 \text{ V}$, die Kollektorspannung steigt auf $U_{CE} = -5,6 \text{ V}$. Die Spannung an den Basisanschlüssen von T4 und T5 ist um $1,1 \text{ V}$ negativer als unser neues Nullpotential. In diesem Zustand fließt nur über den pnp-Transistor T4 ein Kollektorstrom.

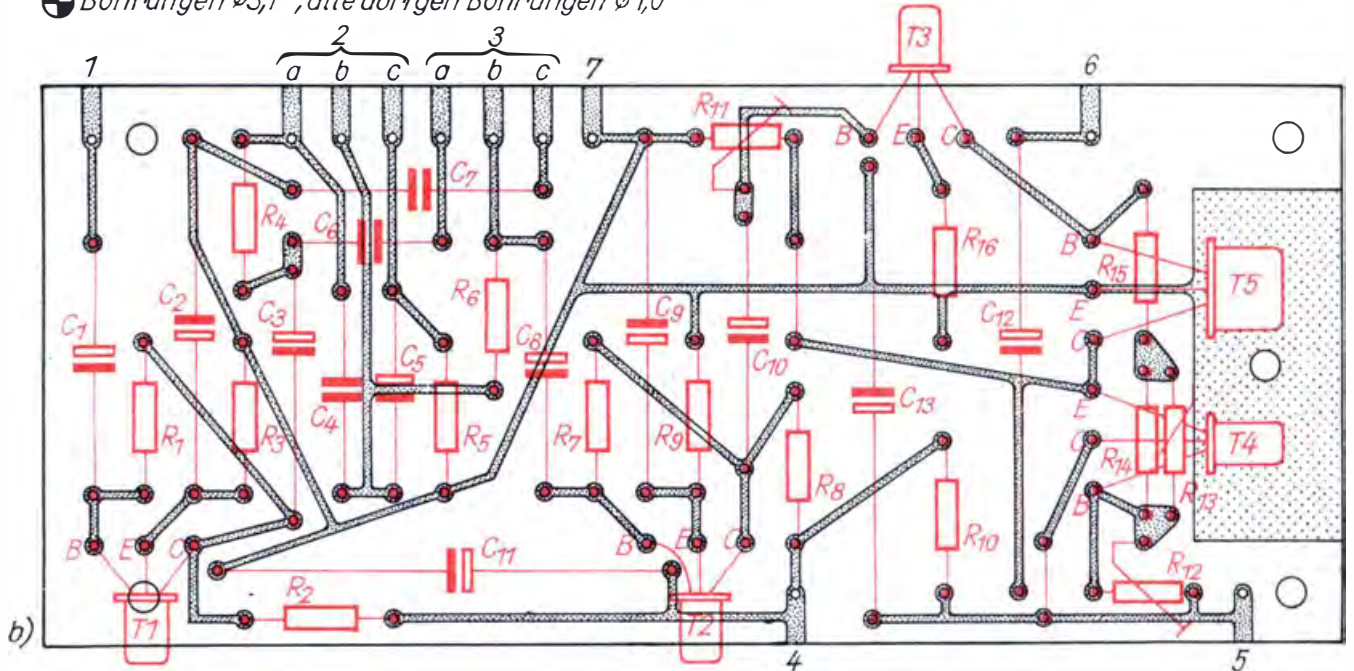
Wenn T5 leitend ist, wird sein Ausgangswiderstand und damit seine Kollektorspannung geringer; das Emitterpotential von T4 und T5, das im Ruhezustand, vom Batteriepluspol aus gemessen, $-4,5 \text{ V}$ beträgt, wird weniger negativ.

Ist jedoch T4 leitend, liegen die Verhältnisse umgekehrt. In diesem Fall „rutscht“ das gemeinsame Emitterpotential weiter in den negativen Bereich. Über den Kondensator C_{12} wird der Wechsellspannungsanteil des Emitterpotentials von T4 und T5 auf die niederohmige Schwingspule des Lautsprechers ausgekoppelt. Beide Endstufentransistoren arbeiten in Kollektorschaltung.

Um abzusichern, daß die Endstufentransistoren auch zueinander passen, nehmen wir für $U_{CE} = 4,5 \text{ V}$ mit einer Schaltung nach Bild 5.13b auf, wie bei unserem Siliziumtransistor SF 126 der Kollektorstrom von der Basisspannung abhängt, und übertragen die Meßwerte in ein I_C-U_{BE} -Diagramm (vgl. Bild 5.16). In der Musterschaltung wurde ein SF 126 der Stromverstärkungsgruppe C eingesetzt. Dann suchen wir aus mehreren 400-mW-Transistoren (GC 301 oder Basteltransistoren) ein Exemplar heraus, das mit einem Basisvorwiderstand von $R_B = 100 \Omega$, den wir zwischen den Basisanschluß und den Pluspol von A_1 schalten, eine zur Kennlinie des SF 126 parallel verlaufende I_C-U_{BE} -Kennlinie liefert. Die entsprechende Schaltung ist im Bild 5.13a dargestellt. Der Vorwiderstand R_B ersetzt die Widerstandskombination vor der Basis von T4 im Bild 18.23, die ebenfalls einen Gesamtwiderstand von etwa 100Ω hat. Dieser Widerstand ist notwendig, weil unsere Endstufen-



⊕ Bohrungen $\varnothing 3,1$, alle übrigen Bohrungen $\varnothing 1,0$



transistoren aus unterschiedlichem Halbleitermaterial bestehen. Unsere zwei Kennlinien entnehmen wir, daß beim Siliziumtransistor erst bei einer höheren Basisspannung als beim Germaniumtransistor ein Kollektorstrom fließt (vgl. auch S. 72). Damit durch beide Transistoren $I_C = 10 \text{ mA}$ fließen, braucht der GC 301 eine Basisvorspannung von $U_{BE} \approx -0,15 \text{ V}$, während sie für den SF 126 $U_{BE} \approx +0,65 \text{ V}$ betragen muß. Über der Widerstandskombination R_{13}, R_{14}, R_{15} müssen deshalb $0,65 \text{ V} + 0,15 \text{ V} = 0,8 \text{ V}$ abfallen, wozu ein Kollektorstrom

$$I_{C3} = \frac{0,8 \text{ V}}{100 \Omega} = 8 \text{ mA}$$

notwendig ist. Im Ruhezustand muß – bezogen auf den Batteriepluspol – die Basis von T5 auf $-3,85 \text{ V}$ und die von T4 auf $-4,65 \text{ V}$ liegen. Wir brauchen diese Spannungen nicht zu messen, da sie sich automatisch ergeben, wenn der Kollektorruhestrom von

Bild 18.25
Leitungsführung (a)
und Bestückungsplan (b) für die Leiterplatte des Gegentaktverstärkers mit eisenloser Endstufe

T4 und T5 mit R_{12} nach der Anzeige eines Strommessers in der Kollektorleitung von T4 auf 10 mA und das Emitterpotential von T4 und T5 mit R_{11} nach der Anzeige eines Spannungsmessers zwischen dem Minuspol von C_{12} und dem Batteriepluspol auf 4,5 V eingestellt werden. Die Drehwiderstände sind wechselseitig mehrmals nachzustellen, bis Strom und Spannung genau stimmen.

Zwischen den beiden Vorstufen T1 und T2 ist eine Klangregelschaltung angeordnet, mit der die Tiefen und Höhen nicht nur abgeschwächt, sondern auch angehoben werden können. Über C_3 gelangt die NF an die beiden RC-Kombinationen R_4, P_2, R_5, C_4, C_5 zur Tiefeneinstellung und C_6, P_3, C_7 zur Höheneinstellung. Widerstand R_6 entkoppelt beide Teilschaltungen voneinander. Die Werte der einzelnen Widerstände und Kondensatoren sind so bemessen, daß bei Mittelstellung beider Potentiometer alle Tonfrequenzen von 50 Hz bis 10 kHz auf etwa ein Zehntel der über C_3 anliegenden Eingangsspannung herabgesetzt werden. Das ist auch der Grund, weshalb dieser Verstärker zwei Vorstufen hat. Der beabsichtigte Verstärkungsabfall über der Klangregelschaltung muß durch eine zusätzliche Verstärkerstufe wieder ausgeglichen werden.

Die Leitungsführung und den Bestückungsplan unseres eisenlosen 1-W-Verstärkers 1 EV entnehmen wir Bild 18.25. Die Abmessungen der Platine entsprechen denen unseres übertragergekoppelten Gegentaktverstärkers 1 GV, so daß der neue Verstärker ohne Schwierigkeiten in das Gehäuse des Kofferempfängers an Stelle des 1 GV eingebaut werden kann.

Bild 18.26
Eine Hälfte des Kühlkörpers

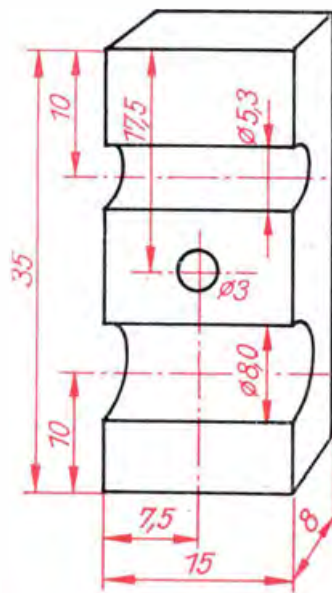


Bild 18.27
So sieht die bestückte
Leiterplatte des
Gegentaktverstärkers mit eisen-
loser Endstufe aus



Zur Wärmeabführung sind die Endstufentransistoren mit einem Kühlkörper zu versehen. Dazu bohren wir in zwei 8 mm dicke und 15 mm × 35 mm große Aluminiumstückchen das im Bild 18.26 angegebene 3-mm-Loch, verschrauben beide Stücke mit einer Schraube und Mutter M3 und bohren dann zwei Löcher genau entlang der Trennfläche beider Alustückchen. Nach dem Bohren und Auseinanderschrauben müssen die beiden Teile so wie im Bild 18.26 aussehen. In die kleinere Bohrung legen wir den GC301 und in die größere den SF 126. Beide Kühlkörperhälften schrauben wir mit den eingelegten Transistoren zum Schluß an der Platine fest. Als weitere Anregung für den Aufbau mag auch Bild

Bild 18.28
Die Platine des Verstärkers, von der Leiterseite aus gesehen

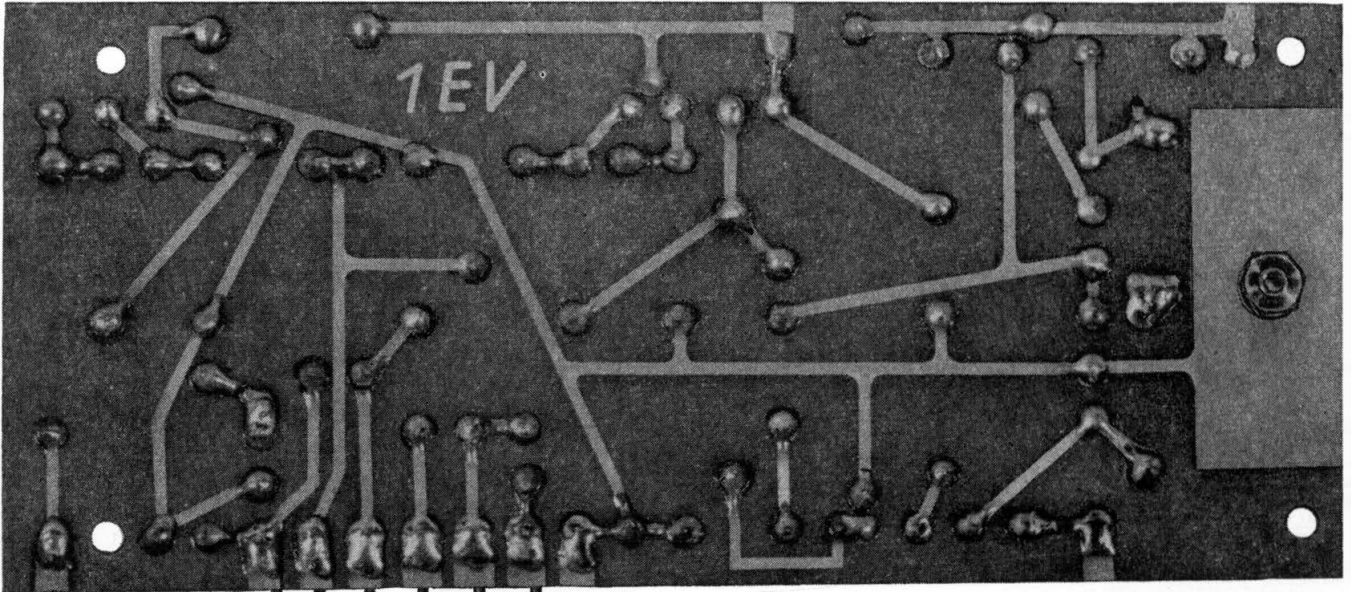
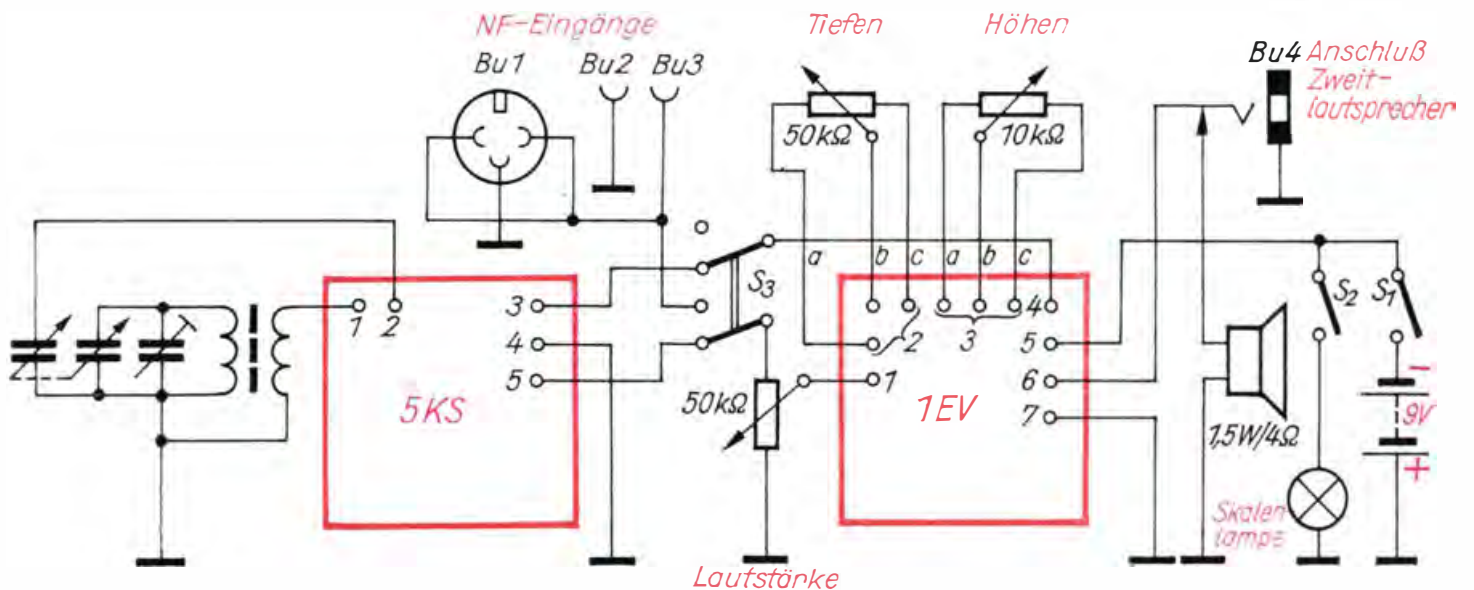
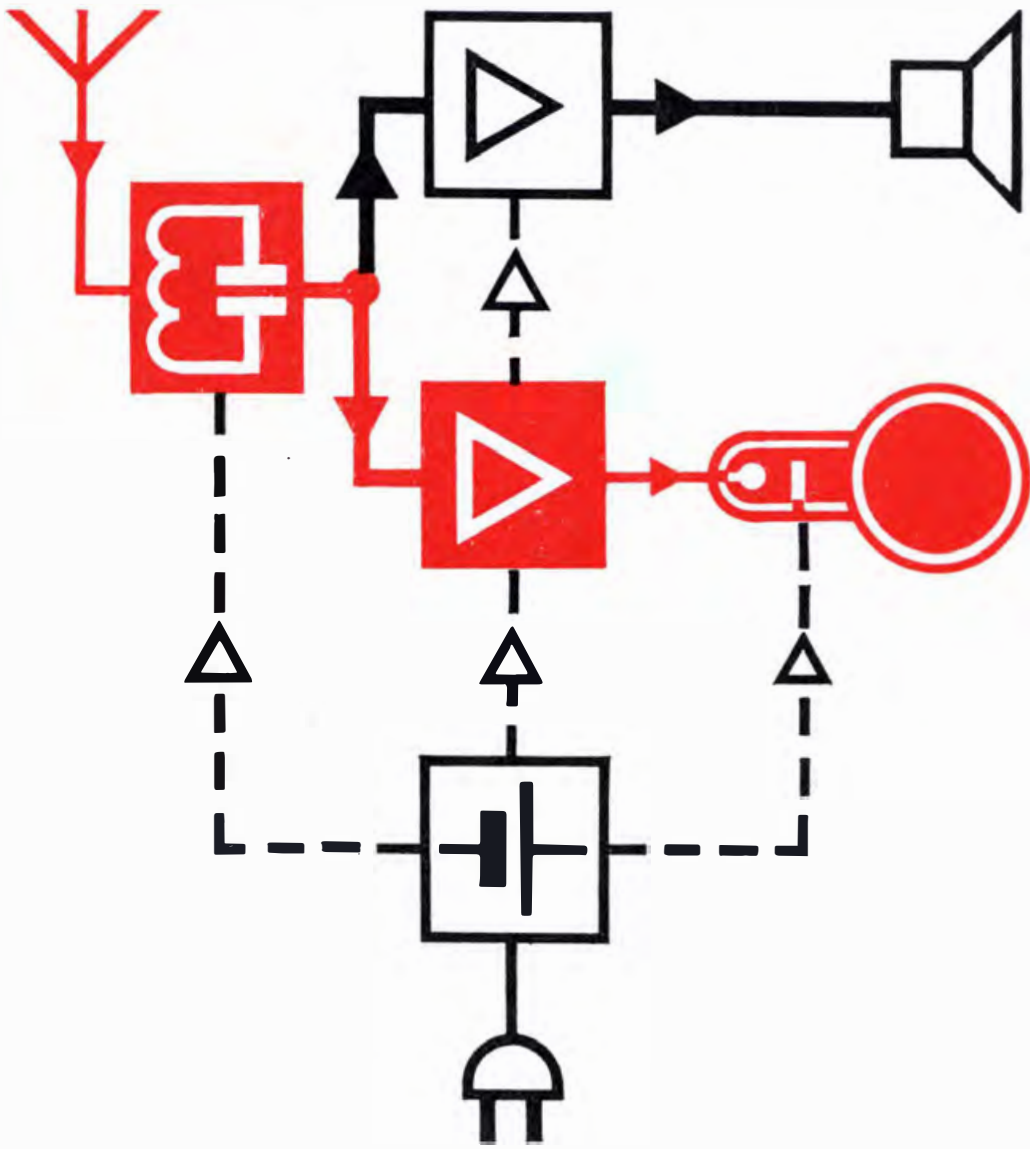


Bild 18.29
Schaltungsvariante 3
des Kofferempfängers



18.27 dienen, das den fertigen Verstärker zeigt. Die Leiterseite sehen wir im Bild 18.28.

Wie unser Überlagerungsempfänger 5 KS mit dem neuen NF-Verstärker 1 EV zur Variante 3 des Kofferempfängers verbunden wird, geht aus Bild 18.29 hervor. Selbstverständlich ist auch eine Kombination mit dem Zweikreisempfänger 2 KE möglich.



Fernsehtechnik

19. Experimente vermitteln uns die Grundlagen des Fernsehens

Das Fernsehen gehört zu den wichtigsten technischen Errungenschaften unserer Epoche. Es gewinnt nicht nur als Informationsmittel der Bevölkerung immer mehr an Bedeutung, sondern auch als Hilfsmittel der materiellen Produktion. Immer breiter wird das Einsatzfeld von Fernbeobachteranlagen in der Industrie, in der Wissenschaft, im Verkehrswesen und in der Militärtechnik.

Unsere bisher erworbenen Kenntnisse auf dem Gebiet der elektrischen Tonübertragung und die beim Gerätebau gesammelten Erfahrungen bilden ein solides Fundament, auf dem wir nun in das Gebiet der elektrischen Bildübertragung eindringen können. Eine Reihe von Experimenten wird sicherlich zu einem tieferen Verständnis der physikalischen Grundlagen des Fernsehens beitragen.

Erinnern wir uns noch einmal des prinzipiellen Aufbaus einer Mikrofonanlage. Das Mikrofon wandelt die auftreffenden Schallwellen in Stromschwankungen, also in elektrische Impulse, um. Diese werden verstärkt und gelangen dann auf einen Lautsprecher, dessen Membran die elektrischen Impulse wieder in Schallwellen umsetzt. Ganz analog muß eine Anlage zum Übertragen von Bildern aufgebaut sein. Mikrofon und Lautsprecher sind allerdings jetzt durch Bauelemente zu ersetzen, die auf Licht reagieren bzw. Licht aussenden.

In unserer Experimentierfernsehanlage verwenden wir zum Umwandeln von Lichtschwankungen in Stromschwankungen eine *Fotozelle*. Ihr Elektrodensystem ist – ähnlich dem einer Elektronenröhre – von einem Glasgehäuse umgeben, in dem nur ein sehr geringer Druck herrscht. Die Innenseite des Glaskolbens ist etwa bis zur Hälfte mit einer Alkalimetallschicht bedampft; im freien Raum vor diesem Belag befindet sich eine Drahtschleife oder ein Drahtgitter. Im Bild 19.1a ist der Aufbau einer Fotozelle dargestellt, Bild 19.1b zeigt das Schaltsymbol. Liegt nun wie im Bild 19.1c am Belag der negative, am Draht der positive Pol einer Spannungsquelle, so fließt bei geringem Lichteinfall ein geringer Strom, bei großer Helligkeit ein starker. Am Arbeitswiderstand ruft der Fotozellenstrom einen Spannungsabfall hervor, der abgegriffen und verstärkt werden kann. Ursache für das Zustandekommen eines Stromflusses innerhalb der Fotozelle ist die Eigenschaft der Alkalimetalle, bei Lichteinfall Elektronen auszusenden. Im Unterschied zur Glühemission bei Elektronenröhren spricht man hier von *Fotoemission*. Die Fotokathoden werden vorwiegend aus Kalium und Zäsium hergestellt. Eine solche Fotozelle schalten wir in Gedanken an Stelle des Mikrofons an den Eingang des Verstärkers. Vor der Zelle befindet sich außerdem ein Diapositiv, das mit einer Glühlampe durchleuchtet wird. Von den

hellen Bildstellen wird viel Licht in die Zelle gelangen, von den dunkleren weniger. In der Fotozelle fließt ein mittlerer, gleichbleibender Strom. Damit können wir aber nichts anfangen, denn ein Strom konstanter Größe würde in der Wiedergabeeinrichtung nur eine bestimmte Grundhelligkeit erzeugen. Um wieder ein „Bild“ mit Einzelheiten zu erhalten, muß die Bildvorlage in „Raten“ abgetastet werden. Es ist notwendig, das zu übertragende Bild in kleine Bildelemente, sogenannte *Bildpunkte* (das sind keine Punkte im mathematischen Sinne, sondern kleine quadratische Flächen), zu zerlegen und deren unterschiedliche Helligkeiten in der richtigen Reihenfolge auf die Wiedergabeeinrichtung zu übertragen. Ähnliche Zerlegungsvorgänge führen wir übrigens ständig beim Lesen einer Schrift aus. Mit einem Blick auf die Buchseite kennen wir noch nicht deren Inhalt. Wir sind gezwungen, die einzelnen Worte oder „Schriftelemente“ zeilenweise zu lesen. Dabei ist es grundsätzlich gleichgültig, ob wir den einzelnen Buchstaben oder drei, vier Worte als Element auffassen.

Nipkow zeigt den Weg

In einer dem Lesen ähnlichen Art müßte sich unsere Fotozelle vor dem Diapositiv bewegen. Das wäre technisch durchaus möglich, wenn nicht – im Gegensatz zum Lesevorgang – die Zeitdauer der Bildabtastung begrenzt wäre. Eine Fernsehanlage muß das Bild so schnell abtasten, daß wir den Eindruck haben, es würde in all seinen Details gleichzeitig übertragen. Sicherlich kennen wir alle die Erscheinung des Lichtbandes von schnell bewegten Lichtquellen in der Dunkelheit. Obwohl wir ganz genau wissen, daß die Lichtquelle immer nur an einer einzigen Stelle sein kann, scheint es so, als wäre sie gleichzeitig an sehr vielen Stellen. Die Ursache dafür ist die Trägheit unserer Augen. Veränderungen, die sich innerhalb einer Zehntelsekunde vollziehen, können nicht mehr getrennt wahrgenommen werden. In dieser Zeitdifferenz muß ein Bild zum Zwecke der Fernsehübertragung abgetastet sein. Deshalb müssen wir den Gedanken der Fotozellenbewegung wieder fallenlassen. Ebenso unsinnig wäre es, etwa das Diapositiv vor der Fotozelle bewegen zu wollen. Uns bleibt also nur noch eine Möglichkeit, nämlich die Bewegung der Lichtquelle. Auch das erscheint zunächst genauso unmöglich. Und doch haben findige Köpfe schon lange vor dem Entdecken der Elektronenröhre mechanische *Lichtpunktastaster* ersonnen. Eine solche Einrichtung hat geradezu historische Bedeutung erlangt: die 1884 von Paul Nipkow zum Patent angemeldete *Lochscheibe*. Ihr grundsätzlicher Aufbau ist im Bild 19.2a dargestellt. In eine Kreisscheibe sind in gleichen Winkelabständen Löcher gebohrt, die jeweils um einen Lochdurchmesser radial gegeneinander versetzt sind. Dreht sich die Scheibe im Uhrzeigersinn um ihren Mittelpunkt, gelangt das von der feststehenden Lampe ausgehende Licht durch Loch 1 auf das Diapositiv und tastet eine *Zeile* ab. Je nach der Helligkeitsverteilung auf dem Dia gelangt mehr oder weniger Licht in die Fotozelle. Verläßt Loch 1 das Bildfeld, tastet Loch 2 die zweite Zeile ab, dann Loch 3 die dritte usw. Die Zeilenzahl, in die das Bild zerlegt werden kann, ergibt sich aus der Anzahl der Löcher. Bild 19.2b zeigt das Schema einer Aufnahmeeinrichtung mit der Nipkow-Scheibe.

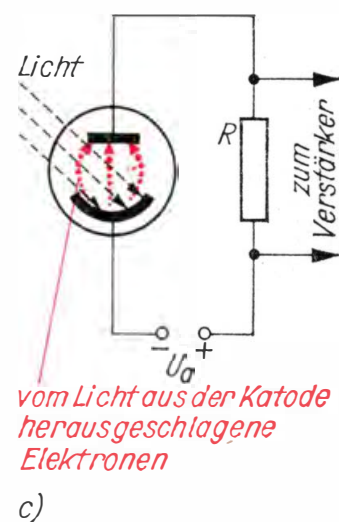
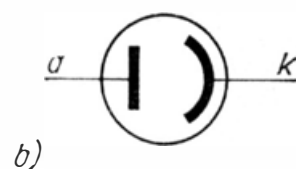
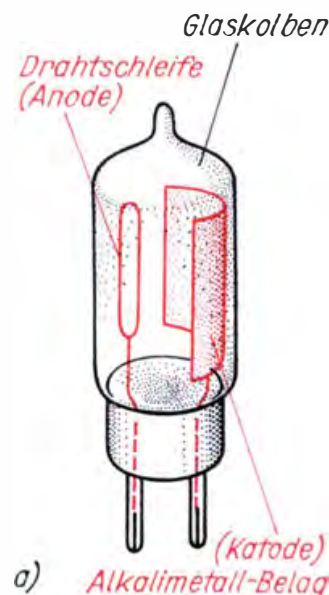
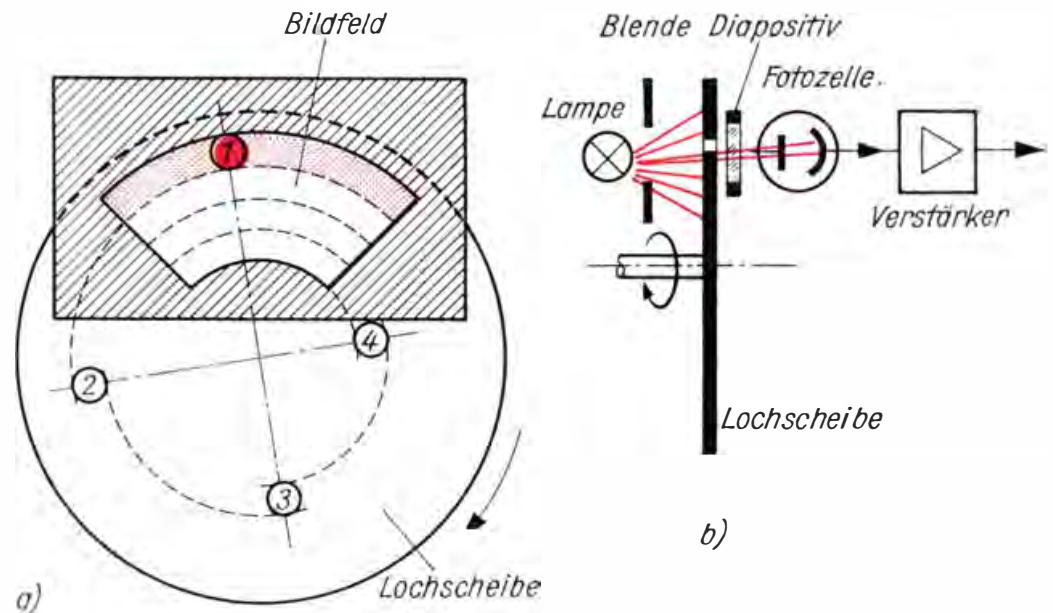


Bild 19.1
Aufbau und Prinzip
der Fotozelle:
a) Aufbau einer
Fotozelle
b) Schaltzeichen der
Fotozelle
c) Grundsätzliche
Schaltung einer
Fotozelle

Bild 19.2
 Mechanische Bild-
 abtastung:
 a) Prinzip der
 Lochscheibe
 b) Schema der Licht-
 punktabtastung
 mit Nipkow-
 scheibe



Wir wollen die erste Entwicklungsetappe der Fernsichttechnik nicht weiter verfolgen, da in dieser die Fernsehbilder grundsätzlich mechanisch abgetastet wurden. Überlegen wir vielmehr, welche Lichtquelle leicht und trägheitslos bewegt werden kann und damit für das Abtasten eines Diapositivs geeignet ist. Schalten wir unseren Oszillografen ein! Bei abgeschaltetem Kippgerät erscheint nach kurzer Zeit auf dem Bildschirm ein heller Punkt; die Lichtquelle ist gefunden.

Der Elektronenstrahl schreibt einen Raster

Die Bewegung des Elektronenstrahls macht uns keine Schwierigkeiten. Wenn wir die niedrigste Kippfrequenz wählen, erscheint auf dem Schirm bereits ein Strich, eine Zeile. Wir vermögen die einzelnen Stellungen des Elektronenstrahls auf Grund der Augenträgheit schon nicht mehr zu unterscheiden.

Für die Abtastung eines Bildes muß der Strahl noch zusätzlich in der Senkrechten abgelenkt werden. Dazu ist eine zweite Kippspannung erforderlich. Schauen wir uns im Bild 19.3 an, welchen Weg der Elektronenstrahl unter dem Einfluß zweier sich überlagernder Kippspannungen durchläuft. An den Meßplatten liegt die Kippspannung U_{K1} , an den Zeitplatten U_{K2} . Die Frequenz von U_{K2} ist dreimal so groß wie die von U_{K1} . Zum Zeitpunkt t_1 ist der Augenblickswert beider Kippspannungen Null, so daß der Elektronenstrahl Lage 1 einnimmt. Bei t_2 ist U_{K2} bis zur Hälfte des Maximalwertes gestiegen, der Elektronenstrahl befindet sich jetzt genau in der Mitte zwischen den Zeitplatten. Gleichzeitig ist aber auch U_{K1} größer geworden; der Elektronenstrahl ist von 1 nach 2 gewandert. Beide Kippspannungen wachsen weiter an. Zum Zeitpunkt t_3 erreicht U_{K2} ihr Maximum. Inzwischen ist U_{K1} auf ein Drittel des Scheitelwertes angestiegen. Der Strahl befindet sich bei 3. Jetzt fällt die *Zeilenkippspannung* auf Null ab; der Elektronenstrahl springt von

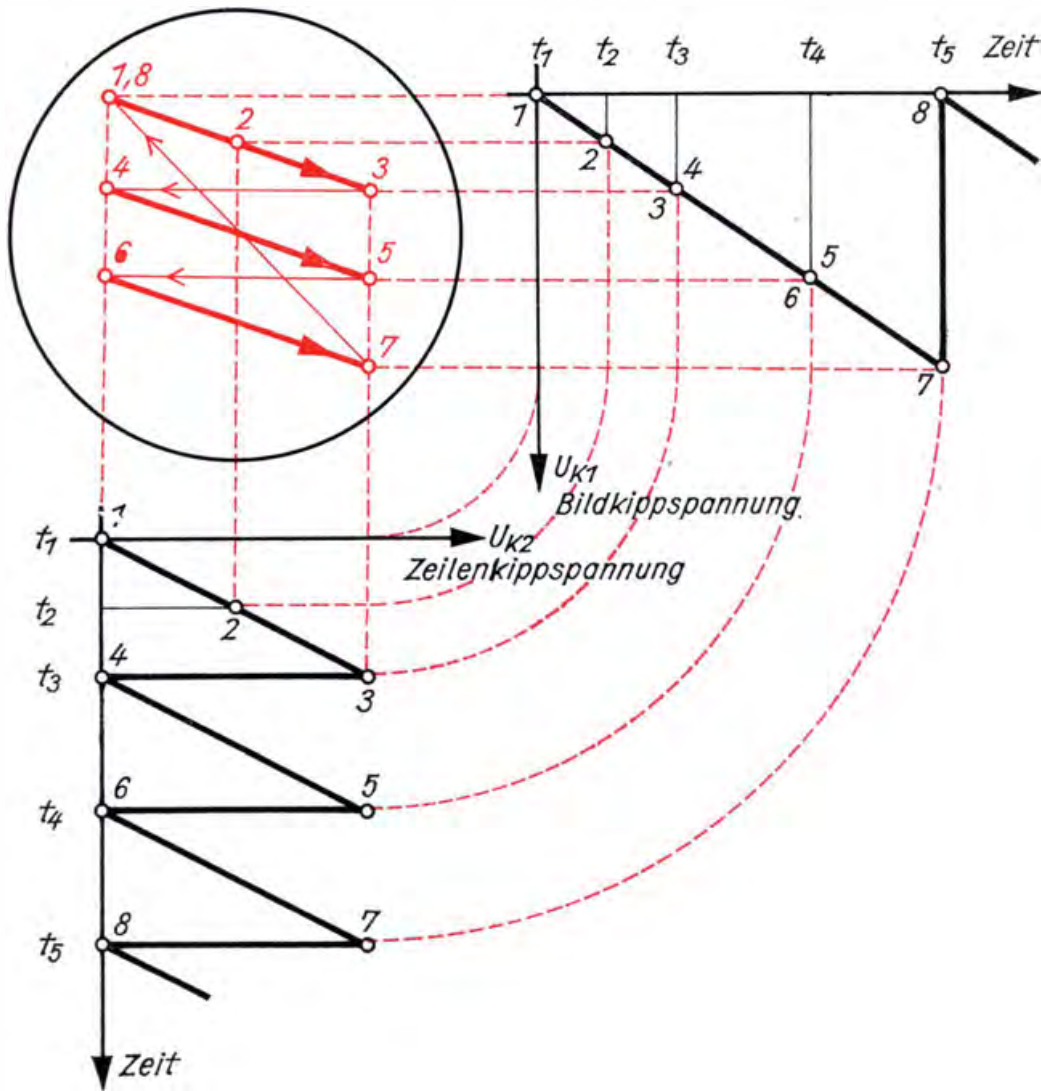


Bild 19.3
Zwei Kippspannungen unterschiedlicher Frequenz überlagern sich zum Fernsehrastrer

3 nach 4. Von hier aus wird die zweite Zeile abgetastet. Bei 5 angekommen, erfolgt wieder der rasche Zeilenrücklauf nach 6 und das Abtasten der dritten Zeile. Bei t_7 fallen beide Kippspannungen auf Null ab; der Strahl springt von 7 nach 8 bzw. 1, also an den Anfangspunkt zurück. Das Bild kann erneut abgetastet werden.

Wir erkennen, daß zwischen der Zeilenzahl z und den Ablenkfrequenzen f_B und f_z ein ganz bestimmter Zusammenhang besteht. Wenn z. B. ein 50-Zeilen-Bild in 0,1 s abgetastet werden soll, muß die Bildfrequenz

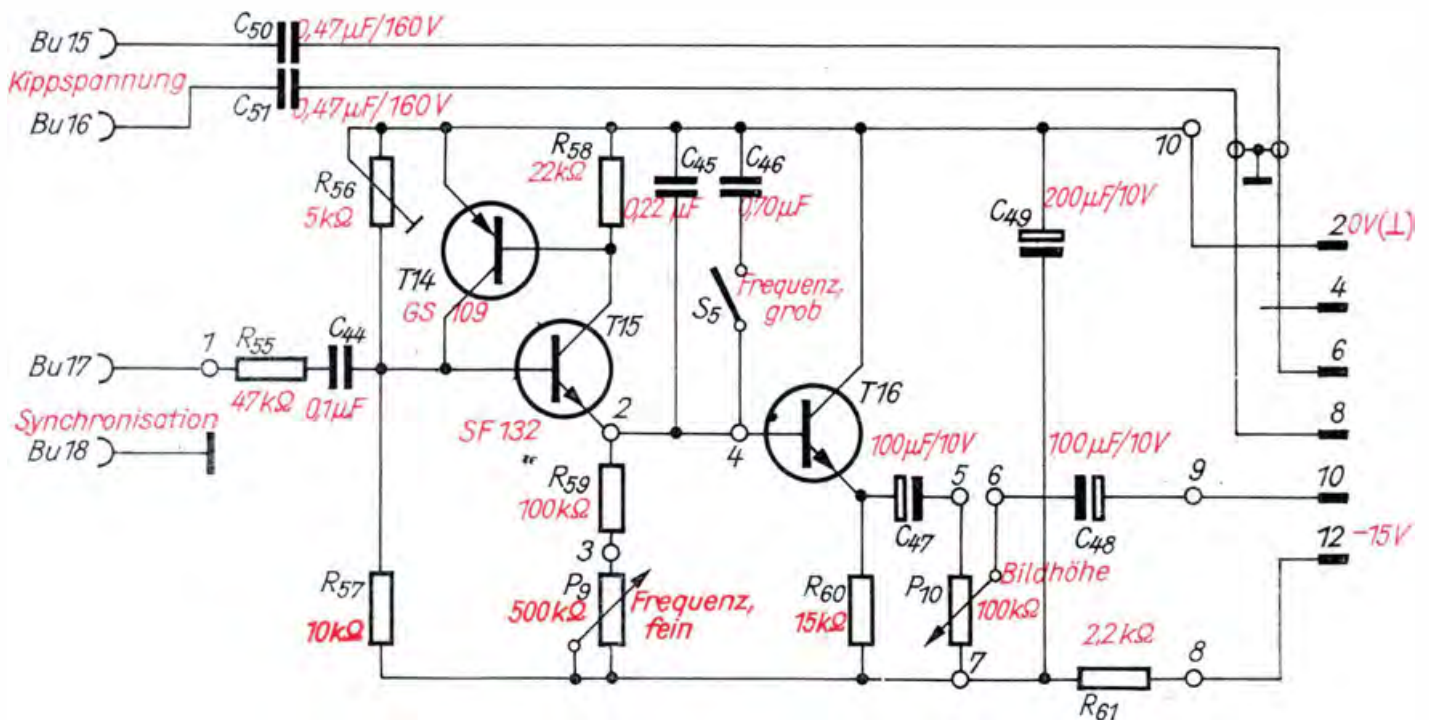
$$f_B = \frac{1}{T_B} = \frac{1}{0,1 \text{ s}} = 10 \text{ Hz} \text{ und die Zeilenfrequenz } f_z = \frac{z}{T_B} = z \cdot f_B = 50 \cdot 10 \text{ Hz} = 500 \text{ Hz betragen.}$$

Eine Versuchsreihe soll uns das Entstehen des sogenannten *Fernsehrastrers* auf dem Schirm unseres Oszillografen veranschaulichen. Bevor wir sie allerdings durchführen können, brauchen wir ein weiteres Kippgerät.

Wir bauen ein zweites Kippgerät

Seine Schaltung übernehmen wir vom Oszillografen (vgl. Bild 10.22). Da das Frequenzband des Kippgerätes nicht so breit wie das eines Zeitablenkgerätes sein muß, wird der Aufwand an Kippkondensatoren bedeutend geringer. Bild 19.4 zeigt das Schaltbild. Mit dem Kippschalter S_5 wird der Kondensator C_{46} zu C_{45} parallelgeschaltet, so daß ein zweiter, niedrigerer Frequenzbereich gewählt werden kann. Das Potentiometer P_9 dient dem Feineinstellen der Kippfrequenz. R_{56} ist so einzustellen, daß bei Parallelschaltung der beiden Kippkondensatoren die niedrigste Frequenz 10 Hz beträgt. Dann stellen sich automatisch Frequenzbereiche von 10 bis 45 Hz und – bei geöffnetem Schalter S_5 – von 35 bis 170 Hz ein. Auf der Frontplatte des noch zu fertigenden Gehäuses für das Bildkippergerät kennzeichnen wir die beiden Schalterstellungen von S_5 z. B. mit „10 Hz“ und „100 Hz“. Mit P_{10} am Emittor der Kollektorstufe T_{16} , für die ein Miniplastbasteltransistor (SF 215) mit $B = 200$ eingesetzt wurde, läßt sich die Amplitude der Kippspannung und damit die Bildhöhe wunschgemäß einstellen. Die Potentiometer P_9 und P_{10} schließen wir so an, daß bei Rechtsanschlag die höchste Frequenz bzw. die größte Amplitude erzeugt wird.

Bild 19.4
Schaltbild des Bildkippergerätes



Damit dieses Ablenkergerät mit dem Oszillografen eine geschlossene Einheit bildet, konstruieren wir es genauso wie den Meßverstärker (vgl. Bild 10.31). Die Schaltung bauen wir auf einer 70 mm × 50 mm großen Platine auf, deren Leitungsführung und Bestückungsplan in Analogie zu Bild 10.24 entworfen werden. Die Anschlüsse 8, 9 und 10 sind zusätzlich anzubringen. Das Bohrschema der Frontplatte für das kleine Gehäuse aus kupferkaschiertem Halbzeug ist im Bild 19.5 dargestellt. Die beiden Seitenplatten sind 72 mm × 50 mm, die Deckplatte und die

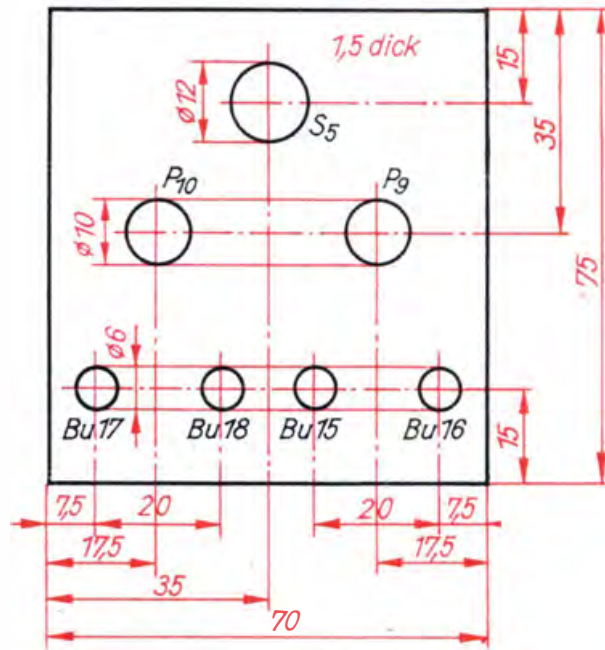


Bild 19.5
Die Frontplatte des
Bildkippergerätes

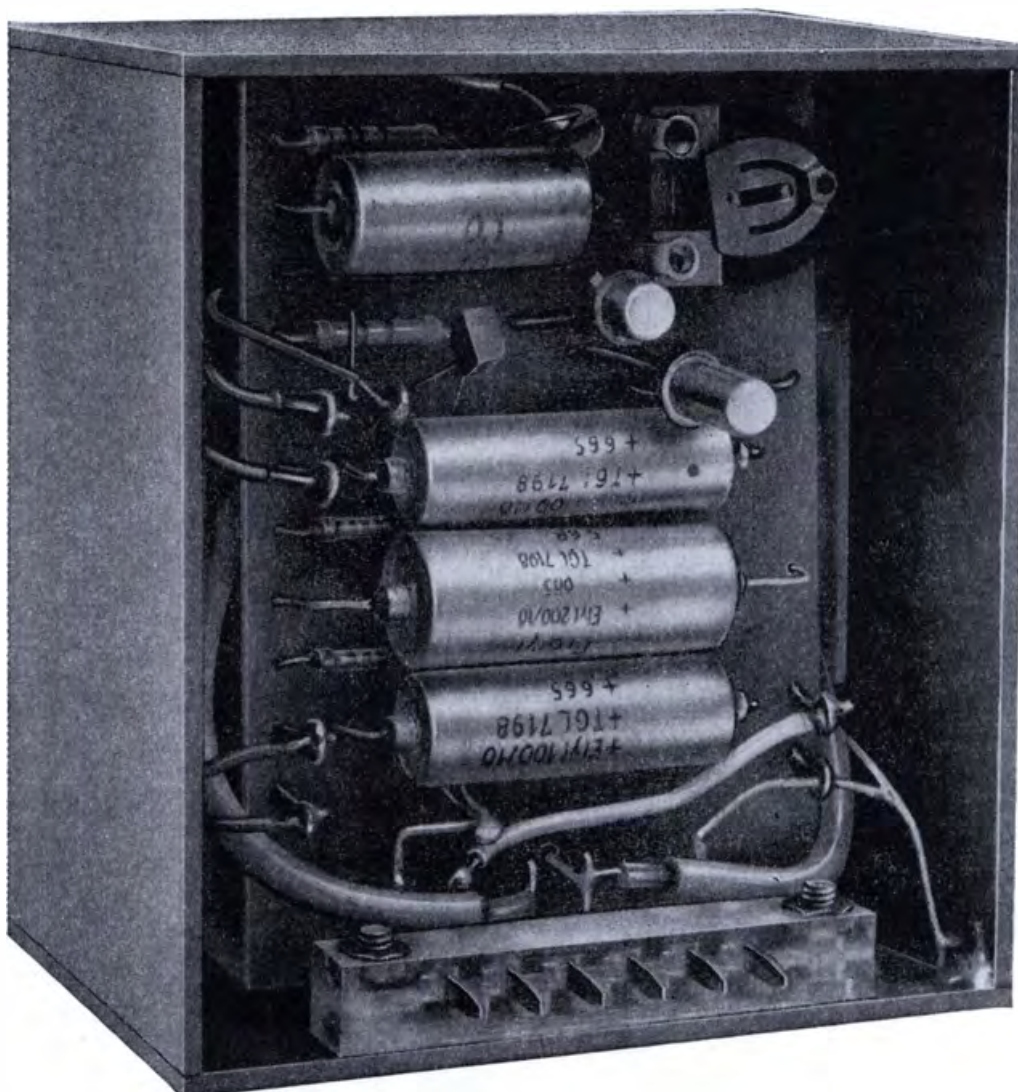
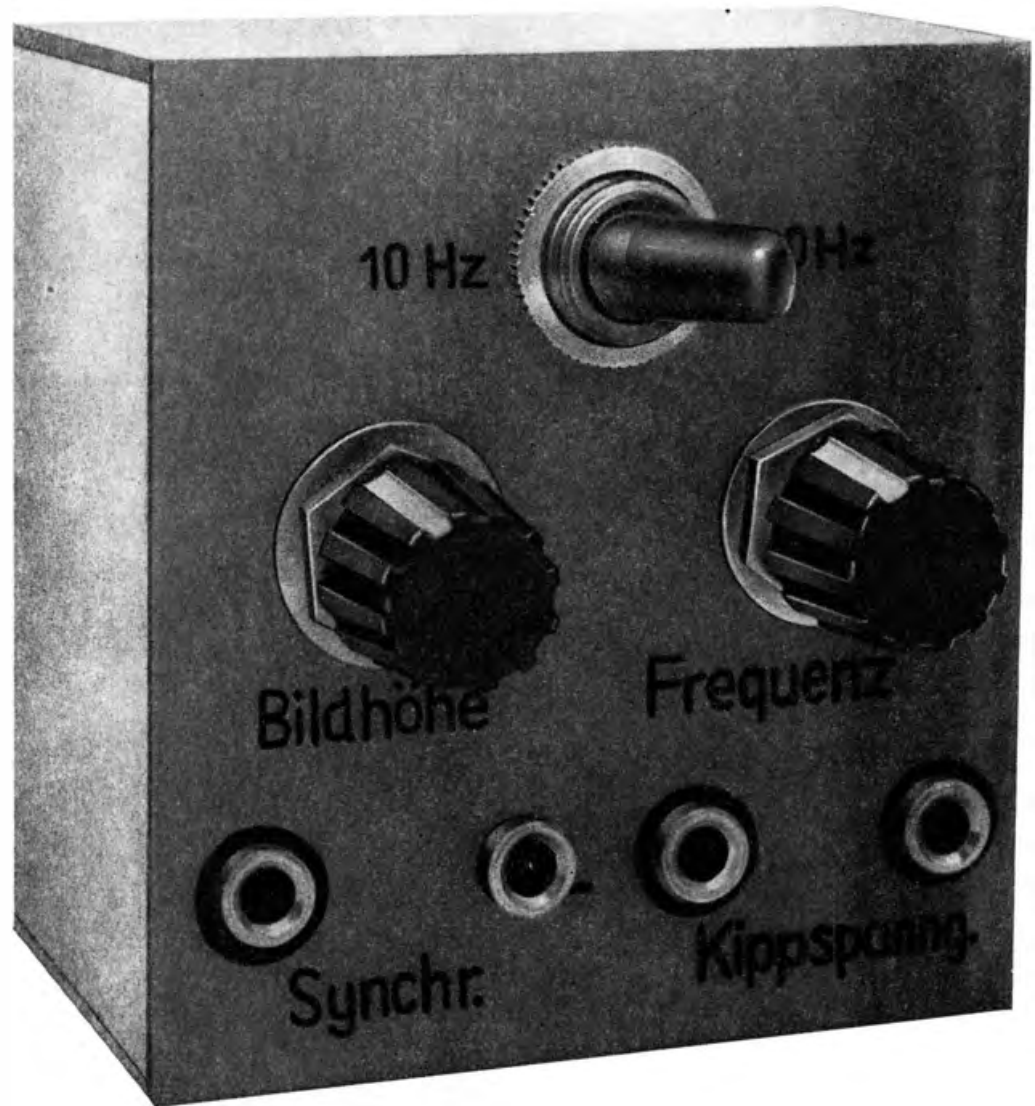


Bild 19.6 a)
Unser Bildkippergerät
von hinten

Bild 19.6 b)
Unser Bildkippperät
von vorn



Bodenplatte je 70 mm \times 50 mm groß; eine Rückwand ist nicht erforderlich. Bild 19.6 zeigt zwei Ansichten des fertigen Bildkippperätes. Wir schieben es an Stelle des Meßverstärkers in das Gehäuse des Oszillografen.

Im ersten Teil der Versuchsreihe sehen wir uns die Spannung des neuen Ablenkerätes an, und zwar im höchsten Frequenzbereich. Dazu ist der Schalterhebel von S_5 auf „100 Hz“ zu legen und P_9 bis zum rechten Anschlag zu drehen. Den Amplitudenregler P_{10} drehen wir etwa zu drei Vierteln auf. Der Drehschalter des Zeitablenkerätes steht in Stellung 1, das Potentiometer zur Feinregelung am linken Anschlag. Wir schalten ein. Nach kurzer Zeit erscheint auf dem Bildschirm des Oszillografen die zeitliche Abbildung der Bildkippschwingung. Etwa fünfzehn Schwingungen können wir auszählen. Dann legen wir den Hebel von S_5 auf „10 Hz“, verkleinern also die Bildfrequenz. Jetzt werden nur noch drei Schwingungen aufgezeichnet. Anschließend drehen wir P_9 nach links und verkleinern so die Bildfrequenz weiter. Zunächst erscheinen zwei Kippschwingungen auf dem Schirm, und kurz vor dem linken Anschlag bringen wir eine einzige Schwingung zum Stehen. Die Frequenzen beider Ablenkeräte stimmen genau überein und betragen etwa 12 Hz (vgl. S. 150 u. 279).

Teil 2 des Versuchs soll uns das Entstehen eines Rasters zeigen. Wir wählen am Drehschalter des Zeitablenkgerätes, das wir von jetzt ab als Zeilenkippergerät verwenden, Frequenzstufe 2. Der Elektronenstrahl schreibt einen Raster mit drei Zeilen, da die Zeilenfrequenz dreimal so groß wie die Bildfrequenz geworden ist. Drehen wir den Feinregler nach rechts, wird die Zeilenfrequenz weiter vergrößert. Es erscheint ein 4-Zeilen-Raster, wie er im Oszillogramm Bild 19.7 fotografiert wurde.



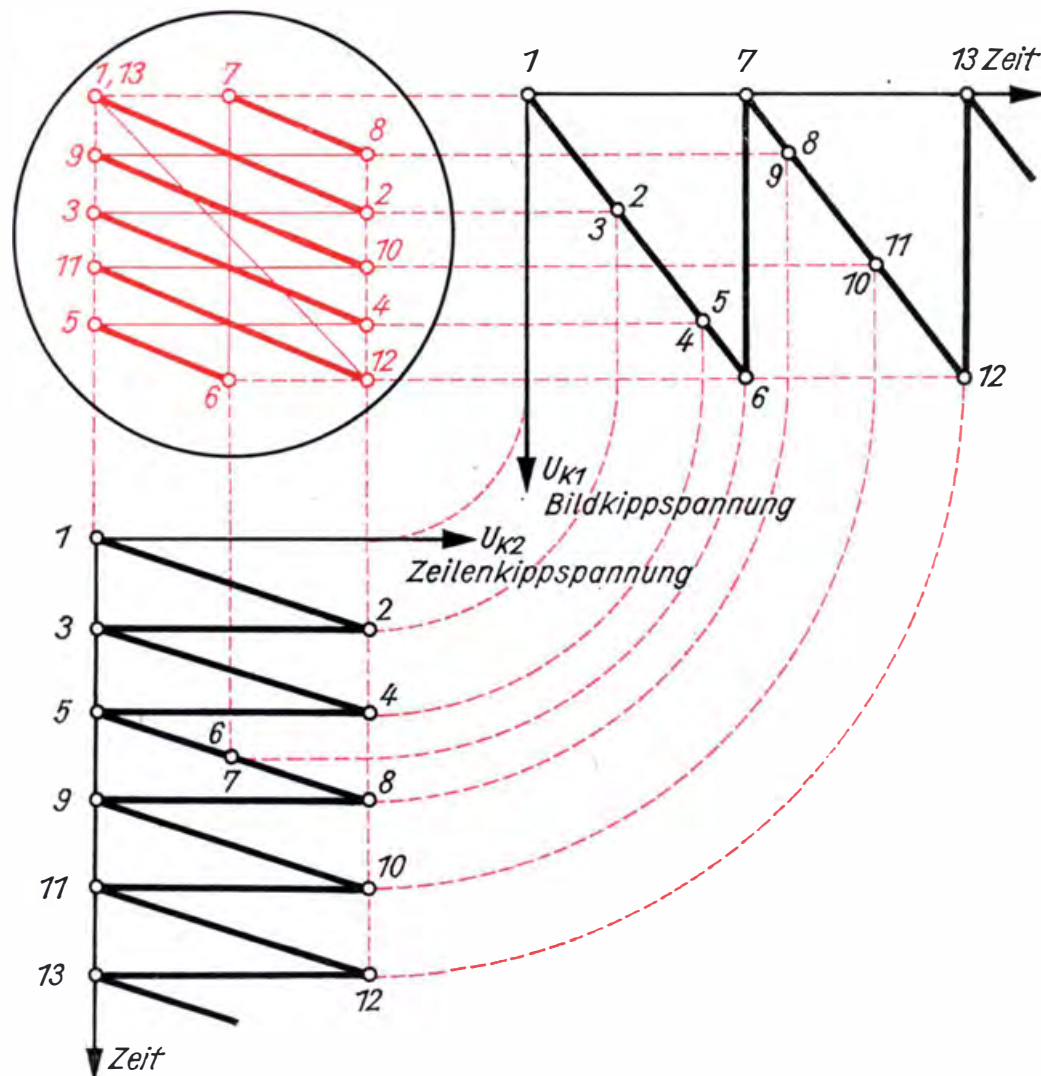
Bild 19.7
Oszillogramm eines
Rasters mit 4 Zeilen

Kurz vor dem rechten Anschlag des Feinreglers wächst die Zeilenzahl bis auf sieben an. Sie wird auf etwa dreißig erhöht, wenn der Drehschalter des Zeilenkippergerätes in Stellung 3 gebracht wird. Wir bemerken aber gleichzeitig eine unangenehme Erscheinung: Das „Bild“ flimmert. Das ist ein Zeichen für zu langsame Abtastung. Wir müssen die Bildfrequenz erhöhen. Bei etwa einer halben Umdrehung von P_9 ist das Flimmern weg, unser Raster hat allerdings jetzt weniger Zeilen als vorher. Deshalb erhöhen wir die Zeilenfrequenz noch einmal um zwei Stufen. Jetzt erhalten wir einen Raster, wie er im Bild 19.8 dargestellt ist. Wir halten fest, daß die ursprünglich angenommene Bildfrequenz von 10 Hz für die Abtastung von Fernsehbildern zu gering ist. Unter unseren Versuchsbedingungen muß die Bildfrequenz für ein flimmerfreies Bild bei mindestens 25 Hz liegen.



Bild 19.8
Oszillogramm eines
Rasters mit 20 Zeilen

Bild 19.9
So entsteht ein Fernseh-
raster mit Zeilen-
sprung



Das Flimmern ist aber nicht nur von der Bildfrequenz, sondern auch noch von der Helligkeit des Rasters abhängig. Mit steigender Helligkeit wird das Flimmern stärker. Deshalb hat man die Bildfrequenz mit 50 Hz festgelegt.

Für einen 625-Zeilen-Raster nach der bei uns gültigen Fernsehnorm (vgl. S. 309) müßte demnach die Zeilenfrequenz $f_z = 625 \cdot 50 \text{ Hz} = 31250 \text{ Hz}$ betragen. Jedes Vergrößern der Zeilenfrequenz bedingt aber auch eine Erhöhung des gesamten technischen Aufwandes der Fernseh-anlage. Wir werden auf dieses Problem beim Zusammenhang zwischen Zeilenfrequenz und Bandbreite des Fernsehsenders noch zu sprechen kommen.

Aus ökonomischen Gründen erwächst die Forderung, bei ausreichender Bildqualität ohne Flimmererscheinung die Zeilenfrequenz möglichst niedrig zu halten. Dazu bedient man sich eines Kunstgriffes. Das Fernsehbild wird in zwei Raten übertragen. Zuerst tastet der Elektronenstrahl die ungeradzahligen Zeilen ab, beim zweiten Male die geradzahligen. Die Abtastung eines Halbbildes erfolgt in $\frac{1}{50} \text{ s}$. Zum Übertragen des ganzen Bildes steht also ein Zeitraum von $T_B = \frac{2}{50} \text{ s} = \frac{1}{25} \text{ s} = 0,04 \text{ s}$ zur Verfügung. In dieser Zeit muß das Bildkippergerät

2 Schwingungen, das Zeilenkippergerät – bei 625 Zeilen je Bild – 625 Schwingungen erzeugen. Die Halbbildfrequenz beträgt weiterhin 50 Hz, die Zeilenfrequenz sinkt jedoch auf $f_z = \frac{z}{T_B} = \frac{625}{0,04 \text{ s}} =$

15 625 Hz. Sie ist nur noch halb so groß wie beim Abtasten ohne Zeilensprung. Im Bild 19.9 ist das Zustandekommen eines Rasters, bei dem jeweils eine Zeile übersprungen wird, dargestellt. Obwohl die Zeilenfrequenz nur zweieinhalbmal so groß wie die Bildfrequenz ist, werden fünf Zeilen (vier ganze und zwei halbe) gezeichnet.

Diese Art der Fernsehbildabtastung heißt *Zeilensprungverfahren*. Bild 19.10 soll veranschaulichen, wie die beiden Halbbilder nacheinander übertragen werden. Voraussetzung für das Entstehen des Zeilensprungs ist eine ungerade Zeilenzahl. Bei einem 625-Zeilen-Bild kommen auf jedes Halbbild $312\frac{1}{2}$ Zeilen, auf eine Bildkippschwingung $312\frac{1}{2}$ Zeilenkippschwingungen. Wenn sich die Zeilenfrequenz geringfügig verändert, so daß beispielsweise nur noch 312 Schwingungen des Zeilenkippergerätes auf eine Bildschwingung kommen, entsteht ein normaler Raster mit 312 Zeilen.

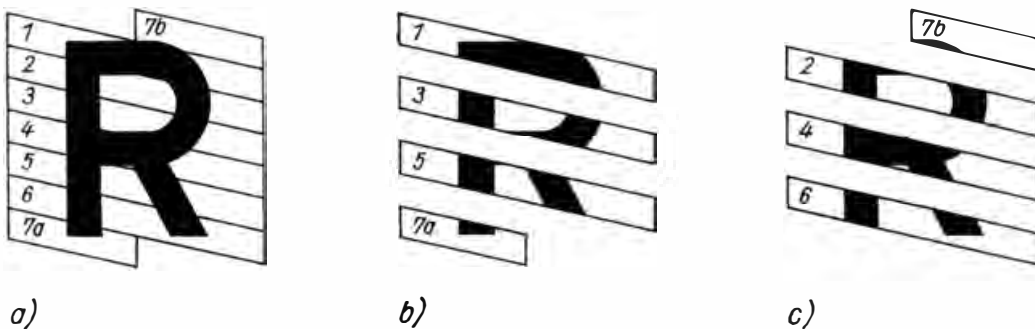
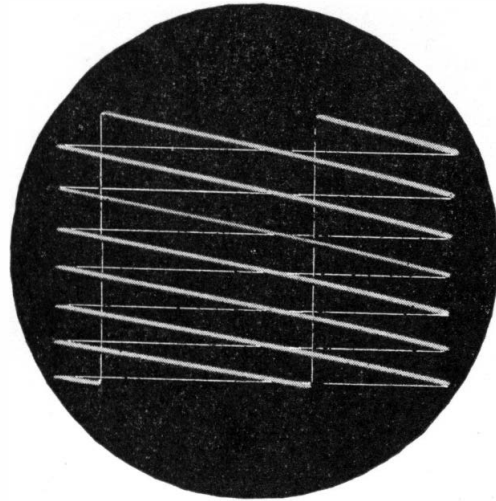


Bild 19.10
Entstehung der Halbbilder durch Zeilensprung:

- a) 7-Zeilen-Raster mit Zeilensprung
- b) 1. Halbbild
- c) 2. Halbbild

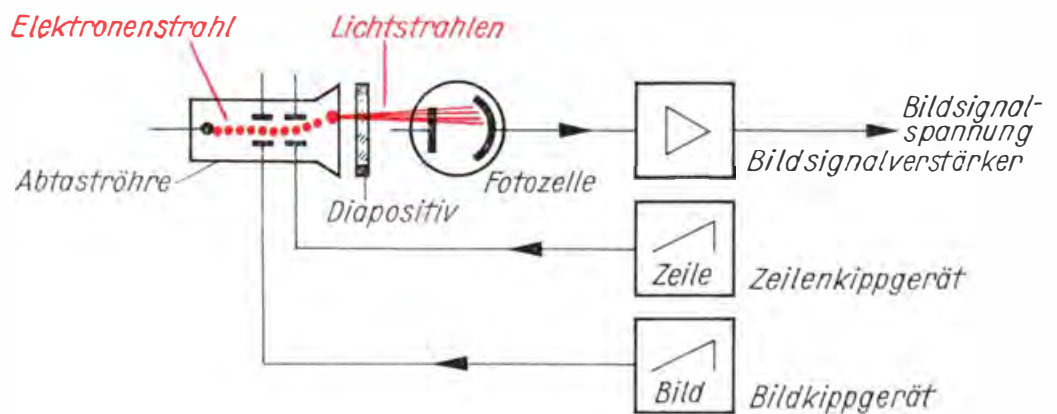
Führen wir auch dazu wieder einen Versuch durch. Am Bildkippergerät stellen wir die niedrigste Frequenz ein (Hebel von S_5 auf „10 Hz“, P_9 linker Anschlag), am Zeilenkippergerät die höchste des ersten Frequenzbereiches (Drehschalter – Stellung 1, Potentiometer – rechter Anschlag). Dann drehen wir das Potentiometer des Zeilenkippergerätes so weit nach links, bis ein normales Raster mit drei Zeilen erscheint. Anschließend vergrößern wir die Bildfrequenz durch Rechtsdrehung von P_9 , bis ein 2-Zeilen-Raster geschrieben wird; f_z beträgt $2 \cdot f_B$. Wir prägen uns die Stellung von P_9 ein und vergrößern f_B so weit, bis beide Frequenzen gleich sind, d. h., bis nur noch eine Zeile zu sehen ist. Genau in der Mitte zwischen den letzten beiden Stellungen von P_9 muß $f_z = 1,5 \cdot f_B$ betragen. Bei diesem Frequenzverhältnis müßten zwei Halbbilder mit je eineinhalb Zeilen ineinander geschrieben werden, also ein Zeilensprung raster mit zwei ganzen und zwei halben Zeilen entstehen. Wir überzeugen uns davon, indem wir P_9 etwas nach links drehen und damit f_B wieder verkleinern. Den im Bild 19.11 sichtbaren Raster erhalten wir folgendermaßen: Zeilenfrequenz grob: Stellung 3, fein: linker Anschlag, Bildfrequenz grob: S_5 auf „100 Hz“, fein: linker Anschlag. Dann erhöhen wir zunächst die Bildfrequenz, bis ein Raster mit drei Zeilen zum Stehen kommt, und verkleinern sie anschließend wieder geringfügig.

Bild 19.11
Oszillogramm eines
Rasters mit Zeilen-
sprung



Wir haben nun die Möglichkeit, eine Bildvorlage in Form eines Diapositivs elektronisch abzutasten. Den grundsätzlichen Aufbau der Lichtpunktabtastung, wie er im Bild 19.2b dargestellt ist; behalten wir bei, ersetzen jedoch Lampe und Lochscheibe durch eine Katodenstrahlröhre. Bild 19.12 zeigt das Blockschaltbild der *elektronischen Lichtpunkt-
abtastung*. Da wir nach diesem Prinzip selbst eine Fernschanlage analog unserer Mikrofonanlage aufbauen wollen, müssen wir zunächst die noch fehlenden Geräte anfertigen, und zwar die Abtasteinrichtung und den Bildsignalverstärker. Als Abtaströhre verwenden wir eine kleine Oszillografenröhre. Im Mustergerät wurde die B4 S2 eingesetzt, ebenso kann aber auch eine B6 genommen werden.

Bild 19.12
Blockschaltbild der
elektronischen Licht-
punkt-
abtastung



Bau einer Abtasteinrichtung und eines Bildverstärkers

Die Schaltung für den Anschluß der B4 S2 ist im Bild 19.13a angegeben. Sie entspricht im Prinzip der Schaltung des bereits gebauten Experimentierständers (vgl. Bilder 9.10 u. 9.15). Die Betriebsspannungen für die Röhre entnehmen wir dem Oszillografen, ebenfalls die erforderlichen Ablenkspannungen. Damit das Seitenverhältnis des Rasters auf dem Schirm der B4 S2 mit dem der B7 S2 im Oszillografen übereinstimmt,

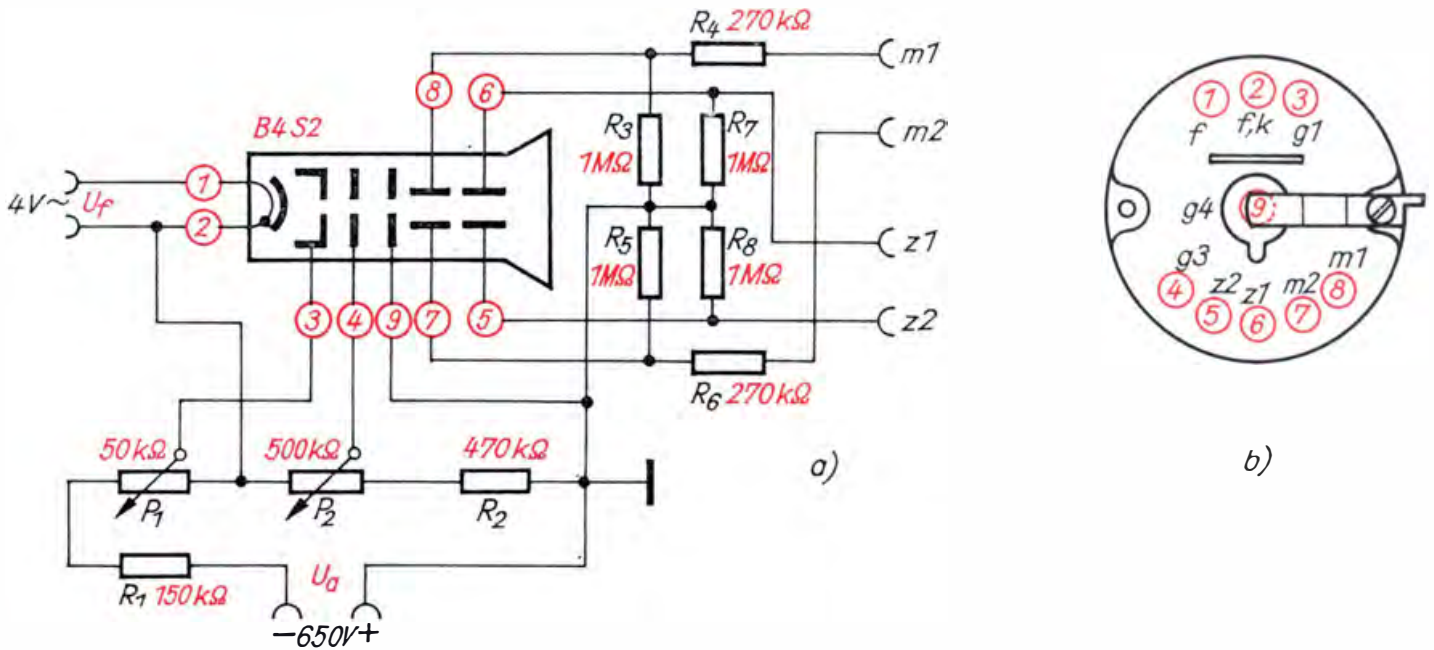


Bild 19.13
Schaltbild der
Abtasteinrichtung (a)
und Sockelschaltbild
der B4 S2 (b)

muß die Amplitude der an m1 und m2 zu legenden Bildkippspannung herabgesetzt werden. Das ist notwendig, weil die kleine Oszillografenröhre ein anderes Ablenkfaktorenverhältnis als die B7 S2 hat. Diese Aufgabe übernehmen die Spannungsteiler R_3R_4 und R_5R_6 . Nur der an R_3 und R_5 abfallende Teil der Bildkippspannung gelangt an die Meßplatten.

Der Widerstand R_1 setzt die Beschleunigungsspannung so weit herab, daß der Schirmdurchmesser für den Raster voll ausgenutzt wird. Lassen wir ihn weg, wird der geschriebene Raster kleiner.

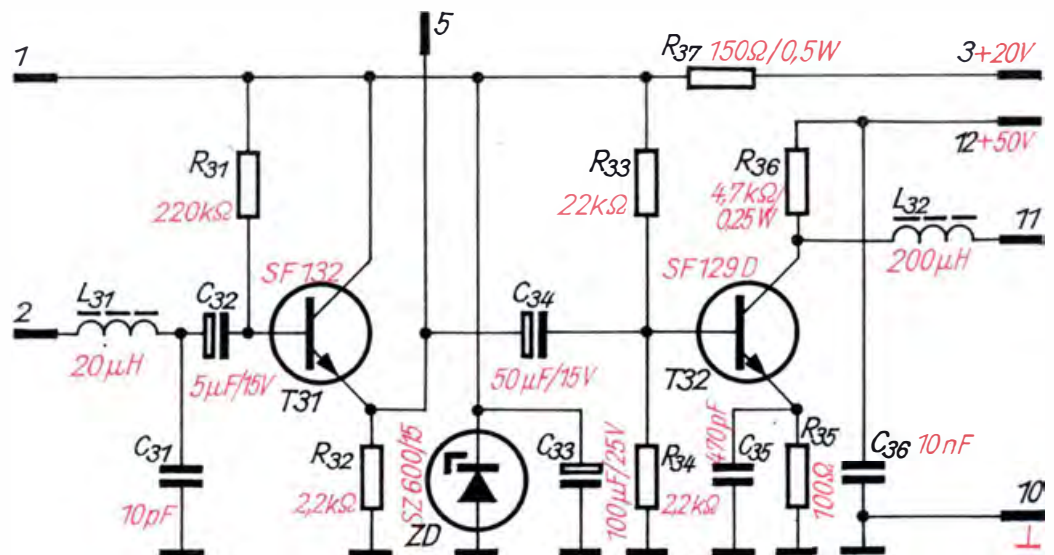
Den Ständer für die Abtastöhre bauen wir in der gleichen Art wie unseren Experimentierständer für die B7 S2 (vgl. Bilder 9.8 u. 9.9). Er ist 120 mm lang, 70 mm breit und 80 mm hoch. Die Radien der Lagerböcke betragen 20 mm und 21,5 mm. Der größere nimmt den Sockel der Röhre auf. Beim Verdrahten der Fassung müssen wir zum Anschluß von g4 (s. Bild 19.13b) einen Winkel aus dem Kontakt einer alten Flachbatterie biegen und ihn mit der Fassung verschrauben.

Zur Funktionsprobe schließen wir die Abtastöhre an den Oszillografen an. Die mit „plus“ bezeichnete Buchse der Abtasteinrichtung verbinden wir mit Masse (0 V), die mit „minus“ bezeichnete über einen Strommesser mit dem Ausgang - 650 V. Der entnommene Strom darf 0,7 mA nicht übersteigen. Ist die Funktionsprobe erfolgreich verlaufen, wenden wir uns der Entwicklung des Bildsignalverstärkers zu.

Zunächst müssen wir ermitteln, welche Wechselspannung für eine gute Helligkeitsmodulation des Elektronenstrahls erforderlich ist. Über ein Potentiometer (1 kΩ/0,2 W), an das wir eine Wechselspannung von 24 V unseres Stromversorgungsgerätes legen, geben wir eine einstellbare Wechselspannung an die Buchsen Bu 5 und Bu 6 unseres Oszillografen. Der Drehschalter des Zeitablenkgerätes steht in Stellung 1, das Potentiometer zur Feinregelung am linken Anschlag. Mit einem Spannungsmesser lesen wir die eingestellte Wechselspannung ab. Bereits ab 2,5 V wird der Schirmbildstrich regelmäßig abgedunkelt; die Grundhelligkeit darf allerdings nicht zu groß sein. Bei etwa 15 V erreichen wir ein gewisses Optimum. Noch höhere Modulationsspannungen wirken sich ungünstig auf die Scharfeinstellung des Elektronenstrahls aus.

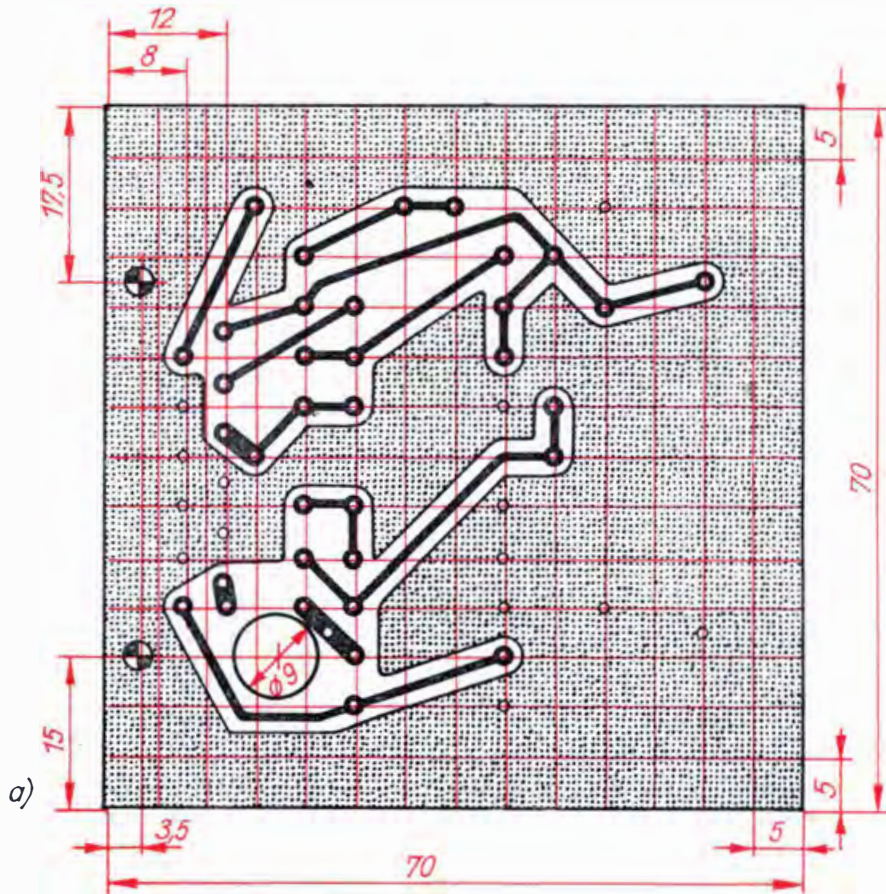
Damit die Endstufe unseres Bildverstärkers Wechselspannungen in der Größenordnung von 15 V abgeben kann, muß ihre Betriebsspannung mindestens $U = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{\sim} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 15 \text{ V} \approx 42 \text{ V}$ betragen. Wir gehen aus Sicherheitsgründen etwas höher und legen sie mit 50 V fest. Da später beim Bau unseres Fernsehempfängers das gleiche Problem noch einmal auftritt, konstruieren wir den Bildsignalverstärker so, daß die Endstufe für beide Zwecke verwendbar ist. Der Bildendverstärker eines Fernsehempfängers muß noch Frequenzen verstärken, die weit oberhalb des NF-Bereiches liegen. Man bezeichnet ihn deshalb als *Videoverstärker*. (Das Wort „video“ ist lateinisch und bedeutet „ich sehe“.) Das Schaltbild des Videoverstärkers ist im Bild 19.14 dargestellt. Da er in unserem Fernsehempfänger die dritte Baugruppe sein wird, haben alle Bauelemente als ersten Index die Ziffer 3. Die erste Stufe mit T 31 ($B = 100$) arbeitet in Kollektorschaltung und sorgt für einen verhältnismäßig hohen Eingangswiderstand. Das Siebglied $L_{31}C_{31}$ am Eingang ist für den Einsatz des Verstärkers im Fernsehempfänger notwendig; es unterdrückt eventuell noch vorhandene ZF-Reste. Die Betriebsspannung der Kollektorstufe beträgt 15 V, die mit der Z-Diode ZD stabilisiert wird (vgl. S. 131); $R_{37}C_{33}$ ist ein normales Siebglied.

Bild 19.14
Schaltbild des Video-
verstärkers



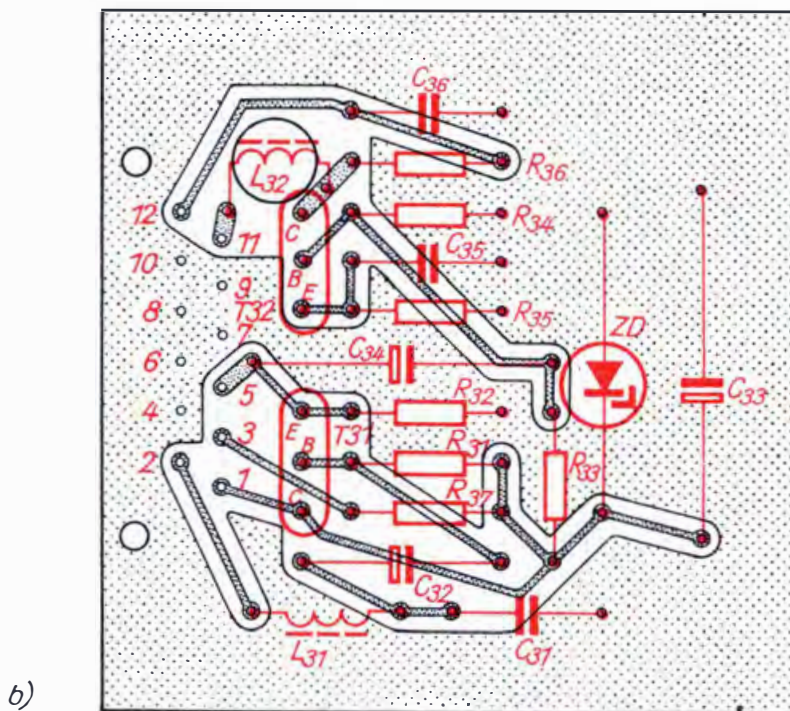
Der Kollektorstrom der Videoendstufe mit T32 muß etwa $I_C = \frac{25 \text{ V}}{4,7 \text{ k}\Omega} = 5,5 \text{ mA}$ betragen. Über die Entzerrerdrossel L_{32} wird die verstärkte Bildsignalspannung entnommen. Die angegebenen Induktivitätswerte für L_{31} und L_{32} sind Richtwerte. Für L_{31} wickeln wir 35 bis 40 Windungen 0,2 CuL auf den Kern eines Dreikammerspulenkörpers, von dem wir den Gewindeansatz entfernt haben, und für L_{32} etwa 120 Windungen 0,2 CuL in die beiden oberen Kammern eines Dreikammerspulenkörpers (vgl. Bild 13.7a) und schrauben den Kern vollständig ein.

Die Kapazität von C_{35} ist so gewählt, daß die mit R_{35} erzeugte Gegenkopplung für hohe Videofrequenzen geringer als für niedrige ist. Näheres dazu wird auf Seite 311 gesagt. Anschluß 5 interessiert uns erst



⊕ Bohrungen $\varnothing 3,1$, alle übrigen Bohrungen $\varnothing 1,0$

Bild 19.15
Leitungsführung (a)
und Bestückungsplan
(b) für die Leiter-
platte des Videover-
stärkers



bei der Anwendung im Fernsehempfänger. Nach dem Erproben des Videoverstärkers auf dem Experimentierbrettchen bauen wir die Schaltung auf einer Leiterplatte nach Bild 19.15 auf. Das Schaltbild des Bildsignalvorverstärkers entnehmen wir Bild 19.16a.

Er ist dreistufig aufgebaut, wobei die erste Stufe mit T1 in Kollektorschaltung arbeitet und den verhältnismäßig niederohmigen Eingang des sich anschließenden zweistufigen Verstärkers in Emitterschaltung an die hochohmige Fozelle F anpaßt.

Die Fozelle gibt beim Abtasten des Diapositivs nach Bild 19.24a eine Spannung von Spitze zu Spitze der Größenordnung $U_{ss} \approx 10 \text{ mV}$ ab.

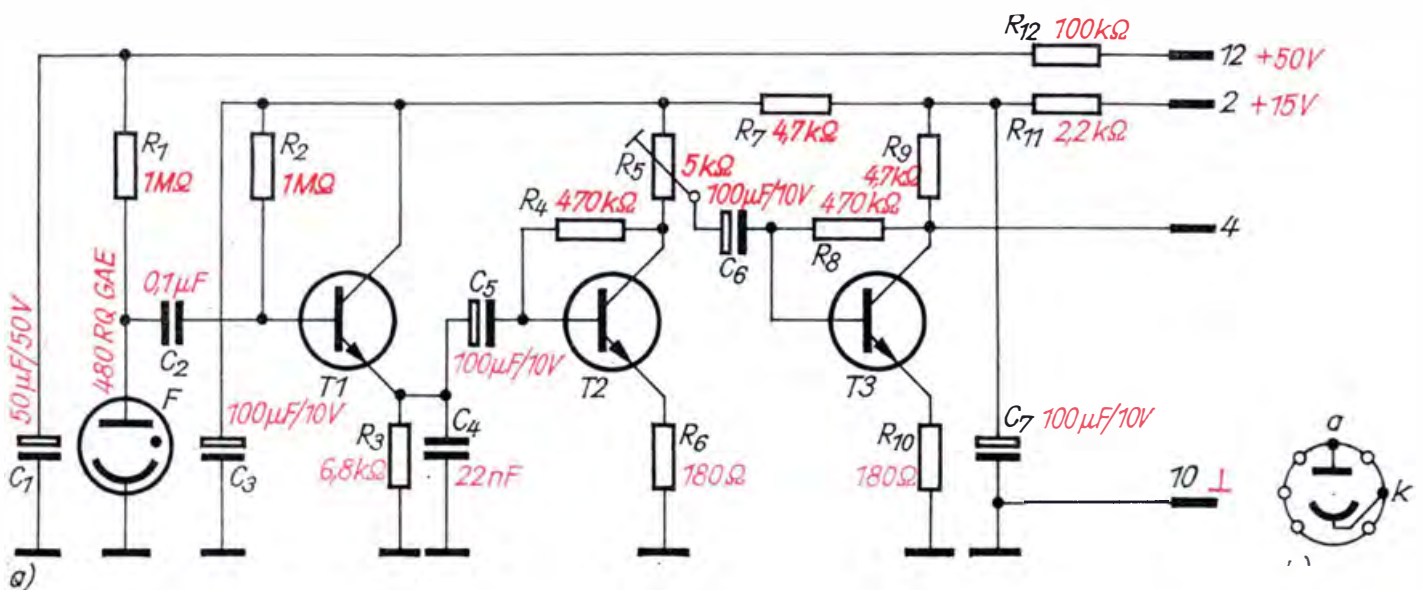
Um sie auf 40 V zu bringen, ist eine Verstärkung von $\frac{40 \text{ V}}{0,01 \text{ V}} = 4000$ erforderlich. Da sie beim Videoverstärker bei etwa 50 liegt, muß sie beim Vorverstärker $\frac{4000}{50} = 80$ betragen. Das läßt sich mit nur einer

Stufe schwerlich erreichen. Deshalb hat der Vorverstärker zwei Emitterstufen. Wenn jede dreißigfach verstärkt, ergibt sich eine Gesamtverstärkung von 900. Aus diesem Grund verwenden wir für den Arbeitswiderstand R_5 der ersten Emitterstufe einen Einstellwiderstand, der nur zu $\frac{80}{900} \approx \frac{1}{10}$ aufgedreht sein darf (Abgriff bei 10% von dem Ende, an dem der Pluspol liegt). Ist die an R_5 abgegriffene Spannung zu groß, kann unter Umständen nicht nur der Vorverstärker, sondern auch der Videoverstärker zum Schwingen angeregt werden.

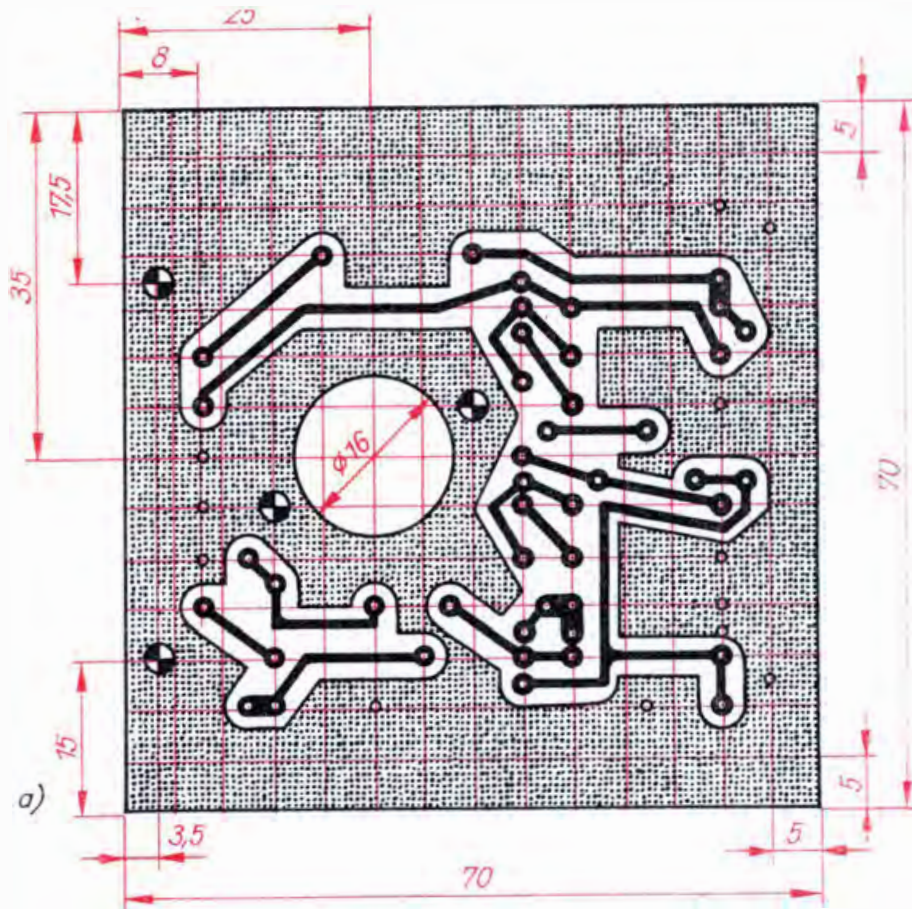
Für alle drei Stufen eignen sich Miniplastbasteltransistoren (SF 215). Die Stromverstärkungen betragen für T1 $B = 150$ und für T2 sowie T3 $B = 100$. $R_{12}C_1$ ist das Siebglied der Fozellenspannung und dient gleichzeitig der Entkopplung vom Endstufentransistor T3; $R_{11}C_7$ und R_7C_3 entkoppeln die einzelnen Stufen des Verstärkers voneinander.

Als Fozelle F verwenden wir eine Zelle mit der Typenbezeichnung 480 RQ/GAE. Für uns sind nur die letzten drei Buchstaben der Typenangabe von Interesse. G bedeutet Glasgehäuse, A bezeichnet das Katenodenmaterial (Antimon-Zäsium mit extrem hoher Absolutempfindlichkeit), und E besagt, daß die Zelle mit einem Edelgas geringen Druckes gefüllt ist. Vakuumzellen, die als letzten Buchstaben ein V haben, sind für unseren Zweck nicht geeignet. Bild 19.16b zeigt die Sockelschaltung der Fozelle.

Bild 19.16
Schaltbild des Bildsignalvorverstärkers
(a) und Sockelschaltbild der Fozelle
480 RQ GAE (b)



Diesen Verstärker erproben wir nicht auf dem Experimentierbrettchen. Wegen seiner hohen Verstärkung und seines hohen Eingangswiderstandes ist er äußerst brummempfindlich und mit angeschlossener Fotozelle zudem noch äußerst empfindlich gegenüber geringsten



⊕ Bohrungen $\varnothing 3,1$, alle übrigen Bohrungen $\varnothing 1,0$

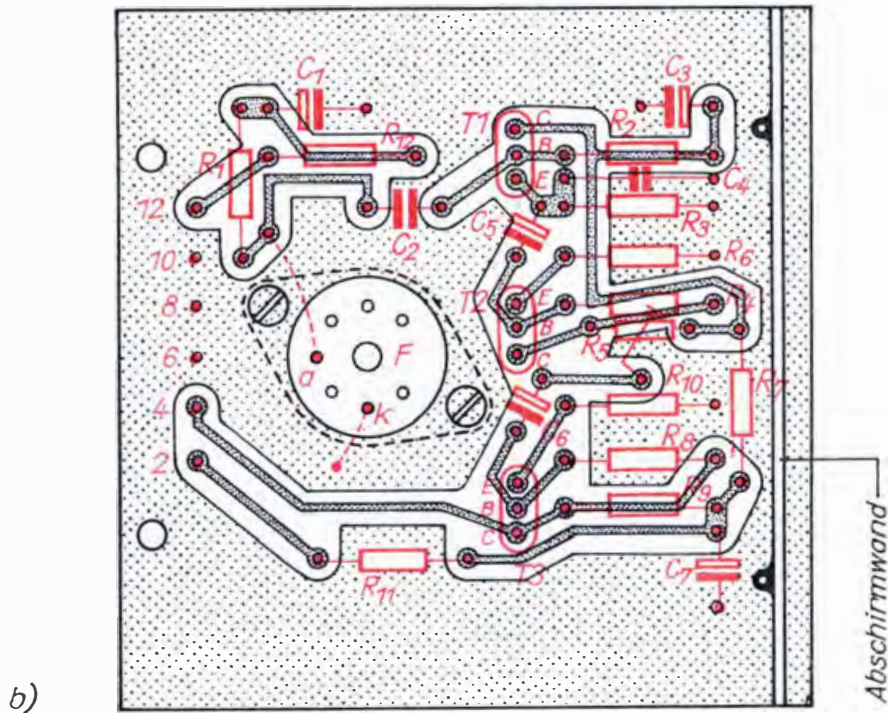
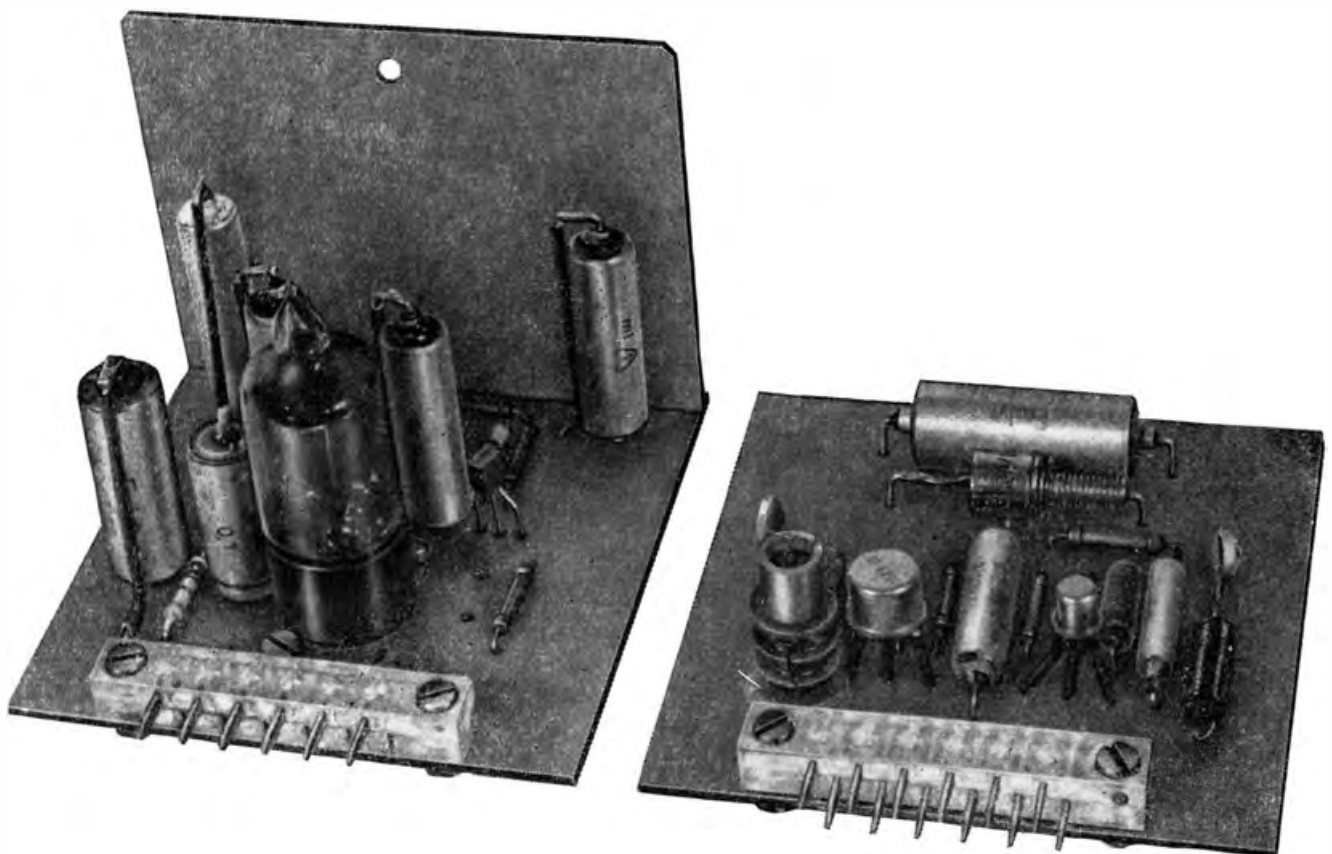


Bild 19.17
Leitungsführung (a)
und Bestückungs-
plan (b) für die Lei-
terplatte des Bild-
signalvorverstärkers

Helligkeitsschwankungen. Wir bauen ihn auf einer Leiterplatte nach Bild 19.17 auf. Die siebenpolige Novalfassung für die Fotozelle ordnen wir unterhalb der Platine an, sämtliche Kondensatoren löten wir stehend ein. Die beiden Verstärkerbaugruppen können wir im Bild 19.18 betrachten. Die senkrechte Platte aus kupferkaschiertem Halbzeug an der Platinenrückseite des Vorverstärkers ist 70 mm \times 55 mm groß; sie dient sowohl der elektrischen als auch der optischen Abschirmung. Bild 19.19 zeigt beide Baugruppen von der Leiterseite. Das Gehäuse des Bildsignalverstärkers fertigen wir in der bekannten Art aus kupferkaschiertem Halbzeug. Das Bearbeitungsschema für die Frontplatte entnehmen wir Bild 19.20. Die Seitenwände sind 90 mm \times 108,5 mm, der Deckel ist 73 mm \times 90 mm groß. Die beim Betrachten der Frontplatte links angeordnete Seitenwand erhält vier Telefonbuchsen in 35 mm Höhe für die Betriebsspannungen, wobei die beiden Buchsen für die Pluspole von der Kupferschicht der Wand isoliert sein müssen (vgl. S. 158). In die rechte Seitenwand setzen wir in gleicher Höhe zwei Buchsen zur Entnahme der Bildsignalspannung ein. Die mit dem Anschluß 11 des Videoverstärkers zu verbindende Buchse muß wieder vom Gehäuse isoliert sein. Nach dem Verlöten der Gehäuseplatten schrauben wir mit je zwei Winkeln nach N2 die beiden Zeibina-Federleisten an die Innenseite der Frontplatte (vgl. Bild 19.21) und verdrahten anschließend nach Bild 19.22. Die Maße der vier Winkel betragen $a = 10$, $b = 15$, $c = 7$, $d = 1$, $e = 3,5$, $f = h = 5$, $i = k = 3$ (vgl. Bild 3.16b). Am Deckel des Gehäuses schrauben wir ebenfalls einen kleinen Winkel an, der am freien Schenkel Innengewinde M3 zum Anschrauben der Abschirmplatte des Vorverstärkers haben muß. Als Auflage für die Platine des Videoverstärkers kleben wir an die Seitenwände je ein kleines Stückchen Platinenmaterial.

Bild 19.18
So sehen die bestückten Leiterplatten der beiden Baugruppen des Bildsignalverstärkers aus



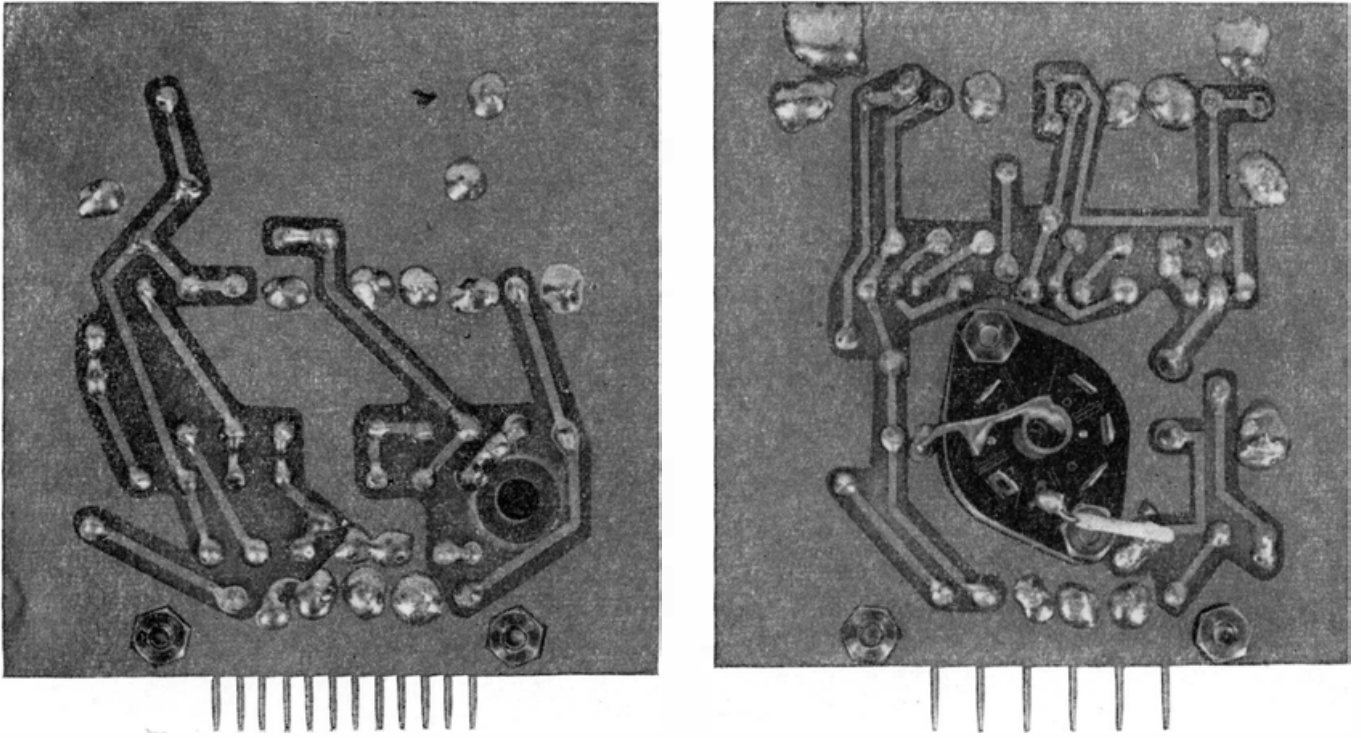


Bild 19.19
Die Platinen der beiden Verstärkerbau-
gruppen, von der
Leiterseite aus ge-
sehen

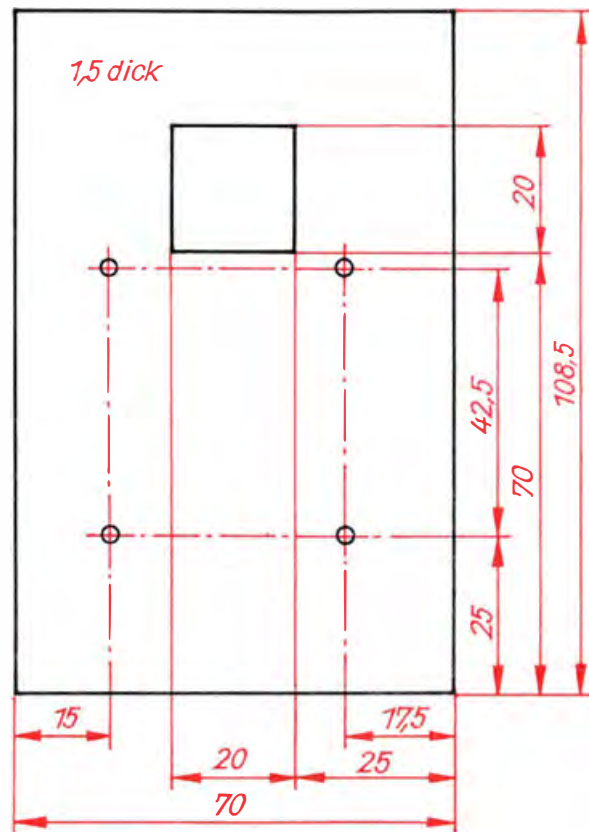


Bild 19.20
Die Frontplatte des
Gehäuses für den
Bildsignalverstärker

Bild 19.21
So sind die beiden
Verstärkerplatinen
im Gehäuse ange-
ordnet

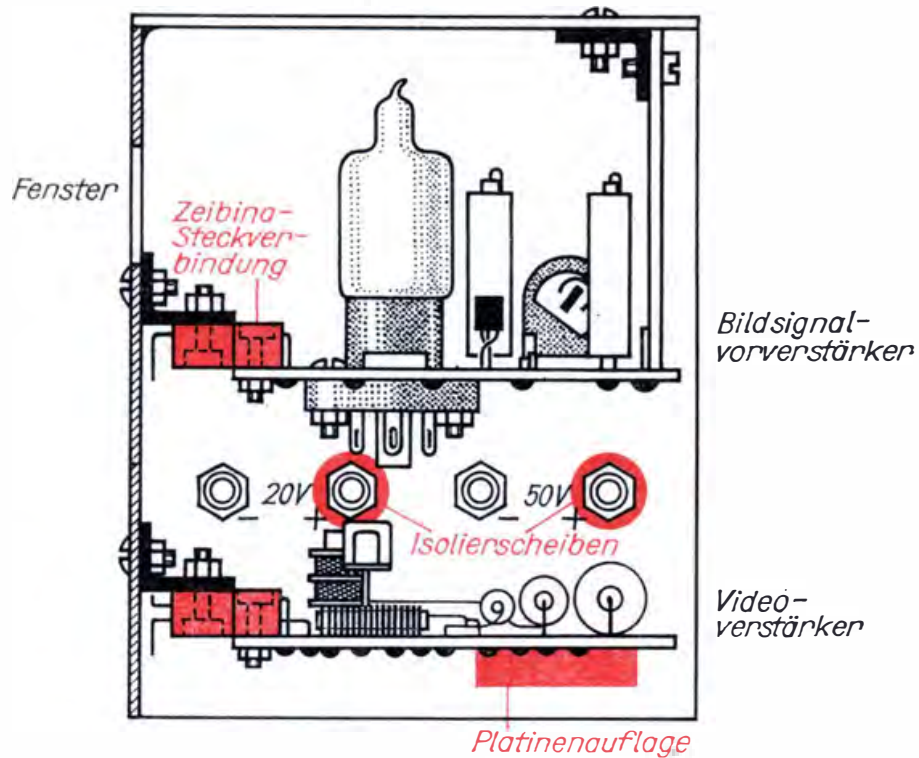
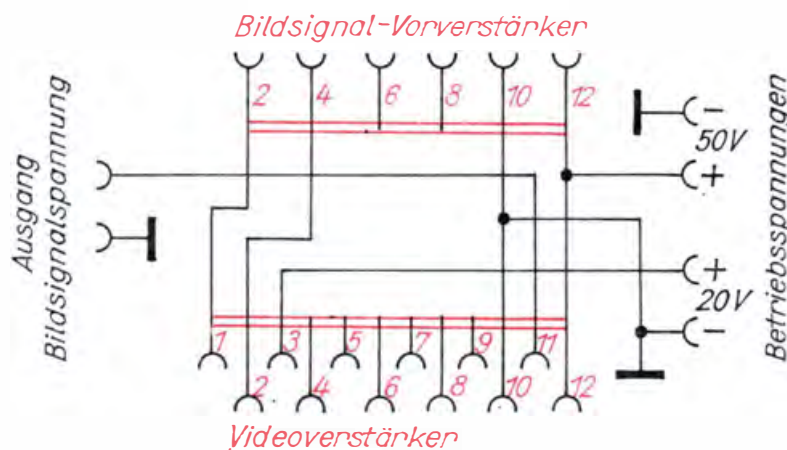


Bild 19.22
Verdrahtungsplan
für das Gehäuse des
Bildsignalverstärkers



Wir tasten ein Bild elektronisch ab

Nachdem die beiden Geräte fertiggestellt sind, bauen wir einen Versuch nach Bild 19.23 auf. Er soll uns das Entstehen des *Bildsignals* veranschaulichen. Wir verbinden den Ausgang des Bildsignalverstärkers über unsere Meßleitung mit dem Eingang des Meßverstärkers (Stellung 1) und drehen dessen Eingangspotentiometer bis zum rechten Anschlag auf. Dann schließen wir den Verstärker an unser Stromversorgungsgerät an und legen in beide Plusleitungen je einen Strommesser. Die Stromaufnahme des Verstärkers beträgt am 20-V-Anschluß etwa 35 mA, am 50-V-Anschluß 5,5 mA. Die Abtaströhre stellen wir unmittelbar vor der Frontplatte des Verstärkers so auf, daß das Licht vom Schirm der B4 S2 durch das Frontplattenfenster auf die Fozelle treffen kann. Der Drehschalter für die Zeilenfrequenz des Oszillografen befindet sich in Stellung 2.

Da es uns in diesem Versuch lediglich um das Entstehen der Bildsignalspannung geht, tasten wir auf einem Diapositiv nur eine Zeile ab. Wir

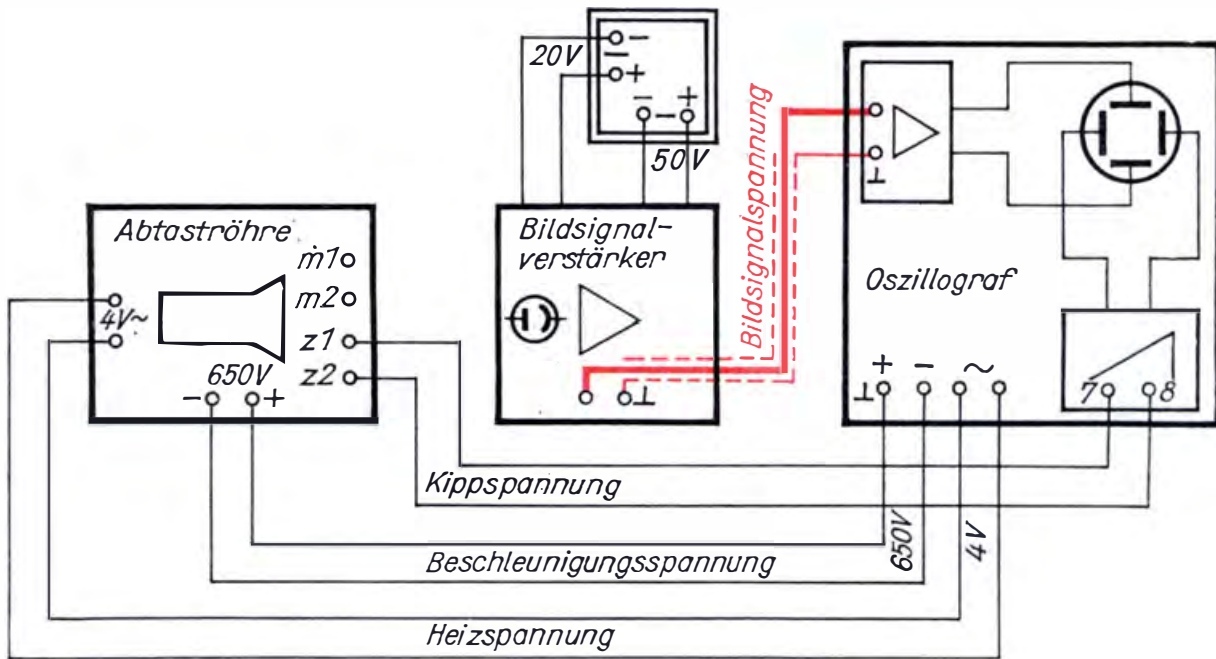


Bild 19.23
Schaltung zum
Oszillografieren der
Bildsignalspannung

verbinden die Zeitplatten der Abtastöhre mit dem Ausgang des Zeilenkippergerätes und gewährleisten damit, daß die Elektronenstrahlen beider Röhren genau im gleichen Rhythmus abgelenkt werden. Das Diapositiv nach Bild 19.24a zeichnen wir mit schwarzer Tusche auf einen etwa 30 mm breiten Streifen Zelluloid (Ausweishülle oder ähnliches). Sobald auf beiden Schirmen die Zeile geschrieben wird, fokussieren wir die Elektronenstrahlen so gut wie möglich. Auf der Abtastöhre stellen wir die volle Helligkeit ein, auf der Oszillografenröhre nur so viel, daß der Strahl gut zu sehen ist. Unser Diapositiv halten wir unmittelbar an den Schirm der Abtastöhre. Der Abtaststrahl soll rechtwinklig über alle Streifen laufen.

Auf dem Bildschirm erscheint das Oszillogramm des Bildsignals (Bild 19.25). Beim Übergang des Elektronenstrahls von einem undurchsichtigen (schwarzen) Streifen auf einen durchsichtigen (weißen) springt der Strahl nach unten, beim Übergang von weiß auf schwarz nach oben. Wir versuchen nun, R_5 des Vorverstärkers so einzustellen, daß die Höhe des Oszillogramms der Bildsignalspannung etwa 2 cm beträgt. Mit der Gleichung $U_{ss} = \frac{10^{4-x} \cdot A_m \cdot h}{V}$ berechnen wir nun die

Spannung von Spitze zu Spitze. Für x setzen wir die jeweilige Stellung des Bereichsschalters am Eingang des Meßverstärkers ein, A_m ist der Ablenkfaktor der Meßplatten und beträgt für die B7 S2 in unserem Oszillografen $17 \frac{V}{cm}$. Für h setzen wir die Höhe des Oszillogramms

ein und für V die Maximalverstärkung; wir ermittelten sie zu $V = 900$ (vgl. S. 162). Obige Gleichung liefert allerdings nur dann richtige Werte, wenn das Potentiometer P_7 des Meßverstärkers voll aufgedreht ist. Für $h = 2$ cm beträgt die Ausgangsspannung des Bildsignalverstärkers

Bild 19.24
 Von diesen Diapositi-
 ven erzeugen wir
 Fernsehbilder



a)



b)



c)



d)

Bild 19.25
 Oszillogramm der
 Bildsignalspannung

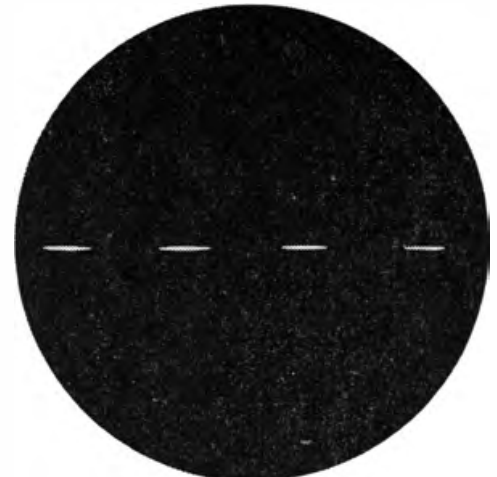
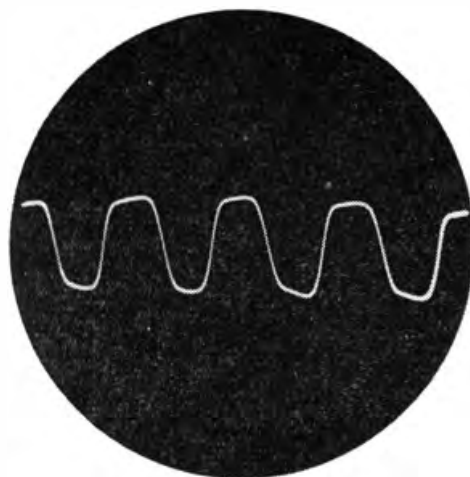
$$U_{ss} = \frac{10^{4-1} \cdot 17 \frac{\text{V}}{\text{cm}} \cdot 2 \text{cm}}{900} = \frac{10^3 \cdot 17 \cdot 2}{0,9 \cdot 10^3} \text{V} = \frac{34}{0,9} \text{V} \approx 38 \text{V}.$$

Im nächsten Versuch legen wir die Bildsignalspannung an den Eingang „Helligkeitsmodulation“, im übrigen entspricht der neue Versuchsaufbau genau dem vorhergehenden. Das Bildsignal gelangt jetzt an den Wehnelt-Zylinder der Oszillografenröhre. Wenn wir ihre Helligkeit etwas zurücknehmen, erkennen wir das im Bild 19.26 fotografierte Oszillogramm. Der Elektronenstrahl ist helligkeitsmoduliert. Dort, wo der Abtaststrahl auf eine schwarze Bildstelle trifft, ist der Wiedergabestrahler nicht zu sehen, beim Abtasten eines weißen Streifens entsteht eine helle Stelle auf dem Schirm des Oszillografen. Auf diese Art gewinnen wir die dem Diapositiv entsprechenden Helligkeitswerte aus der Bildsignalspannung wieder zurück.

Das ist der Grundgedanke der Bildwiedergabe beim Fernsehen. Sobald durch die Bildsignalspannung der Wehnelt-Zylinder stärker negativ wird, als es die Katode ist, wird der Strahlstrom geringer und damit der Leuchtpunkt auf dem Bildschirm dunkler. Bei positiver Signalspannung entsteht ein heller Punkt. Die Grundhelligkeit stellen wir mit dem Potentiometer „Helligkeit“ ein.

Im Bild 19.27 ist das Blockschaltbild der einfachsten elektronischen Fernsehanlage dargestellt. Wichtig für das Entstehen eines originalgetreuen Bildes ist der Gleichlaufzwang zwischen Bildabtastung und Bildwiedergabe. Die Elektronenstrahlen beider Röhren müssen sich zu gleichen Zeiten an genau den gleichen Rasterstellen befinden. Das ist in der Schaltung nach Bild 19.27 gewährleistet, da für das Ablenken beider Elektronenstrahlen dieselbe Kippspannung verwendet wird.

Bild 19.26
 Das Bildsignal modu-
 liert den Elektronen-
 strahl unseres
 Oszillografen



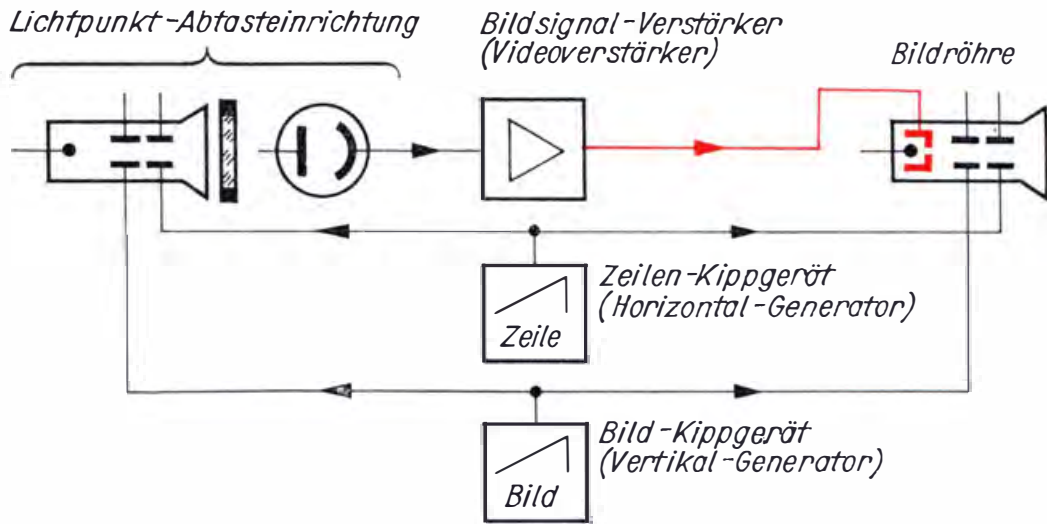
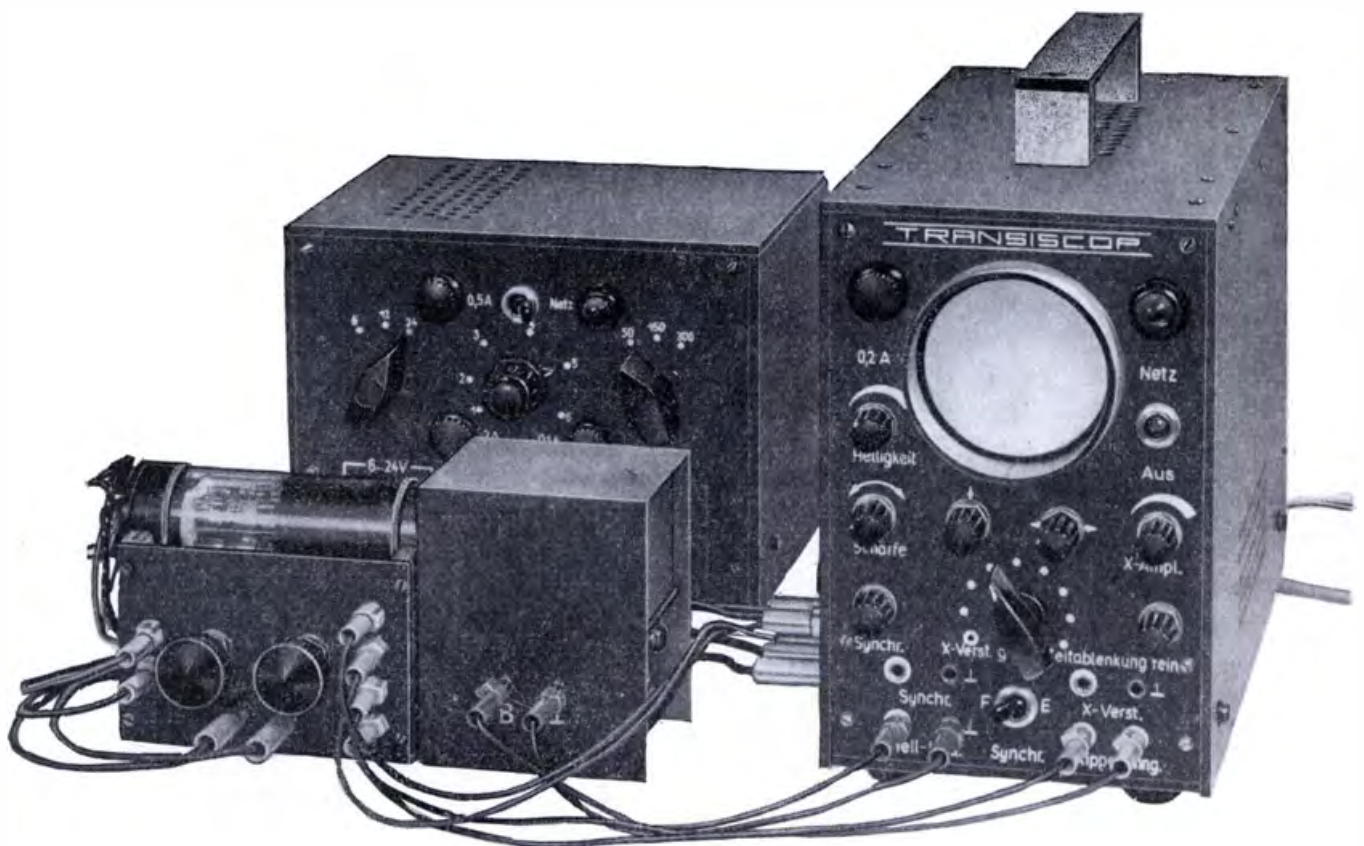


Bild 19.27
 Blockschaltbild der
 einfachsten Fernseh-
 anlage

Die einfachste Fernsehanlage entsteht

Nun ist es endlich soweit: Wir übertragen ein eigenes Fernsehbild. Der Versuchsaufbau unserer Fernsehanlage ist aus Bild 19.28 ersichtlich, die Schaltung entnehmen wir Bild 19.29. Sie unterscheidet sich von der des letzten Versuchs nur dadurch, daß an Stelle des Meßverstärkers das Bildkippergerät eingeschoben und sein Ausgang mit den Buchsen m1 und

Bild 19.28
 Unsere Fernsehanlage



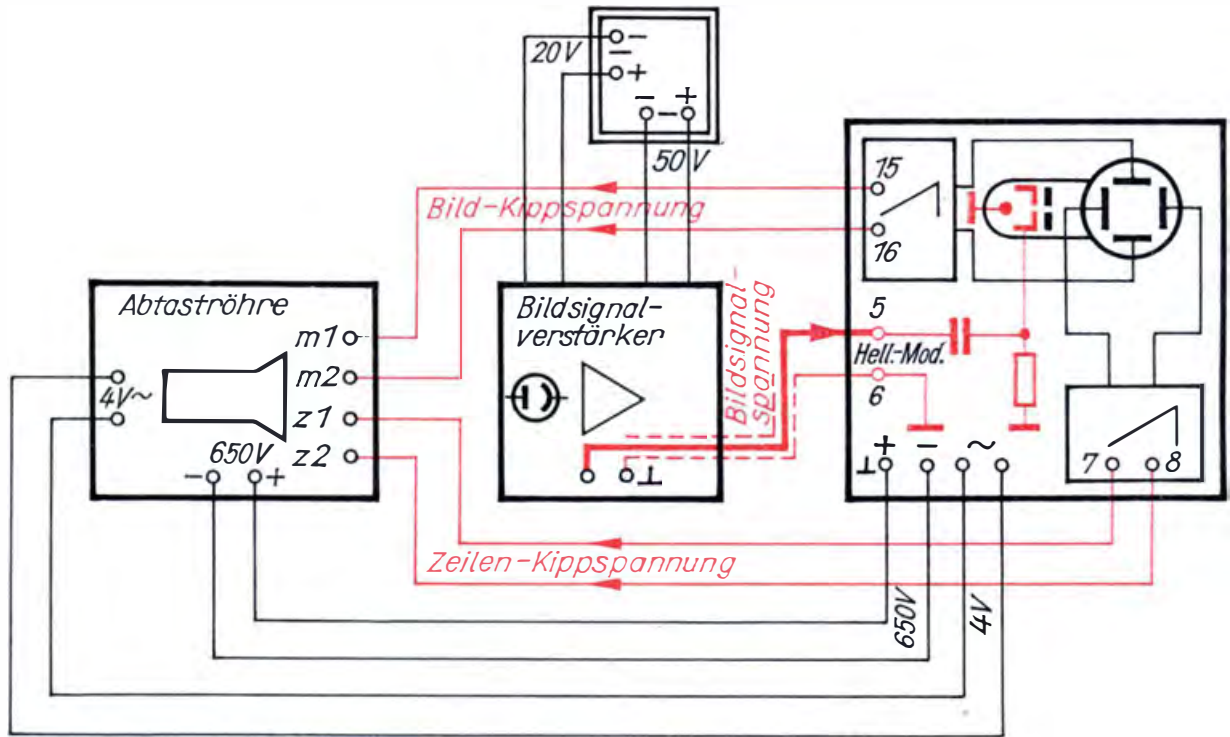


Bild 19.29
Schaltung der Fernseh-
sehanlage

m2 der Abtastrohre verbunden wird. Die Kippgeräte stellen wir folgendermaßen ein: Zeilenfrequenz grob: Drehschalter Stellung 4, fein: Potentiometer etwa auf Mitte, Bildfrequenz grob: Schalterhebel auf „10 Hz“, fein: Potentiometer links anschlagen. Die Bildfrequenz beträgt dann 10 Hz, die Zeilenfrequenz etwa 500 Hz. Unser Raster wird demnach etwa fünfzig Zeilen haben.

Wir achten beim Abtasten der Diapositive darauf, daß sie unmittelbar am Schirm anliegen, sonst wird das Fernsehbild unscharf. Welche Vorlagen wir übertragen, bleibt unserem Einfallsreichtum überlassen. Jedoch muß einschränkend bemerkt werden, daß die Bilder kontrastreich sein müssen und keine zu kleinen Details aufweisen dürfen. Wir können nämlich die Zeilenzahl nicht beliebig erhöhen, da das Schirmmaterial der Abtastrohre bei Zeilenfrequenzen oberhalb 500 Hz Trägheiterscheinungen zeigt. Die fotografierten Empfängerbilder der im Bild 19.24 enthaltenen Diapositive können wir im Bild 19.30 betrachten.

Im Gegensatz zu der *elektrostatischen* Strahlablenkung unserer Oszillografenröhren werden die Elektronenstrahlen in technischen Fernsehanlagen grundsätzlich *elektromagnetisch* abgelenkt. Schauen wir uns auch das in einem Versuch an! Als Ablenkspule verwenden wir die Experimentierspule des „Empfängers“ aus dem Grundlagenversuch zur drahtlosen Energieübertragung (vgl. Bild 11.9). Wir ordnen sie 3 bis 4 cm von der Abtastrohre entfernt so an, daß die Spulenachse mit der Röhrenachse eine waagerechte Ebene bildet, beide Achsen senkrecht aufeinander stehen und der gedachte Schnittpunkt etwa in der Mitte der Röhrenachse liegt. Die Abtastrohre ist wie im Bild 19.23 mit dem Oszillografen verbunden. Er dient in diesem Versuch lediglich als Netzgerät und zur Zeitablenkung. Dann legen wir an die gesamte Wicklung der Ablenkspule eine Wechselspannung von 6 V aus unserem Stromversorgungsgerät. Sofort erscheint auf dem Schirm der B4 S2 das bekannte Oszillogramm der Wechselspannung. Wir erkennen, daß auch ein Magnetfeld den Elektronenstrahl ablenken kann.



Bild 19.30
Die Empfängerbilder
der Diapositive nach
Bild 19.24

Um die Rasterverzerrungen auf dem großen Schirm einer Bildröhre möglichst gering zu halten, wird die Ablenkspule in zwei Teilspulen getrennt, die gegenüberliegend am Röhrenhals angeordnet werden. Der Elektronenstrahl wird oft auch elektromagnetisch fokussiert. Dazu wird eine Zylinderspule auf den Röhrenhals geschoben. Das Elektroden-system im Hals einer Fernsehrohr ist aus diesem Grunde einfacher als das einer Oszillografenröhre. Bild 19.31 zeigt den Aufbau einer Fernsehbildröhre.

So arbeiten Fernsehaufnahmeröhren

Das Lichtpunktabtastverfahren wird heute nur noch teilweise zum Übertragen von Diapositiven und Bildvorlagen angewendet. Für die Aufnahme von Personen, Gegenständen und Vorgängen sind spezielle *Bildfängerröhren* entwickelt worden.

Im Bild 19.32 ist der Aufbau einer der ältesten Bildaufnahmeröhren, des *Ikonoskops*, dargestellt. Wichtigstes Bauelement dieser Röhre ist eine lichtempfindliche *Speicherplatte*, auf der über eine Optik das zu übertragende Objekt scharf abgebildet wird. Zum Verständnis der

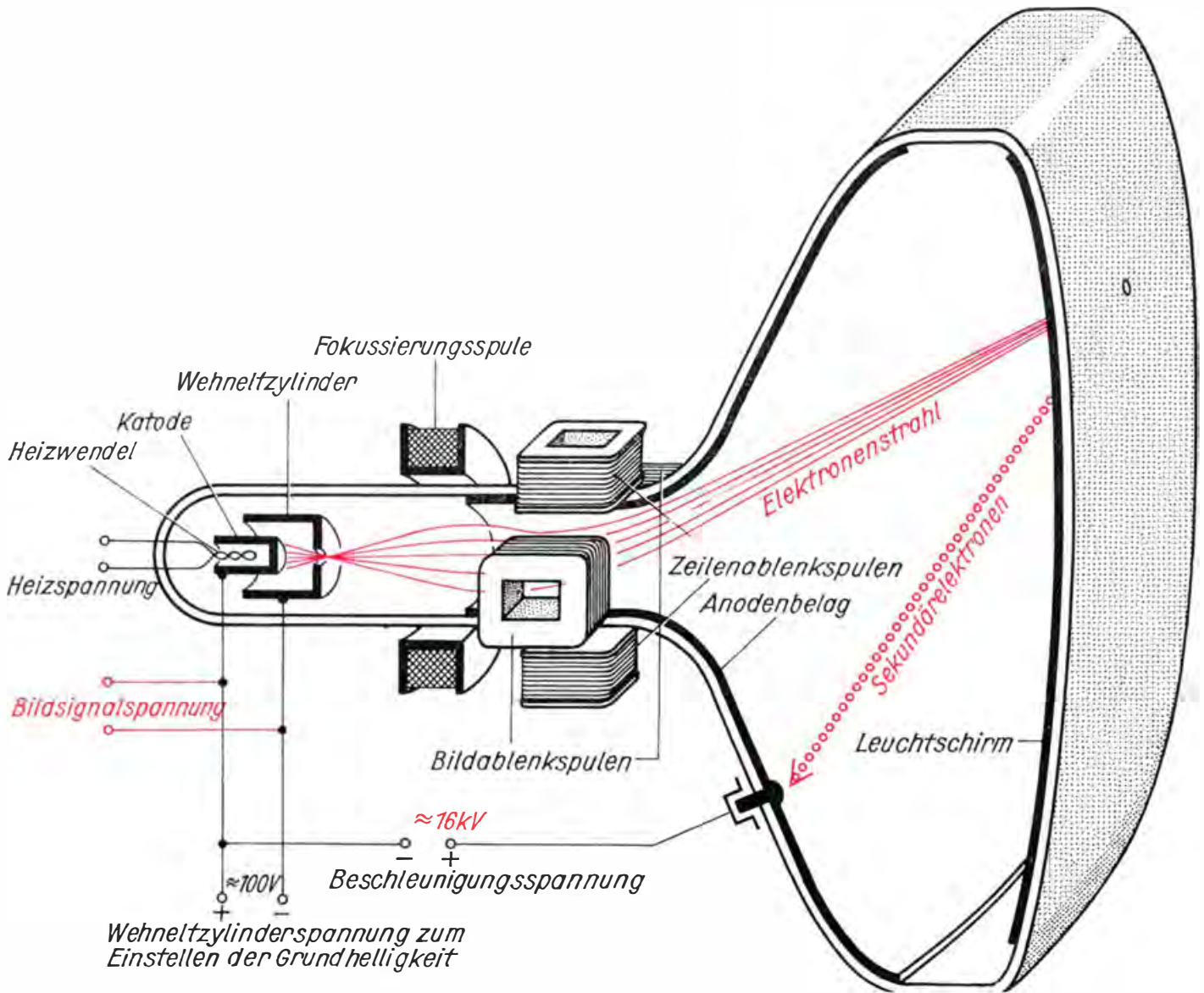


Bild 19.31
 Schema einer Fernseh-
 bildröhre

Wirkungsweise des Ikonoskops betrachten wir zunächst Bild 19.33a. Ein Lichtstrahl trifft auf ein Flächenelement aus lichtempfindlichem Material. Dabei wird – wie aus der Katode einer Fotozelle – beispielsweise ein Elektron herausgeschlagen und von der positiv geladenen zylinderförmigen Anode abgesaugt. Die kleine Fotokatode, die ursprünglich elektrisch neutral war, ist positiv geladen. Das wiederum hat zur Folge, daß die durch eine Glimmerfolie von der Fotokatode getrennte metallische Signalplatte negativ aufgeladen wird. Fotokatode und Signalplatte bilden einen Miniaturkondensator, dessen Dielektrikum die Glimmerfolie ist.

Im Unterschied zur Katode einer Fotozelle besteht die Fotoschicht auf der Bildspeicherplatte eines Ikonoskops aus sehr vielen, voneinander getrennten, mikroskopisch kleinen Flächenelementen und wird deshalb auch als *Mosaikfotokatode* bezeichnet. Auf dieser Schicht wird das Objekt genauso abgebildet wie auf dem Filmstreifen eines Fotoapparates. An den hellen Bildstellen werden sehr viele Elektronen aus den Mosaikteilchen befreit, an dunkleren weniger. Im Bild 19.33b ist die unterschiedliche Helligkeit durch verschieden breite Lichtstrahlen-

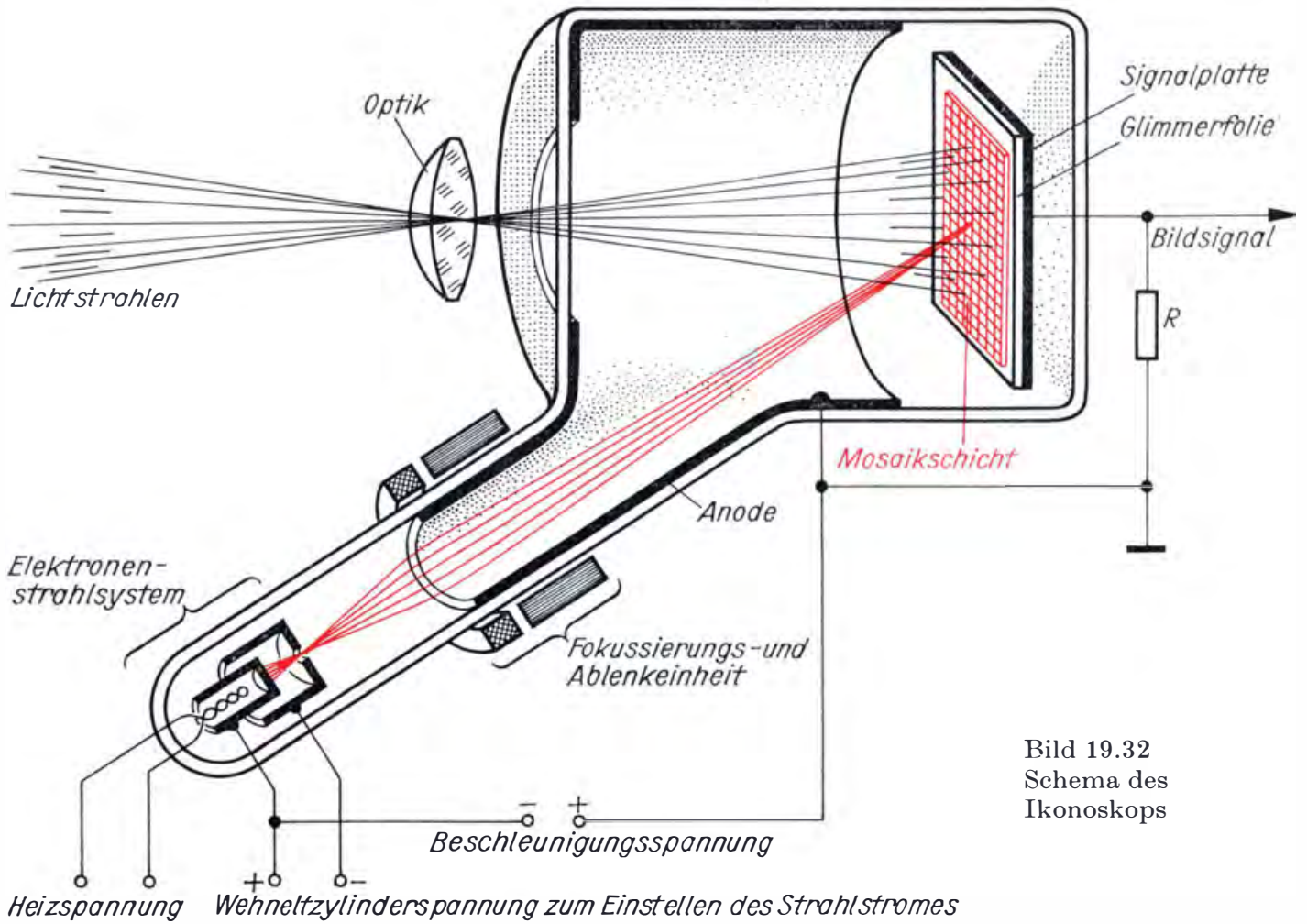


Bild 19.32
 Schema des Ikonoskops

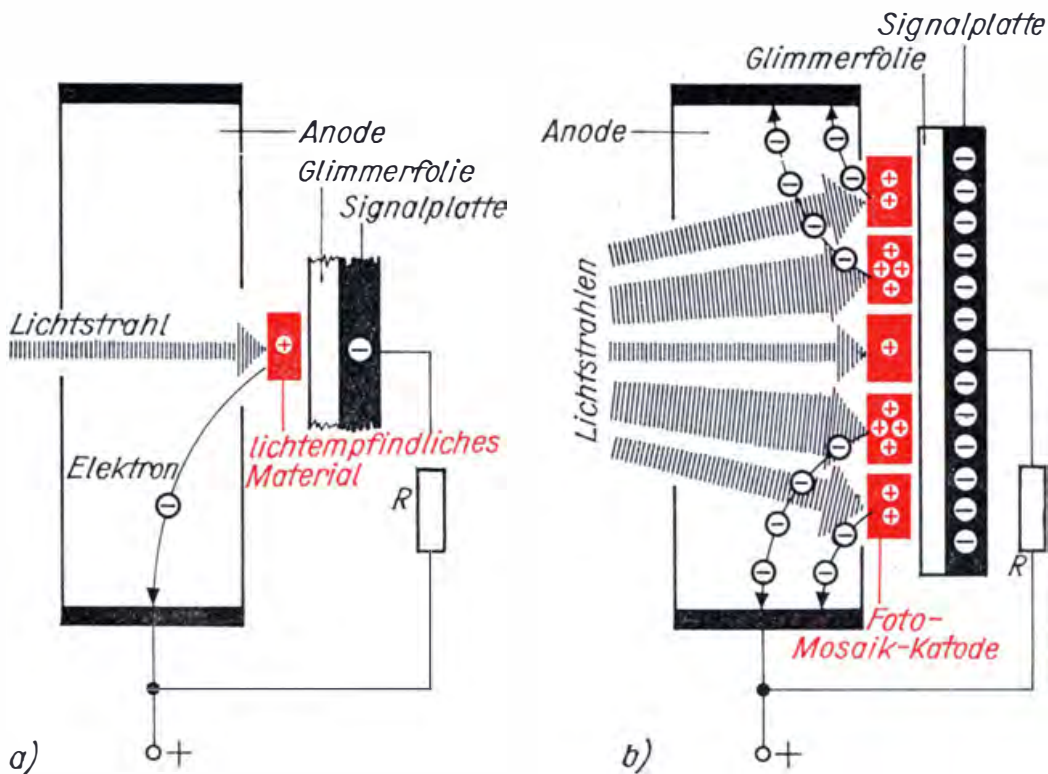


Bild 19.33
 Entstehung des Ladungsbildes auf der Speicherplatte eines Ikonoskops

bündel angedeutet. Auf der Mosaikschicht entsteht ein der Helligkeitsverteilung entsprechendes *Ladungsbild*. Es bleibt auch bestehen, wenn kein Licht mehr einfällt, ist also in der Röhre gespeichert.

Nun wird das Ladungsbild zeilenweise mit einem Elektronenstrahl abgetastet. Jedes Mosaikteilchen nimmt dabei so viele Elektronen auf, wie es positive Ladungen hatte. Genau die gleiche Elektronenmenge fließt im selben Augenblick von der Signalplatte ab und ruft am Arbeitswiderstand einen Spannungsabfall hervor, der weiter verstärkt wird.

Auf der Grundlage dieser Abtaströhre wurden immer bessere Bildfängerröhren entwickelt. Da sie jedoch mehr oder weniger nach dem Prinzip des Ikonoskops arbeiten, lassen wir sie unberücksichtigt.

Um 1950 wurde eine neuartige Aufnahmeröhre entwickelt, bei der – im Gegensatz zu den bisher bekannten – zum Umwandeln des optischen Bildes in das elektrische der sogenannte *innere Fotoeffekt* ausgenutzt wird. Innerer Fotoeffekt heißt er, weil keine Ladungsträger aus der Oberfläche treten. Bestimmte Halbleiter, z. B. Selen, Kupfer-I-oxid (Kupferoxydul), Bleisulfid, Kadmiumsulfid und Antimontrisulfid, ändern bei Lichteinfall ihre elektrische Leitfähigkeit. Im unbelichteten Zustand sind die meisten Elektronen im Gitterverband gebunden. Die Energie des auftreffenden Lichtes vermag jedoch einzelne Elektronen aus dem Verband herauszulösen, die sich dann als Leitungselektronen frei bewegen können. Je intensiver die Lichtstrahlung ist, um so geringer wird der Widerstand des Halbleiters. Im Bild 19.34 ist eine Bildfängerröhre mit der Bezeichnung *Vidikon (Endikon)* dargestellt.

Ein Elektronenstrahl wird wie üblich über den lichtempfindlichen Halbleiter geführt, auf den eine noch durchsichtige, positiv vorgespannte, metallische Signalplatte aufgedampft ist. Die Oberfläche des Halbleiters wird vom Elektronenstrahl negativ aufgeladen (vgl. Bild 19.35a). Wir können diese Seite des Halbleiters und die Signalplatte als einen

Bild 19.34
Schema des Vidikons

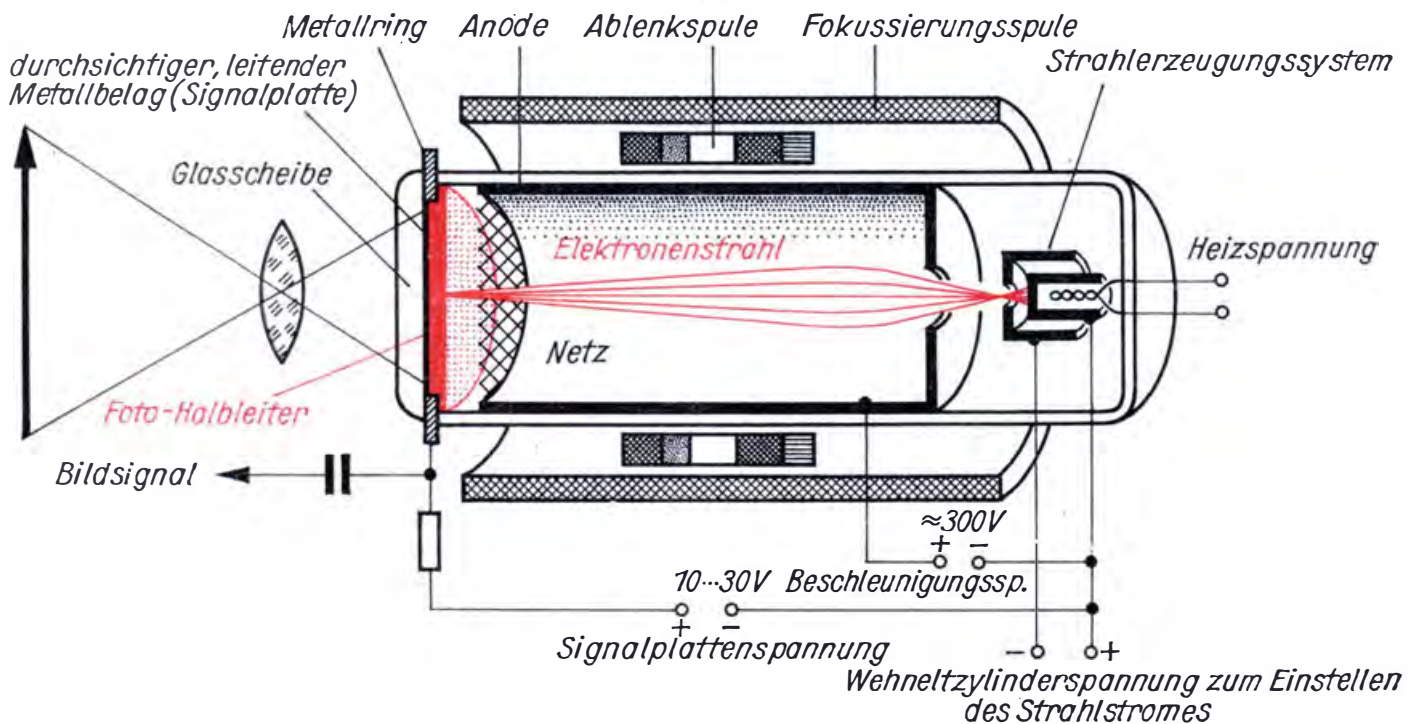
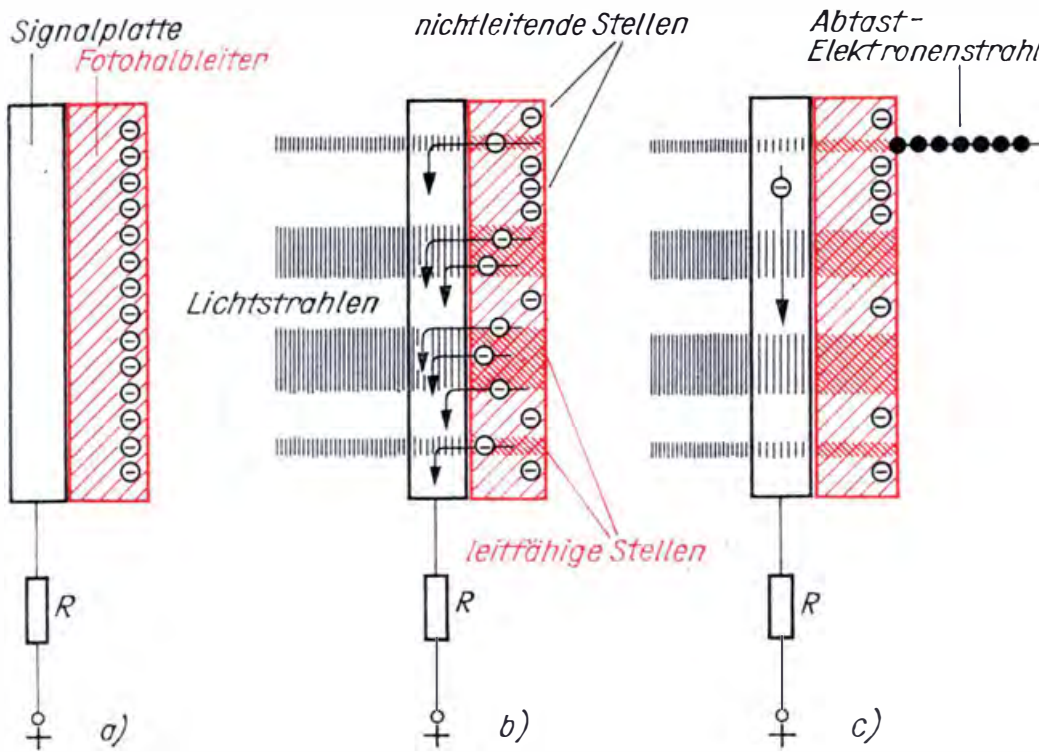


Bild 19.35
Zur Wirkungsweise
des Vidikons



Kondensator auffassen, dem der Halbleiter selbst als lichtabhängiger Widerstand parallelgeschaltet ist. Sobald in der bekannten Art das optische Bild durch die Signalplatte auf den Halbleiter projiziert wird, verändert sich seine Leitfähigkeit. An hellen Bildstellen wird er besser leitend als an dunklen. Im Bild 19.35b erkennen wir, wie an den leitfähig gewordenen Stellen die Oberflächenenergielektronen zur positiven Signalplatte abwandern. Dadurch fließt ein Strom über den Arbeitswiderstand, der jedoch noch kein Bildsignal enthält. Er ist etwa dem auch ohne Ansteuerung fließenden Kollektorruhestrom eines Transistors gleichzusetzen. Das optische Bild ist aber in ein Widerstandsbild umgewandelt worden.

Wird nun der Elektronenstrahl ein zweites Mal über den Halbleiter geführt (Bild 19.35c), gelangen erneut Strahlelektronen auf seine Oberfläche. Die dunklen Stellen, die noch von der letzten Abtastung aufgeladen sind, werden nur sehr wenige Elektronen aufnehmen. An den hellen Bildstellen dringen jedoch sehr viele in die Oberfläche ein, denn in der Zwischenzeit ist eine große Anzahl zur Signalplatte abgewandert. Im selben Augenblick fließt auf Grund der Kondensatorwirkung die gleiche Elektronenmenge von der Signalplatte über den Arbeitswiderstand und erzeugt ein der Helligkeit entsprechendes Bildsignal.

Das Vidikon arbeitet nur dann einwandfrei, wenn sich innerhalb einer Bildabtastung die Leitfähigkeit der Helligkeitsverteilung angepaßt hat. Halbleiter weisen jedoch eine gewisse Trägheit auf. Deshalb ist das Anwendungsfeld des Vidikons gegenwärtig noch begrenzt. Es eignet sich nicht zur Übertragung sehr schneller Bewegungsabläufe.

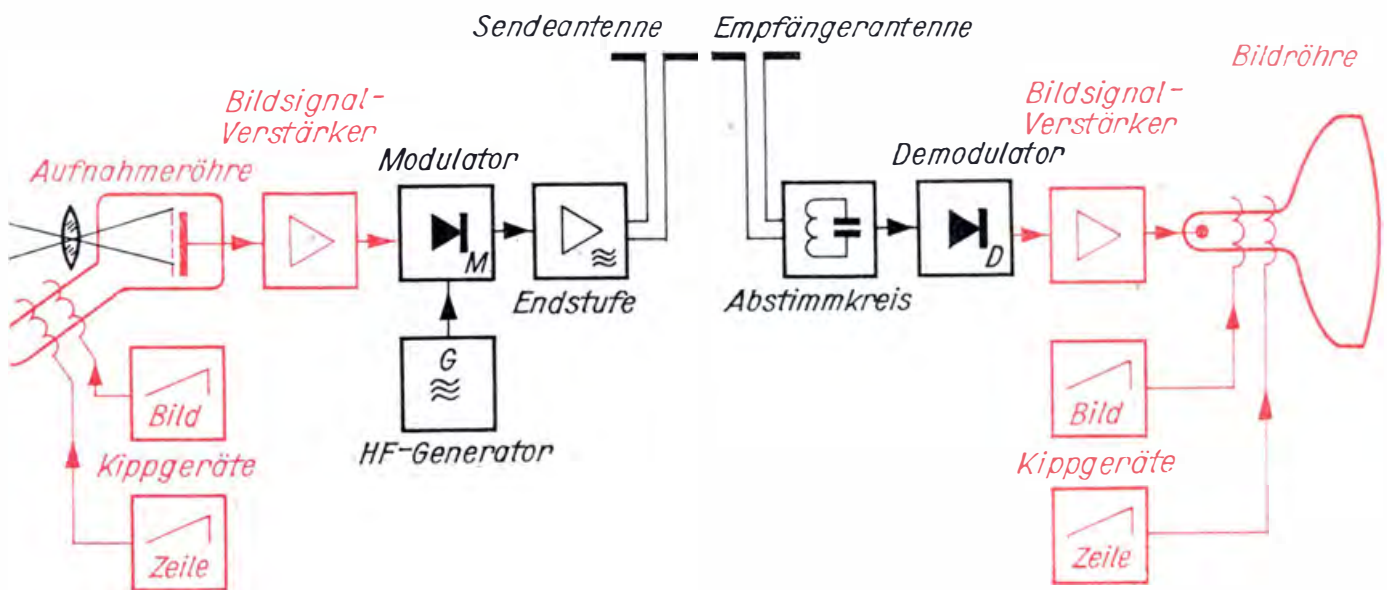
Sein großer Vorteil liegt aber in der Unempfindlichkeit gegenüber mechanischen Einflüssen und der hohen Lichtempfindlichkeit. Diese Vorzüge haben dem Vidikon eine neue Einsatzmöglichkeit geschaffen: das *industrielle Fernsehen*. Mit Hilfe der kleinen Röhre war es erstmalig

möglich, Miniaturfernsehkameras zu bauen, die an sonst unzugänglichen Stellen eingesetzt werden können.

Eine *Fernbeobachteranlage*, wie sie für das industrielle Fernsehen verwendet wird, besteht aus drei Teilgeräten: der Aufnahmekamera, dem Steuergerät und dem Sichtgerät. Das vom Vidikon erzeugte Bildsignal wird in der Kamera vorverstärkt und erfährt im Steuergerät seine Hauptverstärkung. Dann gelangt es über ein Kabel zur Bildröhre im Sichtgerät. Unsere Modellanlage dürfen wir deshalb als eine kleine Fernbeobachteranlage betrachten.

20. Wir verfolgen den Signalweg von der Aufnahmekamera des Senders bis zur Bildröhre des Empfängers

Im Kapitel 7 hatten wir uns angesehen, wie aus einer Mikrofonanlage eine Anlage für Hörrundfunk entsteht (vgl. Bild 7.16). Genau das gleiche Prinzip liegt dem Fernsehgrundfunk – oder kurz Fernsehfunk – zugrunde. Bild 20.1 zeigt das Blockschaltbild einer Anlage zum drahtlosen Übertragen des Bildsignals. Wir erkennen im farbigen Bildteil den Aufbau unserer Modellanlage wieder, allerdings mit einer Bildfänger- röhre an Stelle des Lichtpunktabtasters. Der schwarz gehaltene Teil des Blockschaltbildes stellt die üblichen Stufen eines Senders und eines Empfängers dar (vgl. Bilder 11.17 u. 11.24).

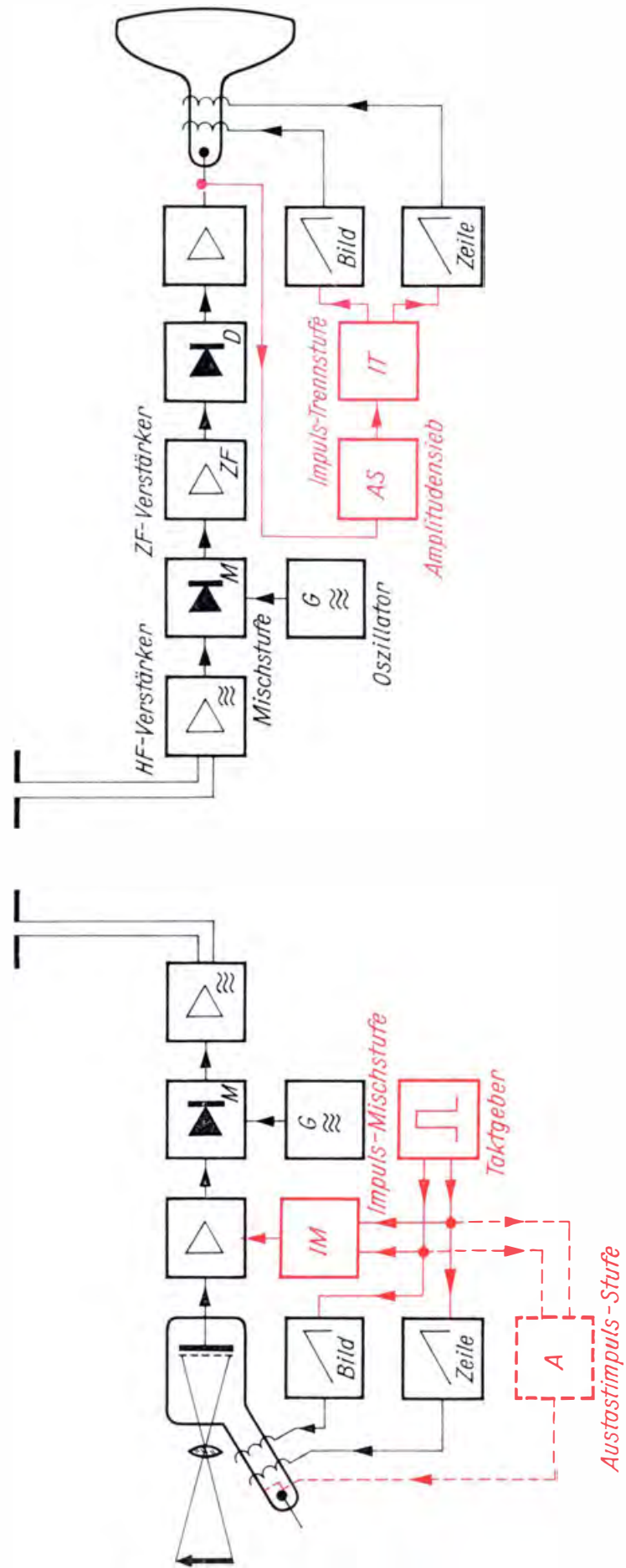


Die Ablenkspannungen müssen für Abtaströhre und Bildröhre getrennt erzeugt werden, da beide räumlich weit voneinander entfernt sind. Trotzdem muß gewährleistet sein, daß die Elektronenstrahlen synchron – im gleichen Takt – abgelenkt werden. Deshalb sind sowohl im Sender als auch im Empfänger neben den allgemeinen noch einige für den Fernsehfunk *kennzeichnende* Stufen erforderlich.

Der im Bild 20.1 dargestellte Geradeausempfänger wäre nur in unmittelbarer Nähe eines Senders brauchbar. Fernsehempfänger arbeiten daher grundsätzlich nach dem Überlagerungsprinzip (vgl. Bild 16.3). Blockschaltbild 20.2 zeigt einen stark vereinfachten Bildsender und den vollständigen Bildempfänger. Die Übertragung des Begleittones wollen

Bild 20.1
Blockschaltbild für die drahtlose Übertragung des Bildsignals

Bild 20.2
 Blockschaltbild einer
 Fernsehbild-Funk-
 anlage



wir vorläufig vernachlässigen; wir werden darauf noch zurückkommen.

An Hand des Blockschaltbildes und der schematischen Darstellung nach Bild 20.3 machen wir uns nun mit der Wirkungsweise einer Fernsehfunkanlage vertraut. Die im Bild 20.3a enthaltene Bildvorlage wird auf der Signalplatte der Abtaströhre scharf abgebildet. Der Elektronenstrahl soll sie in sieben Zeilen zerlegen. Die Bewegung des Abtaststrahls darf nun nicht mehr willkürlich erfolgen, sondern muß genau gesteuert werden. Diese Aufgabe übernimmt der *Taktgeber*. Er erzeugt Rechteckimpulse, mit denen beide Kippgeräte synchronisiert werden. Die *Zeilensynchronimpulse* beenden jeweils die Zeilenabtastung, der *Bildsynchronimpuls* löst den Bildrücklauf aus. Beide Impulsarten unterscheiden sich durch ihre Zeitdauer oder Breite (vgl. Bild 20.3f).

Der gesteuerte Elektronenstrahl tastet die unterschiedlich hellen „Bildpunkte“ zeilenweise ab. Dieser Vorgang ist im Bild 20.3b schematisch dargestellt. Unter einem Bildpunkt versteht man in der Fernsehtechnik ein quadratisches Flächenelement, dessen Kantenlänge gleich der Dicke einer Zeile ist. Die Abtaströhre liefert eine Bildsignalspannung, die im Bild 20.3c dargestellt ist. Das ist übrigens die Spannung, die auch unser Lichtpunktastaster erzeugt und die wir selbst auf dem Schirm des Oszillografen beobachten konnten (s. Bild 19.25).

Damit weder die Zeilenrückläufe noch der Bildrücklauf Störungen verursachen können, tastet man sie bereits in der Aufnahmeröhre dunkel. Dazu dient die *Austaststufe*. Sie wird, wie die Kippgeräte, vom Taktgeber gesteuert und gibt die *Austastimpulse* nach Bild 20.3d an den Wehnelt-Zylinder der Aufnahmeröhre. An ihrem Ausgang entsteht während der Rückläufe nicht die Spannung, die dem Helligkeitswert der Bildvorlage entspricht, sondern ein den schwarzen Bildpunkten entsprechender Spannungswert, da der Elektronenstrahl gesperrt ist.

Bild 20.3e stellt den zeitlichen Verlauf der von der Abtaströhre erzeugten Spannung dar. Die im BA-Signal (Bildinhalt und Austastimpulse) enthaltenen Austastimpulse werden in den Fernsehempfängern zur Rücklaufverdunkelung des Wiedergabestrahls verwendet. Damit die Kippgeräte der Empfänger mit denen des Senders synchron schwingen können, sind die im Taktgeber erzeugten Impulse den Empfängern drahtlos zu übermitteln. Zu diesem Zweck werden in der *Impulsmischstufe* die Zeilen- und Bildimpulse in der richtigen Reihenfolge zusammengebracht und in einer Stufe des Bildsignalverstärkers dem BA-Signal überlagert. Am Eingang der Modulationsstufe steht dann das sogenannte *BAS-Signal* mit Bildinhalt, Austastimpulsen und Synchronimpulsen zur Verfügung. Der Spannungsverlauf dieses Signals ist aus Bild 20.3g ersichtlich. Die hochfrequente Trägerschwingung des Steuersenders wird mit dem BAS-Signal amplitudenmoduliert (vgl. Bild 20.3h) und nach der Endverstärkung von der Antenne des Fernsehsenders als elektromagnetische Welle abgestrahlt. Die Vorgänge im Überlagerungsempfänger von der Antenne bis zum NF-Verstärker sind uns noch geläufig (s. Bild 16.2), so daß wir auf eine Wiederholung verzichten können. Am Ausgang des Endverstärkers (Videoverstärker) ist das BAS-Signal nach Bild 20.3g wieder zurückgewonnen. Von ihm gelangt es wie in unserer Modellanlage direkt an den Wehnelt-Zylinder der Bildröhre und moduliert den Elektronenstrahl in seiner Helligkeit. Die im Videosignal enthaltenen Austastimpulse verdunkeln – wie schon erwähnt – alle Rückläufe.

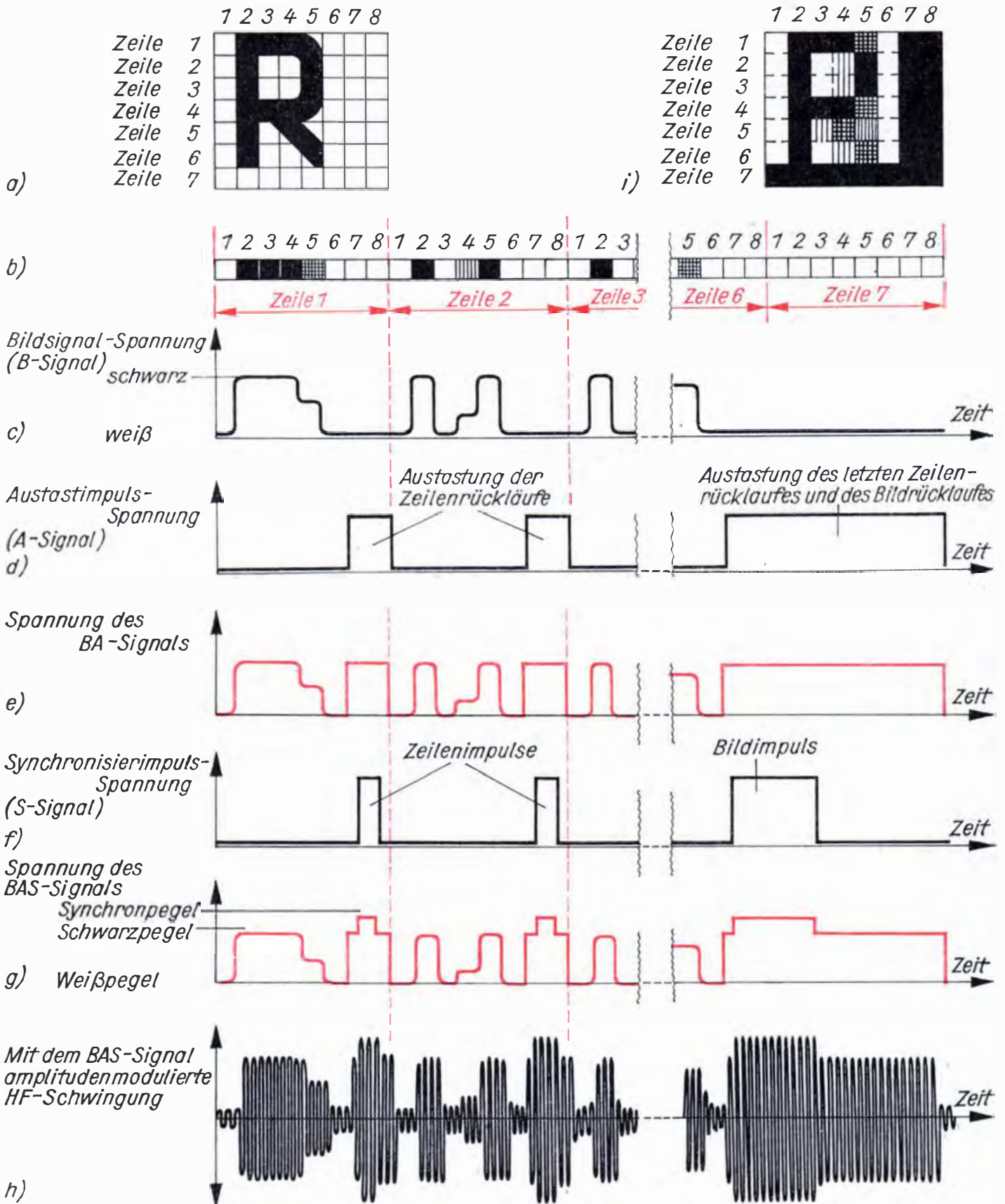


Bild 20.3
 Signalschema eines
 Fernsenders

Daneben wird das Videosignal auch zur Rückgewinnung der Synchronimpulse benutzt. Im *Amplitudensieb* wird das BA-Signal unterdrückt, so daß an seinem Ausgang nur noch Synchronimpulse vorhanden sind. Diese werden dann in der *Impulstrennstufe* nach Zeilen- und Bildimpulsen getrennt und zu den Kippgeräten der Bildröhre geleitet. Damit ist ein synchrones Arbeiten der Ablenkgeräte der Abtaströhre und aller Bildröhren gewährleistet. Die Wirkungsweise der kennzeichnenden Empfängerstufen zur Impulsrückgewinnung sehen wir uns noch genauer an.

Auf dem Schirm der Fernsehbildröhre erscheint Bild 20.3i. Nur mit Mühe erkennen wir die Bildvorlage wieder. Vorlage und Bild stimmen um so genauer überein, je größer die Zeilenzahl ist. Mit steigender Zeilenzahl erhöhen sich jedoch die Kosten einer Fernsehanlage. Es ist bereits erwähnt worden, daß von der Zeilenfrequenz die Bandbreite des Senders abhängt. Untersuchen wir diesen Zusammenhang!

Die Fernsehfrequenz und was alles davon abhängt

Nach der europäischen Fernsehnorm (CCIR-Norm)¹ wird das zu übertragende Bild mit dem Breite-Höhe-Verhältnis 4 : 3 in 625 Zeilen nach dem Zeilensprungverfahren bei 25 Bildwechseln in der Sekunde zerlegt. Um die höchstmögliche Videofrequenz zu ermitteln, denken wir uns eine Bildvorlage, die sich von links nach rechts abwechselnd aus schwarzen und weißen senkrechten Streifen zusammensetzt. Jeder Streifen soll die Breite eines Bildpunktes haben.

Die 625 Zeilen können nicht alle zur Aufnahme von Bildinformationen verwertet werden, da für die Dauer des Bildrücklaufes Zeilen austastet werden müssen. Die CCIR-Norm sieht für den Bildrücklauf-

Austastimpuls 6,5% der Bildhöhe vor. Demnach gehen $\frac{6,5}{100} \cdot 625$ Zeilen = 40 Zeilen je Bild verloren. Das Empfängerbild besteht nur noch aus 585 Zeilen.

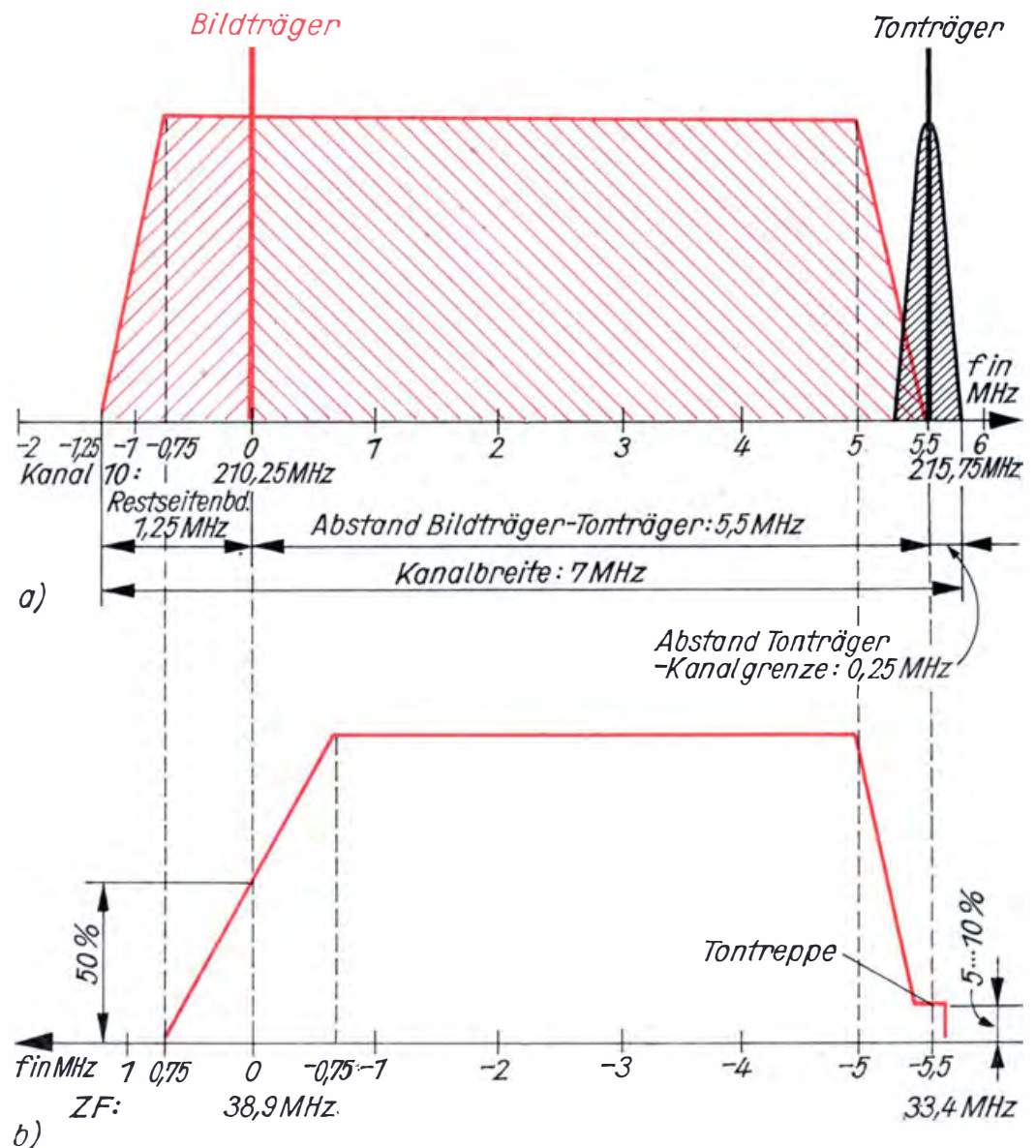
In einer Zeile unseres gedachten Streifenbildes – wir erinnern uns der Festlegung des Bildpunktes – müssen $\frac{4}{3} \cdot 585$ Bildpunkte = 780 Bildpunkte für das Empfängerbild vorhanden sein. Erst wenn diese abgetastet sind, darf der Austastimpuls für den Zeilenrücklauf erscheinen. Er ist mit 18,85% der Zeilenlänge festgelegt. Die ermittelten 780 Bildpunkte müssen also, damit das sichtbare Bildformat 4 : 3 bestehen bleibt, genau 81,15% der Zeilendauer ausmachen.

Zum Schreiben einer Zeile mit Austastlücke wird der 625. Teil der Bildabtastzeit gebraucht. Das sind $\frac{1}{25 \cdot 625}$ s = $64 \cdot 10^{-6}$ s = 64 μ s, davon entfallen auf die 81,15% der Zeile mit Bildinformation $\frac{81,15}{100} \cdot 64 \mu\text{s} = 52 \mu\text{s}$. In dieser Zeit sind 780 Bildpunkte abzutasten.

¹ CCIR: Comité Consultatif International Radiocommunications (Internationaler beratender Ausschuß für das Funkwesen des internationalen Fernmeldevereins)

Wie wir im Versuch zur Entstehung der Bildsignalspannung beobachtet hatten, vermag eine Schwingung der Videospannung zwei Streifen bzw. Bildpunkte unterschiedlicher Helligkeit zu übertragen. In unserem Beispiel muß das Videosignal in $52 \mu\text{s}$ genau $\frac{780}{2}$ Schwingungen = 390 Schwingungen ausführen. Das ergibt eine Schwingungsdauer von $T = \frac{52 \mu\text{s}}{390} = 0,134 \mu\text{s}$. Die höchste Videofrequenz beträgt demnach $f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0,134 \mu\text{s}} = 7,5 \cdot 10^6 \text{ Hz} = 7,5 \text{ MHz}$. Die Praxis des Fernsehfunks hat jedoch erwiesen, daß eine gute Bildqualität bereits mit einer Videofrequenz von 5 MHz erreicht werden kann. Der Videoverstärker muß aus diesem Grunde eine obere Grenzfrequenz von 5 MHz haben, unterscheidet sich also bezüglich der Bandbreite ganz erheblich von einem gewöhnlichen NF-Verstärker. Deshalb hat die Endstufe unseres Videoverstärkers im Bild 19.14 einen verhältnismäßig niederohmigen

Bild 20.4
Gegenüberstellung
von Senderband und
Durchlaßkurve des
ZF-Verstärkers:
a) Ideales Frequenz-
band eines Fernseh-
senders
b) Ideale Durchlaß-
kurve eines ZF-
Verstärkers



Arbeitswiderstand R_{36} von nur $4,7 \text{ k}\Omega$ und außerdem eine frequenzabhängige Gegenkopplung in der Emitterleitung. Für niedrige Videofrequenzen von 1 MHz beträgt der Wechselstromwiderstand von C_{35} nach

$$R_C = \frac{1}{2 \pi \cdot f \cdot C} \text{ etwa } 350 \Omega, \text{ für hohe Frequenzen! von } 5 \text{ MHz dagegen}$$

nur 70Ω ; deshalb werden die hohen Videofrequenzen mehr als die niedrigen verstärkt, und damit wird der Verstärkungsabfall an der oberen Frequenzgrenze teilweise ausgeglichen.

Die Trägerfrequenz eines Senders soll im allgemeinen mindestens zehnmal größer als die höchste Modulationsfrequenz sein. Fernsehfunk ist deshalb nur im UKW-Bereich möglich. In Tafel 15 des Anhangs sind die Frequenzen der Bildträger, die Kanalbezeichnungen und die Stationen des Fernsehens der DDR zusammengestellt.

Wie im Rundfunksender entstehen auch im Fernsehsender infolge der Modulation zwei Seitenbänder. Das Band eines im Kanal 10 auf $210,25 \text{ MHz}$ arbeitenden Fernsehsenders würde einen Bereich von $210,25 \text{ MHz} - 5 \text{ MHz} = 205,25 \text{ MHz}$ bis $210,25 \text{ MHz} + 5 \text{ MHz} = 215,25 \text{ MHz}$ einnehmen. Aus Tafel 15 ist jedoch ersichtlich, daß innerhalb des unteren Seitenbandes, nämlich bei $208,75 \text{ MHz}$, der im Kanal 9 arbeitende Sender seinen Begleitton ausstrahlt.

Wirtschaftliche Überlegungen erfordern, daß ein Fernsehsender das untere Seitenband nahezu unterdrückt und nur das obere aussendet. Der zum Bild gehörende Ton durchläuft einen eigenen Sender, der auf einer um $5,5 \text{ MHz}$ oberhalb des Bildträgers liegenden Frequenz arbeitet. Ton- und Bildträger werden gemeinsam von einer Antenne abgestrahlt. Der Abstand zwischen Bild- und Tonträger ist notwendig, damit Bild und Ton ohne gegenseitige Beeinflussung empfangen werden können. Aus Bild 20.4a ist das genormte Band eines Fernsehsenders ersichtlich.

Im Fernsehempfänger finden wir bekannte Baugruppen . . .

Die enorme Bandbreite des Senders stellt naturgemäß weit höhere Anforderungen an den Fernsehempfänger, als wir dies vom Rundfunkempfänger gewöhnt sind. Deshalb wollen wir uns an Hand eines Prinzipschaltbildes mit den Besonderheiten eines Fernsehempfängers etwas genauer beschäftigen. Die grundsätzliche Funktion des Überlagerungsempfängers darf als bekannt vorausgesetzt werden. Betrachten wir nun Bild 20.5.

Die HF des Fernsehsenders gelangt in den Eingangskreis $K1$ des HF-Verstärkers, wird verstärkt und regt den in der Kollektorleitung liegenden Schwingkreis $K2$ an. Beide Schwingkreise sind breitbandig und auf eine Frequenz abgestimmt, die zwischen dem Bildträger und dem Tonträger liegt. Das nunmehr verstärkte HF-Signal und die Oszillatorschwingung des Kreises $K3$ werden kapazitiv an den Emitter des Mischstufentransistors gekoppelt.

Wie im Rundfunksuper liegt auch im Fernsehempfänger die Oszillatorfrequenz um die Zwischenfrequenz oberhalb der empfangenen Senderfrequenz. Als Bildzwischenfrequenz wählt man allgemein $38,9 \text{ MHz}$. Für den Empfang eines im Kanal 10 arbeitenden Senders muß deshalb der Oszillator auf $f_0 = f_E + f_{ZF} = 210,25 \text{ MHz} + 38,9 \text{ MHz} =$

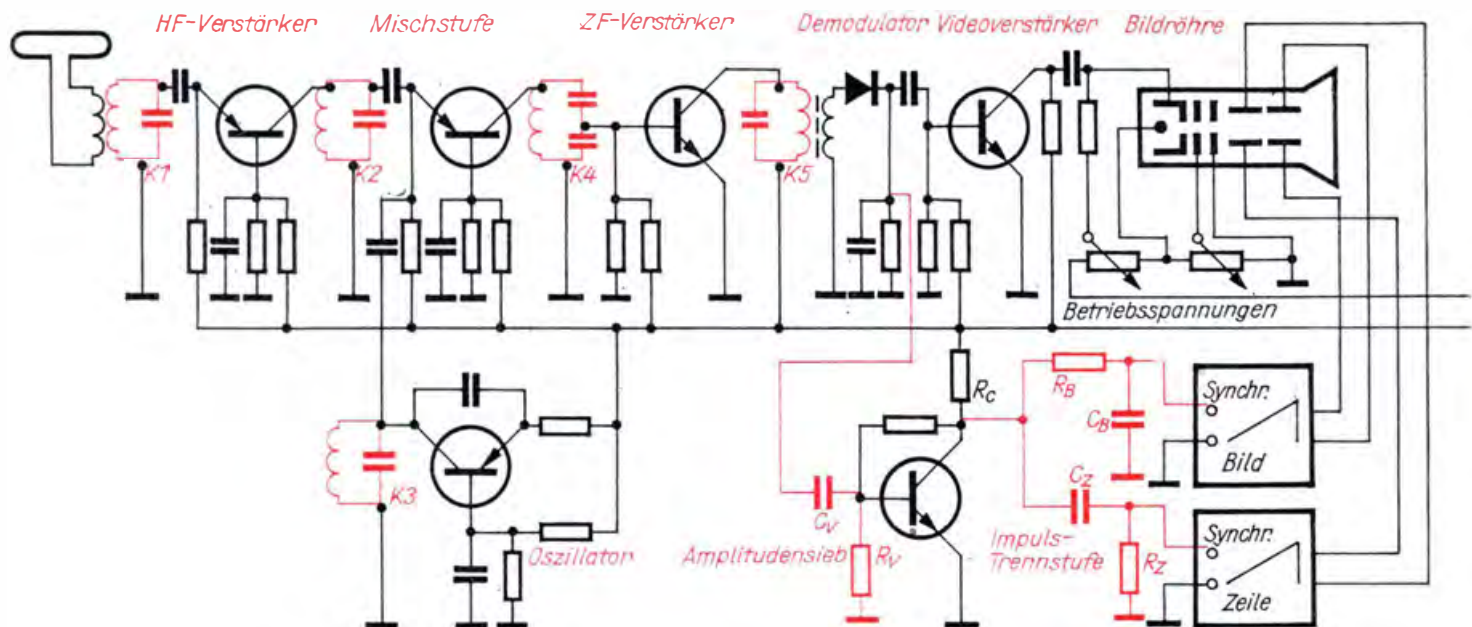


Bild 20.5
Prinzipschaltbild
eines Fernsehempfängers

249,15 MHz schwingen. Mit der Tonträgerfrequenz, die im Kanal 10 genau 215,75 MHz beträgt, ergibt sich eine Tonzwischenfrequenz von $f_{ZF} = f_0 - f_E = 249,15 \text{ MHz} - 215,75 \text{ MHz} = 33,4 \text{ MHz}$. Auch in der Zwischenfrequenz bleibt der 5,5 MHz-Abstand zwischen Bild und Ton bestehen. Aber eines fällt uns auf; Während im Senderband der Tonträger oberhalb des Bildträgers liegt, erscheint er in der Zwischenfrequenz um den gleichen Abstand darunter. Durch die Überlagerung entsteht ein „Spiegelbild“.

Im Kollektorkreis K4 der Mischstufe wird die ZF ausgesiebt und gelangt an den ZF-Verstärker. Er bestimmt in hohem Maße die Qualität des empfangenen Bildes. Seine Durchlaßkurve ist im Bild 20.4b dargestellt. Der Bildträger befindet sich nicht wie im ZF-Verstärker eines Rundfunkempfängers in der Mitte des Durchlaßbereiches, sondern auf einer abfallenden Flanke. Das hat folgenden Grund: Der Sender strahlt die tiefen Videofrequenzen zwischen 0 und 0,75 MHz zweimal aus, da das untere Seitenband nicht restlos unterdrückt wird. Diese Frequenzen müssen im ZF-Verstärker eine geringere Verstärkung erfahren als die Frequenzen oberhalb 0,75 MHz. Deshalb liegt der Bildträger genau in der Mitte einer 1,5 MHz breiten, gleichmäßig abfallenden Flanke der Durchlaßkurve.

Der Tonträger gelangt ebenfalls in den Bild-ZF-Verstärker. Er darf aber nur so geringfügig verstärkt werden, daß im Bild keine Tonstörungen auftreten können. Vollständig unterdrücken dürfen wir ihn jedoch nicht, da der Begleitton auch empfangen werden soll.

Mit einem – wie im Prinzipschaltbild dargestellten – einstufigen ZF-Verstärker läßt sich die geforderte Durchlaßcharakteristik nicht erreichen. Wir werden ihn dreistufig aufbauen.

An den Ausgangskreis K5 des ZF-Verstärkers schließt sich der Bildgleichrichter an. Im Rundfunkempfänger war es gleichgültig, welche Hälfte der ZF abgeschnitten wurde; im Fernsehempfänger entsteht bei falscher Polung der Diode ein Negativ auf der Bildröhre. Schwarze Bildstellen werden weiß, weiße werden schwarz wiedergegeben. Der Kondensator parallel zum Arbeitswiderstand des Demodulators unter-

drückt die noch vorhandenen ZF-Reste. Der sich anschließende Videoverstärker ist uns bereits von unserer Fernschanlage bekannt.

Kehren wir noch einmal zum Bildgleichrichter zurück. An seinem Eingang liegt neben der Bild-ZF von 38,9 MHz auch die Ton-ZF von 33,4 MHz. Wie an der Basis-Emitter-Strecke eines Mischstufentransistors entsteht auch an der Diode eine neue ZF. In der Mischstufe des Fernsehempfängers entsteht aus den Frequenzen $f_E = 210,25$ MHz und $f_0 = 249,15$ MHz eine Zwischenfrequenz von $f_{ZF} = f_0 - f_E = 249,15$ MHz $- 210,25$ MHz = 38,9 MHz, an der Diode muß demnach eine Frequenz von $f_{DF} = f_{\text{Bild-ZF}} - f_{\text{Ton-ZF}} = 38,9$ MHz $- 33,4$ MHz = 5,5 MHz auftreten. Wir bezeichnen sie als *Differenzfrequenz* (DF) und können sie zur Rückgewinnung des Tones entweder an der Diode oder am Videoverstärker mit einem auf 5,5 MHz abgestimmten Schwingkreis auskoppeln.

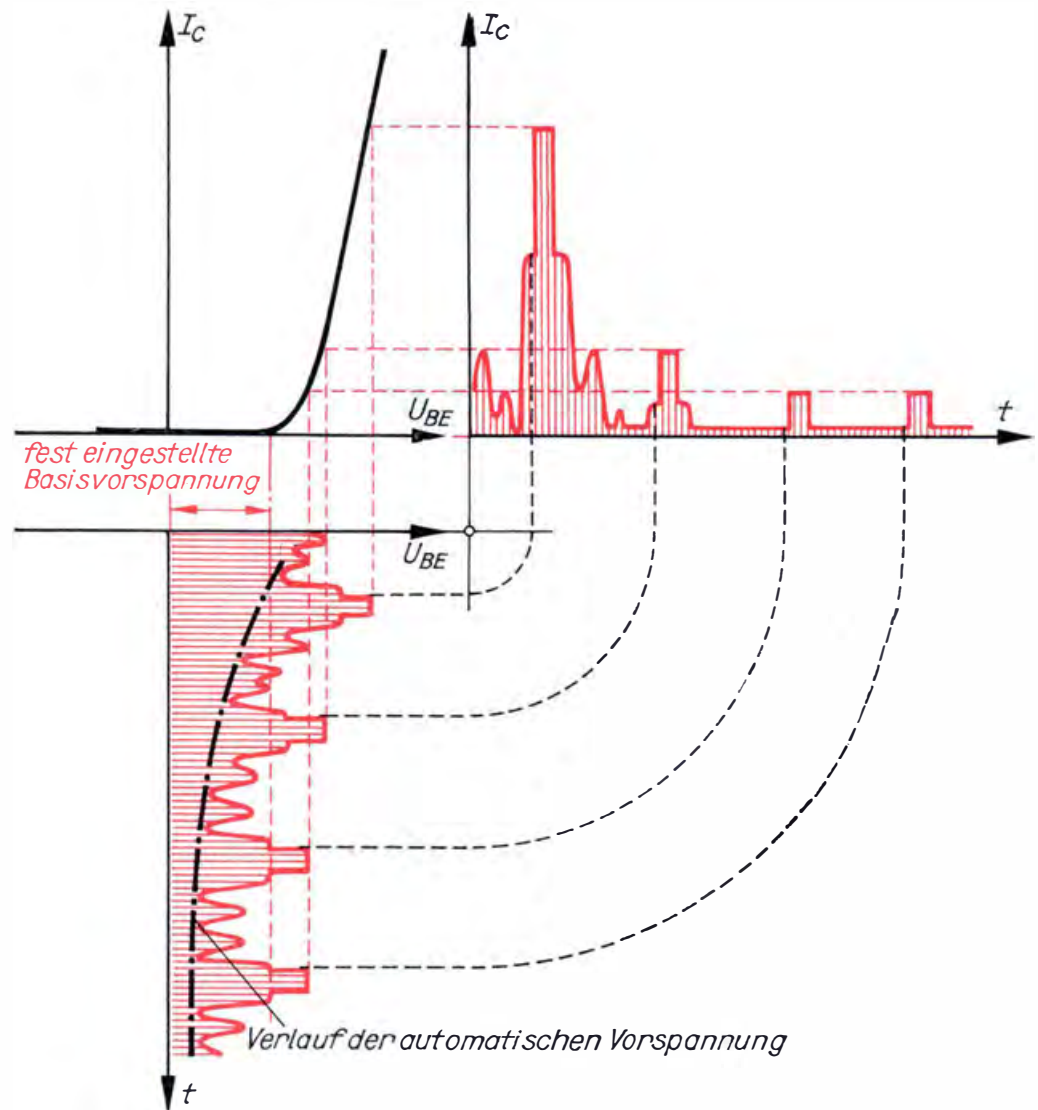
Vom Videoverstärker wird das BAS-Signal an die Bildröhre geleitet. Im Prinzipschaltbild ist als Bildröhre eine Oszillografenröhre dargestellt, da wir unseren Oszillografen mit den beiden Kippgeräten für den Aufbau eines Fernsehempfängers verwenden wollen. In einem üblichen Fernsehempfänger wird der Strahl elektromagnetisch abgelenkt. Auch die Ankopplung des Videoverstärkers ist etwas anders. Das Videosignal wird nicht an den Wehnelt-Zylinder, sondern an die Katode gegeben. Das bringt gewisse Vorteile mit sich, auf die wir aber nicht weiter eingehen wollen. Im Prinzip ist es gleichgültig, ob der Wehnelt-Zylinder negativer als die Katode oder die Katode positiver als der Wehnelt-Zylinder gesteuert wird.

... und neuartige Schaltungen

Kommen wir nun zu den kennzeichnenden Stufen eines Fernsehempfängers. Wir wissen bereits, daß vom Amplitudensieb der BA-Anteil des Videosignals unterdrückt werden muß.

Überlegen wir zunächst, mit welcher Polarität das Videosignal am Ausgang des Videoverstärkers vorliegt. An den schwarzen Bildstellen muß der Wehnelt-Zylinder negativer als an den hellen sein. Daraus können wir schließen, daß die Synchronimpulse am Ausgang des Videoverstärkers den größten negativen Spannungswert innerhalb des BAS-Signals haben müssen. Wie aus Bild 20.5 ersichtlich, ist der Eingang des Amplitudensiebes am Arbeitswiderstand des Demodulators angeschlossen. Dort haben die Synchronimpulse den größten *positiven* Spannungswert im BAS-Signal. Die feste Basisvorspannung des npn-Transistors muß auf einen so niedrigen positiven Wert eingestellt sein, daß gerade noch kein Basisstrom und damit auch kein Kollektorstrom fließt. Das unverstärkte Videosignal gelangt mit positiver Polarität an die Basis und erzeugt jetzt einen Basisstrom. Dieser fließt über den Widerstand R_V und verursacht einen Spannungsabfall mit negativer Polarität am basisseitigen Ende. Dadurch verringert sich die geringe positive Ladung des Kondensators C_V noch weiter, und die Basisvorspannung geht in Richtung Null zurück (vgl. Bild 20.6: Verlauf der automatischen Vorspannung). Jetzt können nur noch die positivsten Anteile des Videosignals, nämlich die Synchronimpulse, den Basis-Emitter-Übergang passieren und erzeugen einen impulsartigen Kollektorstrom. Der weni-

Bild 20.6
Zur Arbeitsweise des
Amplitudensiebes

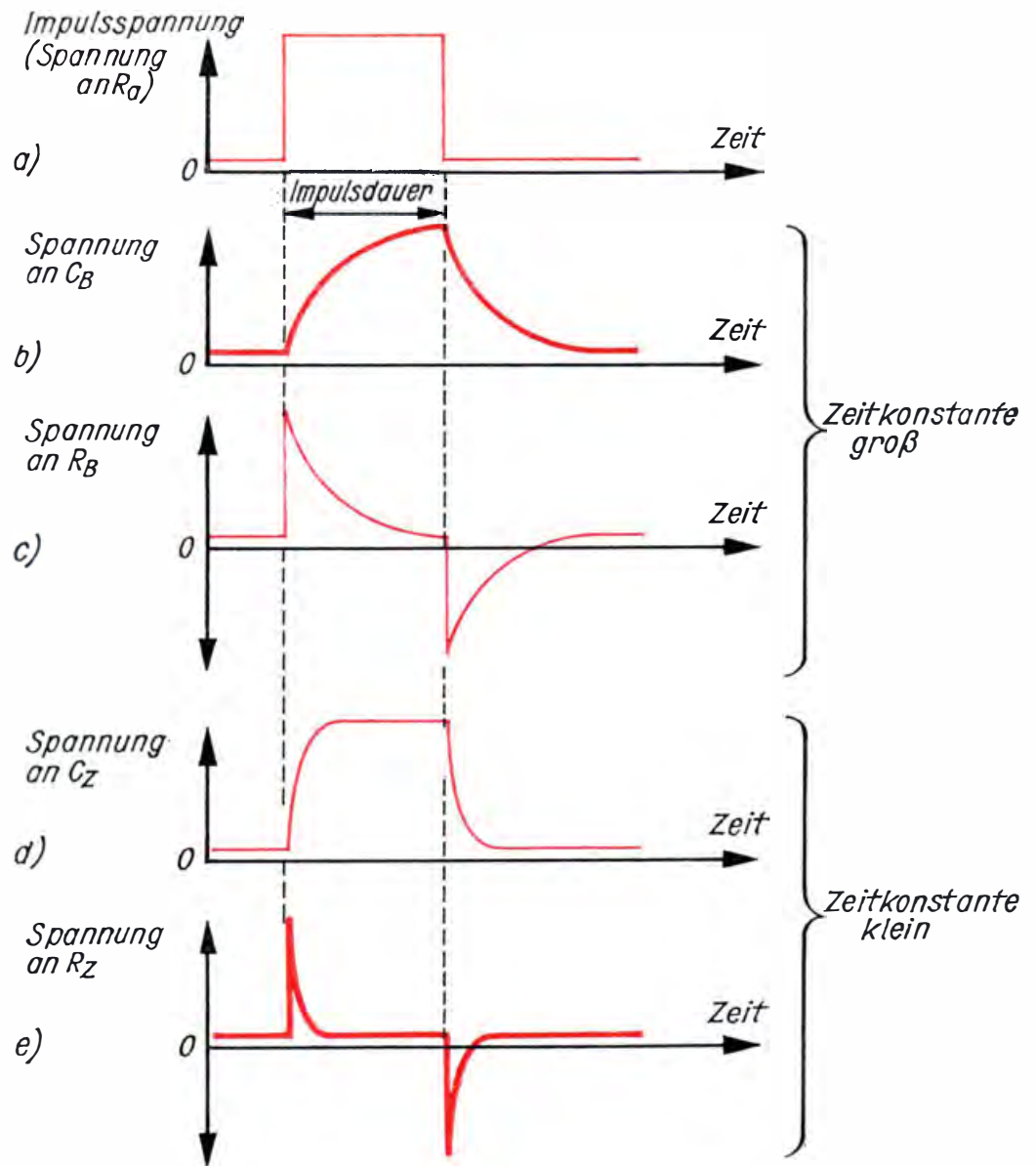


ger positive Bildinhalt wird abgeschnitten. Am Kollektorwiderstand R_C sind nur noch die Synchronimpulse vorhanden.

Nachdem die Synchronimpulse zurückgewonnen sind, müssen sie nach Zeilenimpulsen und Bildimpulsen getrennt werden. Diese Aufgabe kann im einfachsten Fall ein RC-Glied übernehmen. Bevor wir uns dem eigentlichen Trennvorgang zuwenden, betrachten wir noch einmal Bild 20.3f. Der breite Bildimpuls löst sowohl den vorletzten Zeilenrücklauf als auch den Bildrücklauf aus. Der letzte Zeilenrücklauf während der Bildrücklauf-Austastung muß jedoch ungesteuert verlaufen. Das ist bei einer Zeile nicht weiter gefährlich. Wir wissen jedoch, daß je Bildabtastung 40 Zeilen für den Bildrücklauf auszutasten sind. Diese 40 Schwingungen des Zeilenkippergerätes müssen ebenfalls synchronisiert werden.

Außerdem setzt das Zeilensprungverfahren ein exaktes Schreiben der Halbzeile voraus. Deshalb hat man den Bildimpuls in eine Reihe von Einzelimpulsen unterteilt. Die Impulsfolge ist im Bild 20.7a dargestellt. Vor dem Halbbildrücklauf-Austastimpuls sind noch drei Zeilen mit den Zeilensynchronimpulsen zu erkennen. Dann folgen auf den Austastimpuls im Halbzeilenabstand 5 Vorimpulse, 5 Hauptimpulse

Bild 20.8
Impulsformung
durch RC-Glieder
verschieden großer
Zeitkonstanten



Wenn die Impulsspannung wieder auf Null sinkt, entlädt sich C_B über R_B . Die Kondensatorspannung fällt – ähnlich dem Anstieg – ab. Verantwortlich für den Spannungsabfall an R_B ist der Ladestrom. Wir wissen, daß zu Beginn der Ladung dieser am größten ist und dann zurückgeht. Da an einem Ohmschen Widerstand Strom und Spannung direkt proportional sind, muß sich die Spannung an R_B genau wie der Strom durch R_B bzw. C_B verhalten (s. Bild 20.8c). Am Ende des Impulses fließt der Entladestrom über R_B , ruft also einen neuen Spannungsabfall hervor. Über dessen Verlauf verschafft uns folgende Überlegung Klarheit: Die Summe der am Kondensator und am Widerstand abfallenden Teilspannungen muß gleich der Impulsspannung sein. Für die Dauer des Impulses können wir diese Aussage rasch überprüfen, indem wir die Augenblickswerte der im Bild 20.8b und 20.8c dargestellten Spannungen punktweise addieren. Nach dem Impuls muß die Teilspannung am Widerstand diejenige des Kondensators genau kompensieren, also ebenso verlaufen, nur mit entgegengesetzter Polarität. Das darf uns nicht verwundern, fließt doch

der Entladestrom dem Ladestrom entgegen. Wie schnell die Spannung am Kondensator ihren Höchstwert erreicht, hängt vom Produkt $\tau = R \cdot C$ ab (τ spricht: tau). Im Versuch nach Bild 4.3 war $C = 2000 \mu\text{F}$ groß, und R hatte einen Wert von $10 \text{ k}\Omega$. Als Produkt berechnen wir

$$\tau = R \cdot C = 10 \text{ k}\Omega \cdot 2000 \mu\text{F} = 10^4 \frac{\text{V}}{\text{A}} \cdot 2 \cdot 10^{-3} \frac{\text{As}}{\text{V}} = 20 \text{ s.}$$

Da dieses Produkt dieselbe Maßeinheit wie die Zeit hat, nennt man es *Zeitkonstante*.

Für eine kleinere als im Bild 20.8b und 20.8c angenommene Zeitkonstante verlaufen die Spannungen wie in den Bildern 20.8d und 20.8e.

Für den Bildrücklauf steht beträchtlich mehr Zeit zur Verfügung als für den Zeilenrücklauf. Deshalb wird die Zeitkonstante des Bildimpuls-RC-Gliedes größer als die des Zeilenimpulsgliedes gewählt. Die an C_B abfallende Spannung nach Bild 20.8b dient der Synchronisation des Bildkippperätes, die an R_Z entstehende nach Bild 20.8e geht zum Zeilenkippperät.

Den Bildern 20.7b und 20.7c können wir entnehmen, wie die wirklichen Spannungsverhältnisse an den beiden genannten Bauelementen beim Auftreffen der tatsächlichen Impulsfolge aussehen. Während der kurzen Dauer der Zeilenimpulse wird C_B nur geringfügig aufgeladen. Erst beim Eintreffen der fünf breiten Hauptimpulse steigt die Ladespannung merklich an. Aus der Vielzahl der Synchronimpulse wird der Bildimpuls zurückgewonnen. Nur er vermag auf Grund der hohen Spannung den Kippvorgang im Bildablenkgerät auszulösen.

21. Wir bauen einen Fernsehempfänger

Wie bei der Besprechung des Prinzipschaltbildes bereits angedeutet, soll der Katodenstrahloszillograf mit den beiden Kippgeräten für den Aufbau unseres Fernsehempfängers verwendet werden. Im eigentlichen Empfänger sind deshalb nur die Baugruppen HF-Verstärker, Mischer, Oszillator, Bild-ZF-Verstärker, Videoverstärker, Amplitudensieb mit Impulstrennstufe sowie Ton-DF-Verstärker erforderlich. Für die NF-Verstärkung des Tonsignals werden wir einen unserer Rundfunkempfänger einsetzen. Die Fernsehempfangsanlage setzt sich dementsprechend aus drei Teilgeräten zusammen: Empfänger, Oszillograf und Radio.

Bevor wir uns dem Bau des Fernsehempfängers zuwenden, erscheint es notwendig, den Aufwand abzuschätzen, der für uns mit dem Selbstbau des Fernsehempfängers verbunden ist. Danach müssen wir entscheiden, ob sich der Bau des Empfängers für uns lohnt. Diese Entscheidung muß jeder Leser für sich selbst treffen. Das fertige Gerät wird auch bei größtem Geschick des Bastlers nicht mit einem industriell gefertigten zu vergleichen sein. Es sei noch einmal ausdrücklich darauf verwiesen, daß die maximale Bildabmessung $5,5 \text{ cm} \times 7,5 \text{ cm}$ und mit Lupe $8 \text{ cm} \times 10,5 \text{ cm}$ beträgt. Selbst bei optimaler Bildqualität gehen doch sehr viele Einzelheiten verloren. Auch den nicht unerheblichen zeitlichen und finanziellen Aufwand sollten wir einkalkulieren. Der Wert unseres voll funktionsfähigen Modells liegt in erster Linie darin, daß es seinem Erbauer alle wesentlichen Funktionen der einzelnen Baugruppen eines Fernsehempfängers und deren Zusammenwirken praktisch erleben läßt.

Obwohl die Bauanleitung sehr viele praktische Hinweise enthält, darf man trotzdem keine Rezeptur erwarten. Der Bau eines Fernsehempfängers stellt weitaus höhere Anforderungen, als wir sie vom Bau der bisher beschriebenen Geräte gewohnt sind. Selbst denjenigen Lesern, die bis zu dieser Seite alles richtig erkannt, durchdacht und gebaut haben, kann nur 80%, vielleicht sogar 90% Gewißheit auf Erfolg zugestanden werden. Eine Garantie für den absolut sicheren Erfolg kann niemand geben. Wann darf in diesem speziellen Fall überhaupt von *Erfolg* gesprochen werden? Mancher Leser ist vielleicht schon überglücklich, wenn er nach tagelangen Versuchen auch nur die Andeutung eines „Bildes“ im Rauschen erkennt; ein anderer wird auch dann noch unzufrieden sein, wenn er bereits ein der kleinen Oszillografenröhre durchaus entsprechendes optimales Bild empfängt. Der Begriff Erfolg wird hier zur persönlichen Ansichtssache.

Diese Gedanken sollen den bastelfreudigen Leser nicht entmutigen, ihn aber vor unüberlegten Schritten bewahren und zum Nachdenken an-

regen; auch dem erfahrenen Experimentator muß nicht immer alles auf Anhieb gelingen.

Wir beginnen mit dem ZF-Verstärker

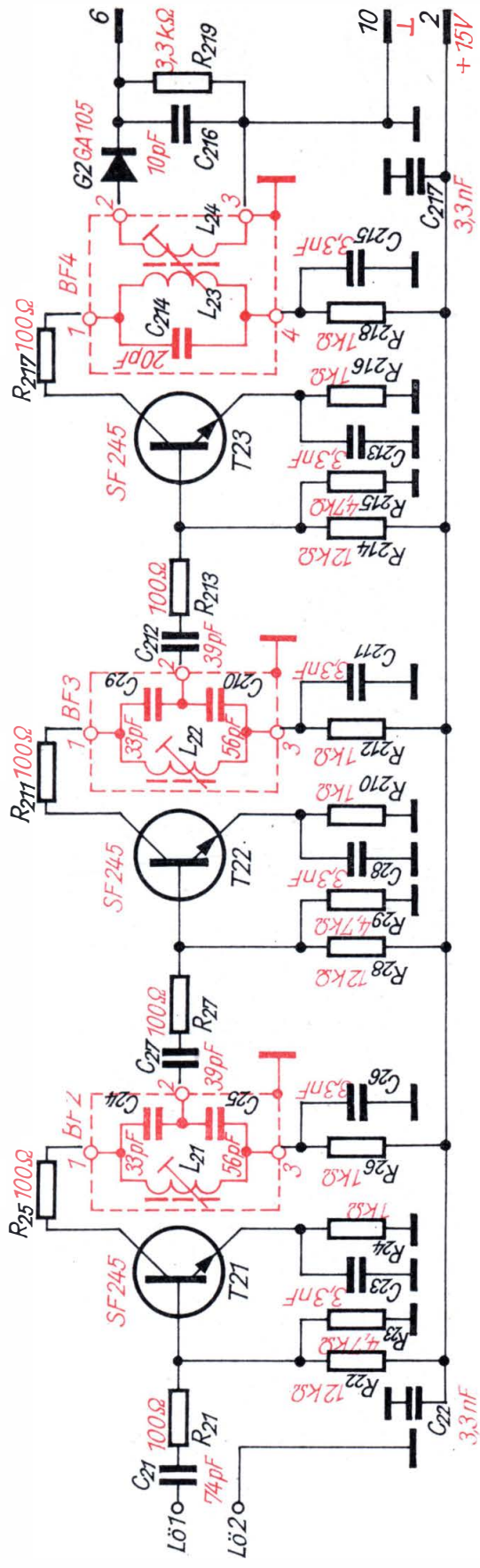
Die Schaltung des dreistufigen Bild-ZF-Verstärkers mit Demodulator ist im Bild 21.1 dargestellt. Die Abstimmung übernimmt jeweils ein in der Kollektorleitung liegender Einzelkreis. Diese Konstruktion bietet für uns einen großen Vorteil. Wir brauchen nämlich die Schwingkreise lediglich auf bestimmte, gegeneinander versetzte Frequenzen zwischen 33 und 39 MHz abzustimmen, um die im Bild 20.4b geforderte Durchlaßcharakteristik annähernd zu verwirklichen. Man bezeichnet deshalb diese Schaltung auch als *Verstärker mit versetzten Einzelkreisen*. Der erste, in der Kollektorleitung des Mischstufentransistors liegende ZF-Kreis ist im Bild 21.1 nicht dargestellt, an den letzten ist induktiv der Demodulator G2 mit Arbeitswiderstand R_{220} und ZF-Siebkapazität C_{215} gekoppelt. Wie alle Bandfilter müssen auch die Einzelkreise sorgfältig abgeschirmt werden. Je höher die Frequenz und die Verstärkung eines ZF-Verstärkers sind, um so leichter kann er ins Schwingen geraten. Auch über die Speiseleitungen können Verkopplungen eintreten. Um das zu verhindern, sind in sämtlichen Kollektorleitungen Siebglieder ($R_{26}C_{25}$, $R_{213}C_{210}$, $R_{219}C_{214}$) vorhanden.

Im Vergleich zu unseren bisher gebauten Rundfunk-ZF-Verstärkern weist der Fernseh-ZF-Verstärker zwei Besonderheiten auf: Erstens liegen in sämtlichen Basis- und Kollektorleitungen 100- Ω -Widerstände, und zweitens enthalten die ersten drei ZF-Kreise zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren. Die Basisvorwiderstände sind unbedingt zur Unterdrückung einer Selbsterregung bei diesen speziellen Transistoren notwendig, und die Kollektorwiderstände vermindern den Einfluß der Kollektorkapazität auf die Schwingkreise. Die Reihenschaltung der Schwingkreiskondensatoren bewirkt genau wie das Anzapfen der Spule eine Transformation des Eingangswiderstandes des folgenden Transistors. Im vorliegenden Fall ergibt sich nach $\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$ eine

Schwingkreiskapazität von 21 pF. Da der kapazitive Widerstand R_C der Kapazität C indirekt proportional ist, erhalten wir ein Verhältnis des Gesamtwiderstandes (Widerstand der Gesamtkapazität) zum Teilwiderstand (Widerstand des 56-pF-Kondensators) von $\frac{R_{21\text{pF}}}{R_{56\text{pF}}} = \frac{56\text{pF}}{21\text{pF}} = 2,7$, d. h., der Eingangswiderstand des folgenden Transistors erscheint mit einem 2,7fach größeren Wert als Lastwiderstand am Schwingkreis.

Die Resonanzfrequenzen der ZF-Kreise ermitteln wir nach einem einfachen grafischen Verfahren. Ausgangspunkt ist die ideale Durchlaßkurve eines ZF-Verstärkers, die im Bild 21.2a noch einmal dargestellt ist. Da die Ablesegenauigkeit des Resonanzfrequenzmessers, mit dem wir die Kreise abgleichen, nicht sehr groß ist, wählen wir eine Bildzwischenfrequenz von 39 MHz an Stelle der üblichen von 38,9 MHz. Die Ton-ZF liegt dann bei 34,5 MHz. Für unsere Schaltung legen wir die Bandgrenzen auf 34,5 und 38,5 MHz fest. Über der zwischen beiden Frequenzmarken liegenden Strecke schlagen wir nach Bild 21.2b einen

Bild 21.1
Schaltbild des
ZF-Verstärkers



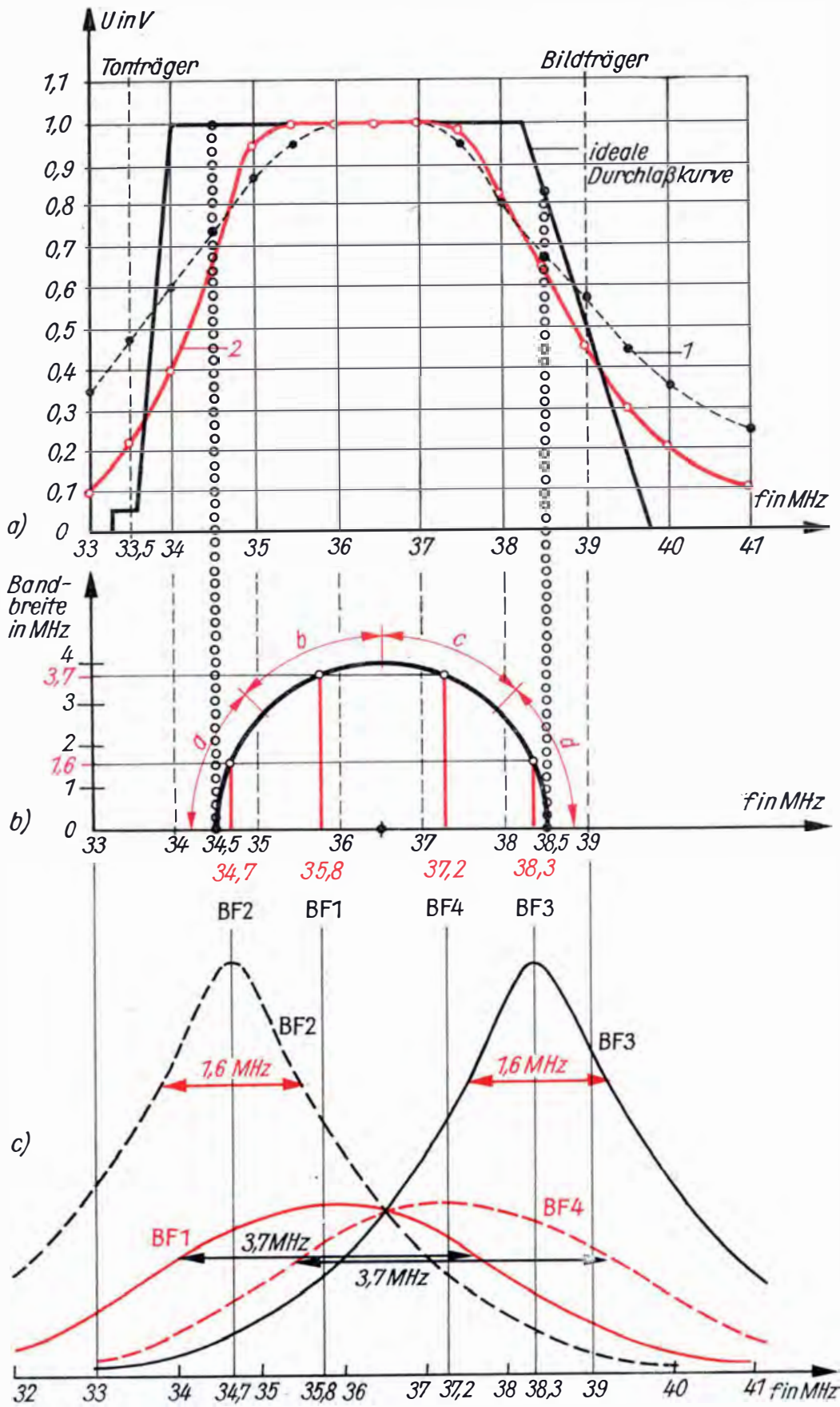


Bild 21.2
 So ermitteln wir die Resonanzfrequenzen und Bandbreiten der ZF-Einzelkreise:
 a) Ideale und erreichbare Durchlaßkurve unseres ZF-Verstärkers ohne (1) und mit angeschlossener Mischstufe (2)
 b) Ermittlung der Resonanzfrequenzen und Bandbreiten
 c) Lage der Resonanzkurven

Halbkreis und teilen ihn in so viele gleiche Abschnitte, wie unser ZF-Verstärker Kreise hat, also in vier Teile *a*, *b*, *c* und *d*. Jeder Abschnitt wird halbiert und vom ermittelten Punkt ein Lot auf die Ausgangsstrecke gefällt. Dort lesen wir die Resonanzfrequenzen ab. In unserem Fall liegen sie bei 34,7; 35,8; 37,2 und 38,3 MHz. Die Höhen der Lote sind ein Maß für die erforderliche Bandbreite des jeweiligen Kreises. Der Umrechnungsfaktor ist jedoch doppelt so groß wie der der Ausgangsstrecke. Wenn wir auf dieser für eine Frequenzdifferenz von 1 MHz eine Strecke von 1 cm gewählt haben und ein Lot 1,5 cm lang ist, so entspricht das einer Bandbreite von $2 \cdot 1,5$ MHz, also 3 MHz.

Für unseren ZF-Verstärker betragen die Bandbreiten 1,6 bzw. 3,7 MHz. Im Bild 21.2c sind die Resonanzkurven der vier Einzelkreise in ihrer gegenseitigen Lage dargestellt. Jeder Kurvenwert entspricht einem bestimmten Verstärkungsfaktor, so daß sich die jeweilige Gesamtverstärkung, die durch die Punkte der Durchlaßkurve dargestellt wird, durch Multiplikation der vier Einzelwerte ergibt.

Die Zuordnung der Frequenzen zu den einzelnen Kreisen dürfen wir frei wählen; wir denken aber daran, daß der letzte Schwingkreis durch den Demodulator bereits stark bedämpft wird. Es wäre deshalb nicht sinnvoll, ihn auf 34,7 oder 38,3 MHz abzustimmen. Wir entscheiden uns wie folgt: BF1 erhält die Resonanzfrequenz 35,8 MHz, BF2 34,7 MHz, BF3 38,3 MHz und BF4 37,2 MHz.

Die Induktivität der Schwingkreisspulen berechnen wir nach

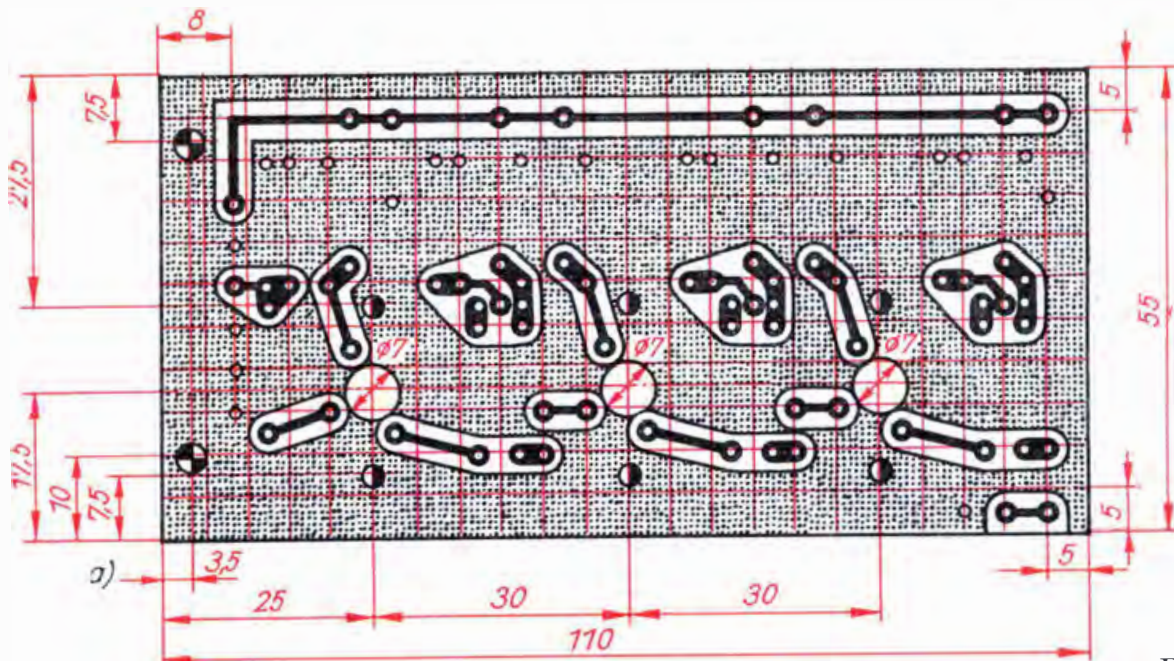
$$L = \frac{1}{4 \pi^2 \cdot f^2 \cdot C} \text{ für } C = 21 \text{ pF und } f = 35 \text{ bzw. } 38 \text{ MHz und erhalten}$$

$L = 1 \mu\text{H}$ bzw. $0,85 \mu\text{H}$. In der Musterschaltung wurden Spulenkörper mit 7 mm Außendurchmesser und Abgleichkern verwendet, die Spulen selbst aus 0,5 CuL einlagig, Windung an Windung gewickelt. L_{23} und L_{22} erhielten 9 Windungen, L_{21} und L_{15} (vgl. Bild 21.6) je 10 Windungen. Die Koppelspule L_{24} mit 3 Windungen ist direkt an das kalte Ende von L_{23} zu wickeln.

Die Abschirmbecher der Schwingkreise stellen wir aus defekten Elektrolytkondensatoren her. Sie sollen einen Durchmesser von 18 mm und eine Höhe entsprechend der Höhe des Spulenkörpers haben, im Mustergerät sind sie 28 mm hoch. Zum Anschrauben löten wir kleine Gewindebolzen direkt an den unteren Rand der Aluminiumbecher (vgl. S. 134).

Die Leitungsführung und den Bestückungsplan des ZF-Verstärkers entnehmen wir Bild 21.3. Für den Anschluß der Schwingkreiselemente löten wir etwa 10 mm lange Schaltdrahtstückchen auf die Platine; die Spulenkörper kleben wir mit Duosan oder noch besser mit EP 11 fest. Vor dem Einlöten der Transistoren SF 245 schauen wir uns noch einmal auf der letzten Einbandseite (im sogenannten Nachsatz) die Elektrodenanordnung an. Im Gegensatz zu den üblichen Miniplasttransistoren liegt hier der Emitter zwischen Basis und Kollektor. Die Gleichstromverstärkung der drei Transistoren sollte etwa gleich sein und in der Größenordnung um 50 liegen. Weitere Einzelheiten zum Aufbau des ZF-Verstärkers vermittelt uns sicherlich noch Bild 21.4, das die bestückte Platine zeigt. Von den letzten beiden Schwingkreisen wurden die Abschirmbecher entfernt.

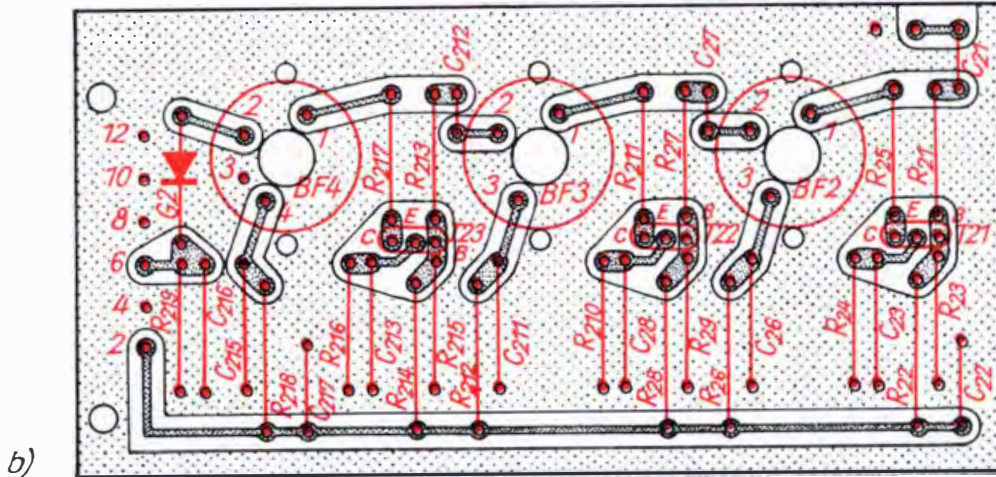
Zum Vorabgleich (s. Bild 21.5) legen wir die stabilisierte Spannung von 15 V des Videoverstärkers (vgl. Bilder 19.14, 19.15 u. 19.18 und zugehörigen Text) an die Platine des ZF-Verstärkers. In der Plusleitung



● Bohrungen $\varnothing 3,1$ ● Bohrungen $\varnothing 2,5$, alle *übrigen Bohrungen* $\varnothing 1,0$

Löt Löt

Bild 21.3
Leitungsführung (a)
und Bestückungsplan
(b) für die Leiter-
platte des ZF-Ver-
stärkers



b)

Bild 21.4
So sieht die bestückte
Leiterplatte unseres
ZF-Verstärkers aus

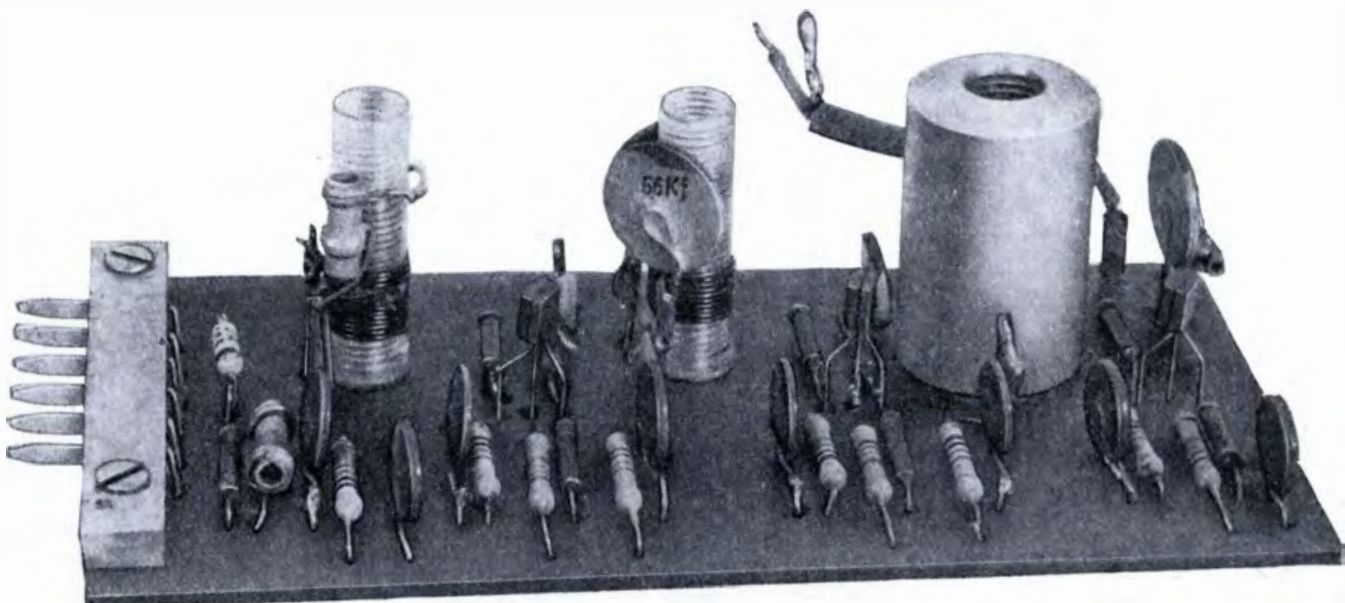
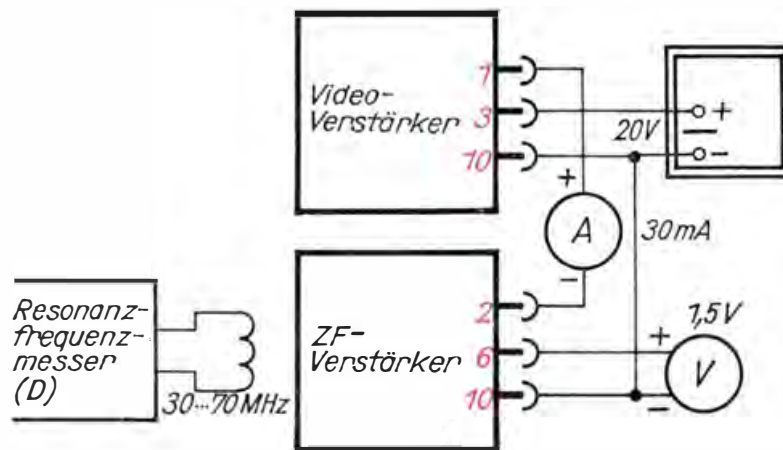


Bild 21.5
Schaltung zum Vor-
abgleich des ZF-Ver-
stärkers



liegt ein Strommesser, der etwa 12 mA anzeigen muß; jeder Transistor arbeitet mit 3 mA Kollektorstrom. An den Demodulatorarbeitswiderstand schließen wir über zwei *möglichst kurze* Leitungen einen Gleichspannungsmesser mit einem Innenwiderstand von mindestens $20 \frac{\text{k}\Omega}{\text{V}}$ und 1,5 V Endausschlag an. Es reicht vollständig aus, die Spule des in Schalterstellung D arbeitenden Resonanzmessers in der Nähe des ersten ZF-Transistors T 21 anzuordnen. Wir stellen den Frequenzmesser auf 37,2 MHz und verdrehen mit einem selbstgefertigten kleinen Schraubenzieher aus Pertinax den Kern von BF4 so lange, bis der Spannungsmesser ein Maximum anzeigt, d. h., bei weiterem gleichsinnigem Drehen muß der Ausschlag wieder kleiner werden. Dann stellen wir eine Frequenz von 38,3 MHz ein und gleichen in derselben Art BF3 auf Maximum ab. Dann folgt schließlich der Abgleich von BF2 auf 34,7 MHz. Diesen Vorgang wiederholen wir einige Male und nehmen anschließend die Durchlaßkurve von 33 MHz bis 41 MHz auf. Den Abstand des Resonanzmessers wählen wir so, daß der Spannungsmesser bei 36,5 MHz genau 1 V anzeigt. Die Meßfrequenzen verändern wir jeweils um 0,5 MHz, lesen die dazugehörigen Werte des Spannungsmessers ab und übertragen die Wertepaare in ein Diagramm nach Bild 21.2a (Kurve 1).

Es folgt die Eingangsschaltung

Den HF-Verstärker, die Mischstufe und den Oszillator fassen wir nach Bild 21.6 in einer gemeinsamen Baugruppe zusammen, die als *Tuner* (tune [engl.] = einstellen, abstimmen) bezeichnet wird. Die Betriebsspannung wird mit dem Siebglied $R_{113} C_{119}$ auf 12 V herabgesetzt und gleichzeitig damit der Tuner vom ZF-Verstärker entkoppelt. Alle drei Stufen arbeiten in Basisschaltung und sind mit Basteltransistoren GF 145 bestückt. In der Kollektorleitung von T 12 liegt der erste ZF-Kreis BF1, der mit einem Widerstand von 12 k Ω bedämpft wird. Die Spulen L_{12} und L_{13} haben eine Induktivität von 0,1 μH : 5 Windungen 1,0 CuL, 6 mm Innendurchmesser, 10 mm lang. Mit den Trimmerkondensatoren C_{13} bzw. C_{17} von 10 pF Endkapazität können beide HF-Kreise auf alle Fernsehkanäle im Band III (Kanäle 5 bis 12) abgestimmt werden. Für die Kanäle 3 und 4 im Band I müssen bei gleicher

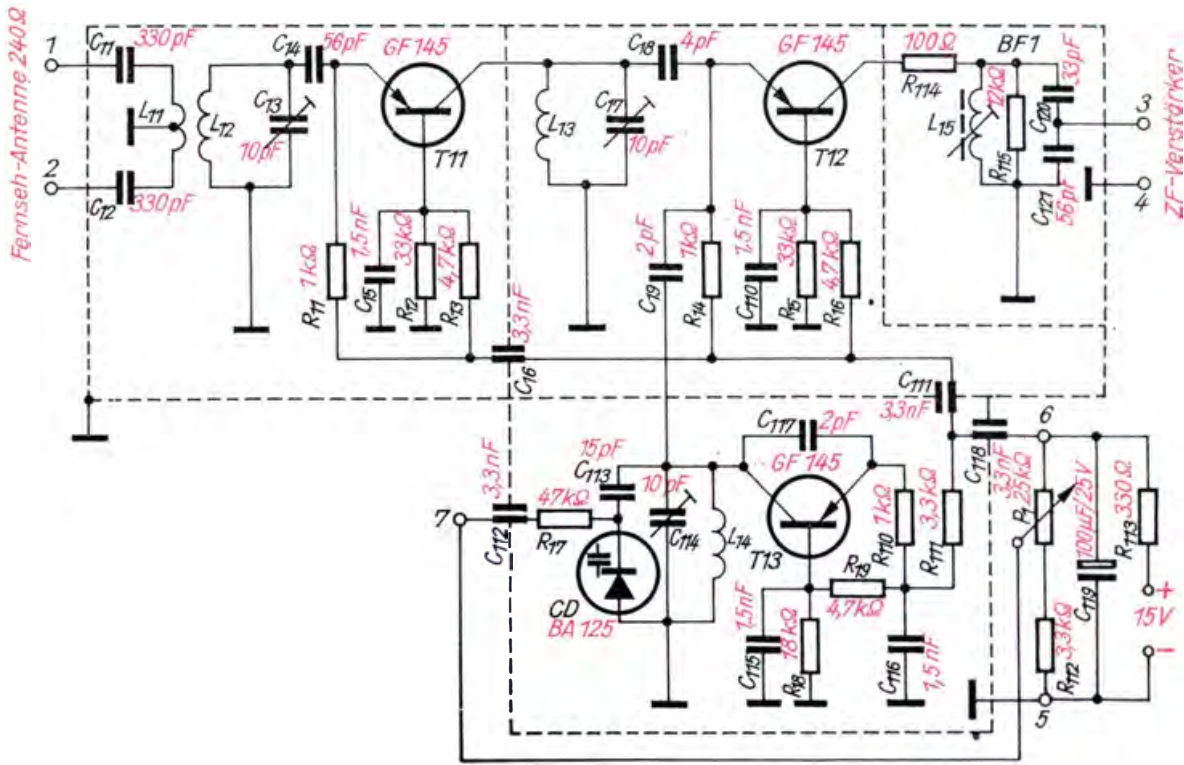


Bild 21.6
Schaltbild des Tuners

Kapazität die Spulen eine Induktivität von $1 \mu\text{H}$ haben. Wir wickeln sie ebenfalls mit einem Innendurchmesser von 6 mm, allerdings aus 0,5 CuL. Bei 20 Windungen müssen sie dann 15 mm lang sein. (Die Berechnung erfolgt nach der Gleichung $L = k_1 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{N^2 \cdot A}{l}$ mit $\mu_r = 1$; vgl. S. 20). In der Musterschaltung wurden Rohrtrimmer 0,6...4,5 pF verwendet und noch Festkondensatoren entsprechender Kapazität parallelgeschaltet. Die Antennenspule L_{11} hat für Band III 2 Windungen und für Band I 6 Windungen aus 0,4 CuL, die zwischen die Windungen von L_{12} zu wickeln sind. Deshalb brauchen wir auch für L_{11} und L_{12} ein kleines Pappröhrchen von 6 mm Außendurchmesser als Spulenkörper. Das Wickelprinzip der beiden Spulen ist im Bild 21.7 angegeben. Um Verkopplungen der Stufen untereinander zu vermeiden, befinden sie sich in getrennten Kammern, und die Speiseleitung ist jeweils beim Übergang von einer Kammer zur anderen mit einem Durchführungskondensator gegen Masse abgeblockt.

Die Spannung zum Betrieb des Oszillators wird mit dem Siebglied R_{111} C_{116} herabgesetzt, damit die Stromaufnahme des Oszillators 2,5 mA nicht überschreitet. Der frequenzbestimmende Schwingkreis liegt am Ausgang von T 13. Die notwendige Rückkopplung zur Selbsterregung erfolgt mittels C_{117} .

Der Oszillatorkreis weist eine Besonderheit auf: Neben den Kondensatoren C_{113} und C_{114} ist noch eine *Kapazitätsdiode* CD enthalten. Wir verwenden sie zur Feineinstellung der Oszillatorfrequenz. Aus Kapitel 5 (vgl. S. 69 u. 70) ist uns bekannt, daß sich die Breite der Raumladungszone eines pn-Übergangs und damit seine Sperrschichtkapazität mit einer von außen angelegten Sperrspannung verändern läßt. Je höher die Sperrspannung ist, um so breiter wird die Raumladungszone und um so geringer ihre Kapazität. Die Diode BA 125 hat bei einer Sperrspannung von 1,5 V eine Kapazität von rund 30 pF, die auf etwa

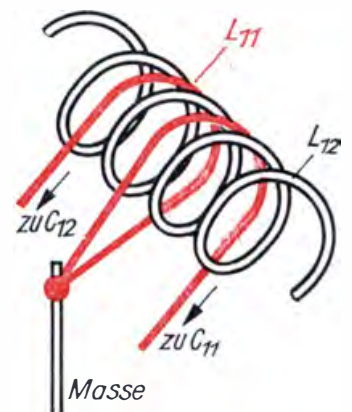


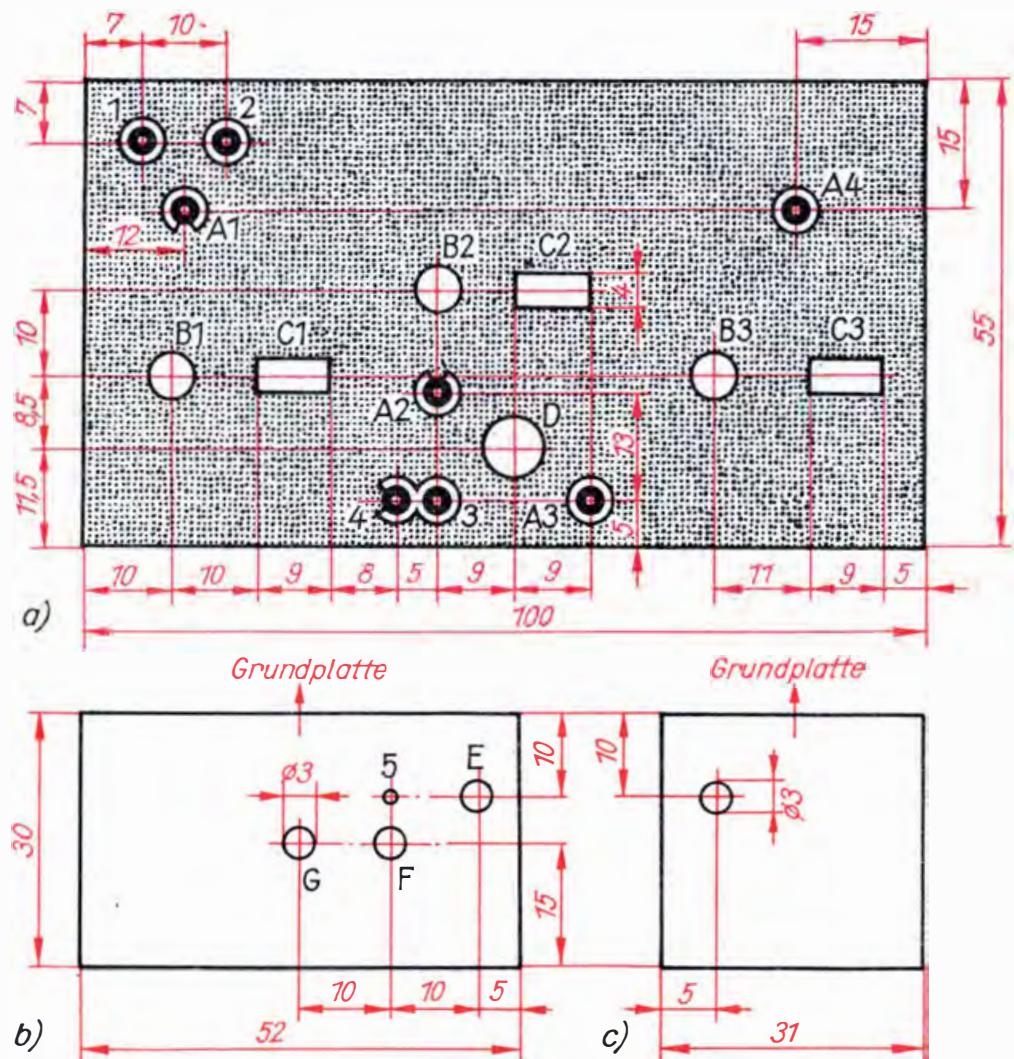
Bild 21.7
So wickeln wir die Antennenspule L_{11} zwischen die Windungen von L_{12}

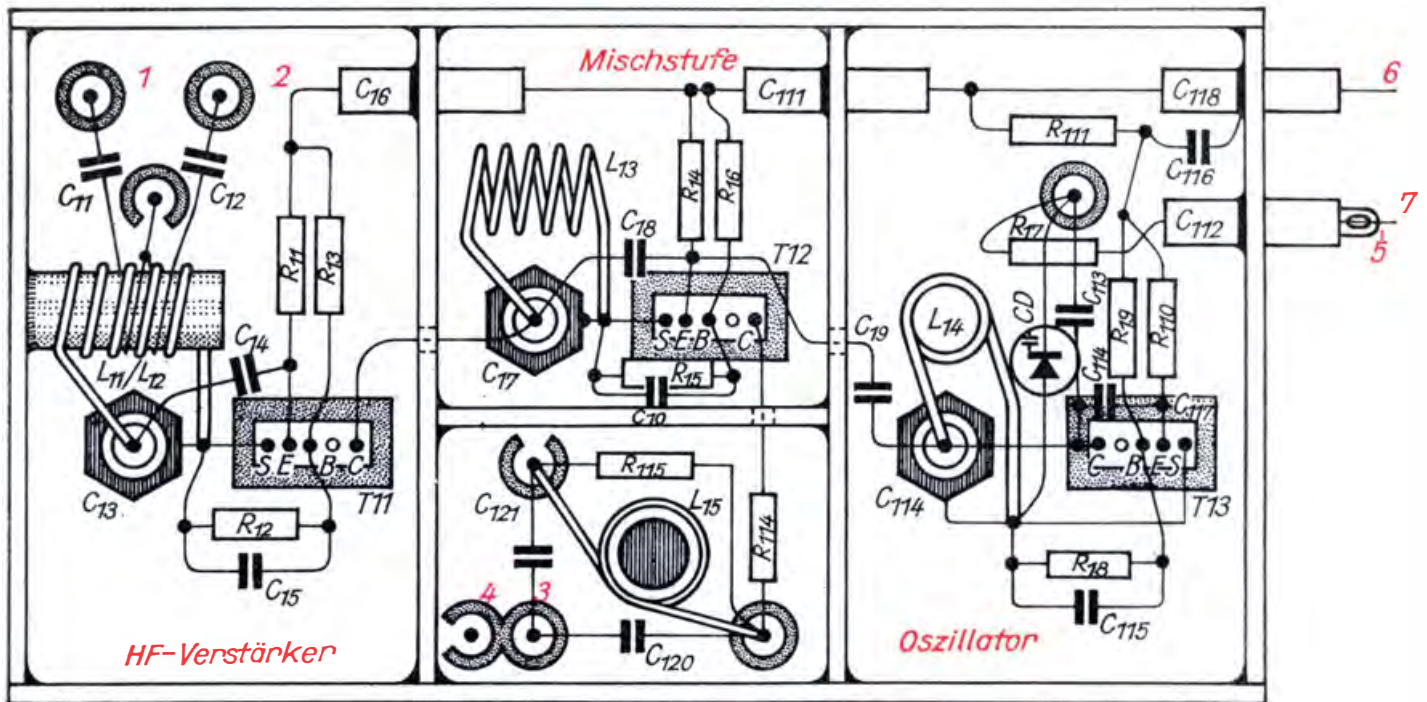
15 pF bei 12 V zurückgeht. Ganz auf Null darf die Spannung nicht sinken, da die Schwingung des Oszillators sonst gleichgerichtet würde. Mit der Reihenkapazität von $C_{113} = 15 \text{ pF}$ ergibt sich ein niedrigster Wert von 7,5 pF (bei 12 V) und ein größter von 10 pF (bei 1,5 V). Die Abstimmung erfolgt mit dem außerhalb des Tuners angeordneten Potentiometer P_1 .

Die Oszillatorspule L_{14} hat eine Induktivität von $0,05 \mu\text{H}$: 3 Windungen 1,0 CuL, 6 mm Innendurchmesser, 5,5 mm lang. Mit dem Trimmer C_{114} können dann alle Frequenzen des Bandes III eingestellt werden. Für Band I muß L_{14} eine Induktivität von $0,2 \mu\text{H}$ haben: 9 Windungen 1,0 CuL, 6 mm Innendurchmesser, 17 mm lang.

Das Tunergehäuse stellen wir wieder aus kupferkaschiertem Halbzeug her. Bild 21.8a zeigt das Bearbeitungsschema der Grundplatte. 1, 2, 4, A3 und A4 sind isolierte Lötinseln, 3, A1 und A2 sind Masselötunkte. Zunächst ätzen wir diese Inseln und Massepunkte frei. Dann bohren wir die Löcher B1, B2 und B3 zum Durchstecken und Anschrauben der Rohrtrimmer, D zum Einkleben des Spulenkörpers von L_{15} für BF1 und arbeiten die Rechtecke (vorbohren und nachfeilen) C1, C2 und C3 zum Einsetzen der Transistorfassungen ein. Die langen Seitenwände des Gehäuses sind 100 mm lang und 30 mm breit. Die kurzen Seitenwände fertigen wir nach Bild 21.8b; eine erhält keine Bohrungen, die

Bild 21.8
Abmessungen der
Gehäuseteile des
Tuners:
a) Bearbeitungs-
schema der
Grundplatte, von
der Kupferseite
aus betrachtet
b) Bohrschema der
Trennwände und
einer kurzen Sei-
tenwand
c) Bohrschema der
Trennwand zwi-
schen Mischstufe
und ZF-Kreis





andere durchbohren wir bei 5, E und F von der Kupferseite. Die Durchmesser von E und F richten sich nach den dort einzulötenden Durchführungskondensatoren. Die beiden Trennwände zwischen HF-Verstärker/Mischstufe bzw. Mischstufe/Oszillator werden ebenfalls nach Bild 21.8b aus zweiseitig kupferkaschiertem Material hergestellt. Sie erhalten nur die Bohrungen E und G. Die letzte Trennwand, die den ZF-Kreis von der Mischstufe trennt, ist nach Bild 21.8c ebenfalls aus zweiseitig kaschiertem Material zu fertigen. Wie die einzelnen Platten richtig verlötet werden, geht aus Bild 21.9 hervor. Vor dem Löten lesen wir noch einmal auf Seite 158 nach. Beim Aufbau der Schaltung gehen wir folgendermaßen vor:

1. Einlöten der Durchführungskondensatoren C_{16} , C_{111} , C_{112} und C_{118} ,
2. Einsetzen der Transistorfassungen,
3. Einschrauben der Trimmer C_{13} , C_{17} und C_{114} ,
4. Einlöten von Lötösen in 1, 2, 3, 4 und 5,
5. Festlöten von je 20 mm langen Schaltdrahtstückchen im Gehäuse bei A1, A2, A3 und A4,
6. Einkleben des ZF-Spulenkörpers (mit Spule 10 Windungen 0,5 CuL) in D,
7. Einlöten der Spulen L_{14} , L_{13} sowie der Kombination $L_{12}L_{11}$ auf Pappröhrchen, das wir an der Seitenwand festkleben,
8. Einlöten aller Kondensatoren und Widerstände sowie der Kapazitätsdiode.

Bild 21.10 gestattet uns einen Blick in das fertige Tunergehäuse, Bild 21.11 zeigt eine Ansicht mit bereits eingesetzten Transistoren. Die Stromaufnahme des Tuners beträgt etwa 6 mA.

Nun wenden wir uns dem Endabgleich des ZF-Verstärkers mit der Schaltung nach Bild 21.12 zu. Den ZF-Ausgang des Tuners verbinden wir über ein 5 cm langes, abgeschirmtes Kabel mit dem Eingang des ZF-Verstärkers. Das Abschirmgeflecht ist sowohl mit Öse 3 des Tuners

Bild 21.9
So ordnen wir die Bauelemente im Tunergehäuse an

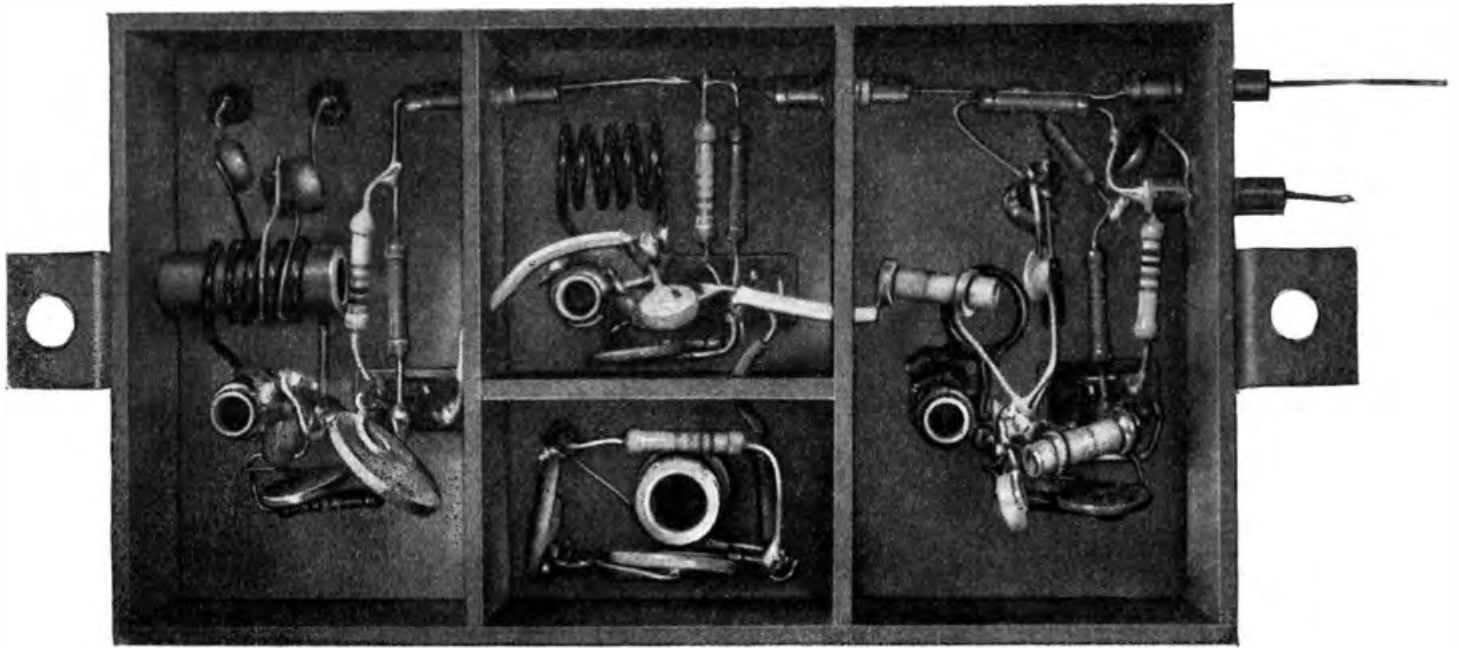


Bild 21.10
Blick in das Tuner-
gehäuse

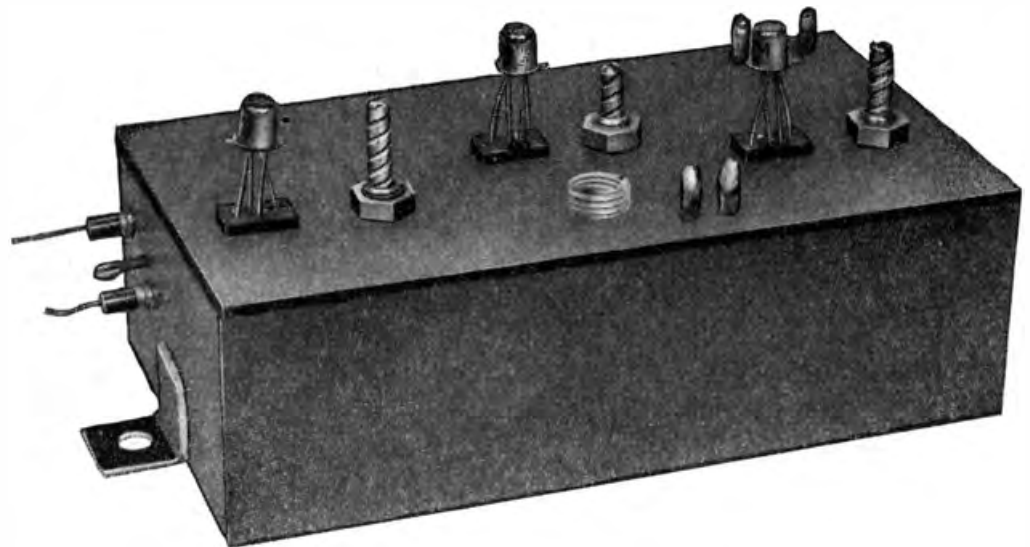


Bild 21.11
Unser Tuner

als auch mit Lö2 des ZF-Verstärkers zu verlöten, im Tuner ist nur der Mischtransistor T 12 eingesetzt. Für das Einkoppeln der HF vom Resonanzfrequenzmesser auf die Spule L_{13} der Mischstufe verwenden wir eine Linkleitung mit je 3 Windungen (vgl. S. 221). Nach dem Anlegen der Spannung muß der Strommesser etwa 15 mA anzeigen. Der Endabgleich erfolgt analog dem Vorabgleich, nur daß jetzt als vierte Einstellung auch BF1 auf Maximum bei 35,8 MHz abgeglichen wird. Nach mehrmaligem Wiederholen des Abgleichvorgangs nehmen wir wieder die Durchlaßkurve auf (vgl. Bild 21.2a, Kurve 2).

Bevor wir als nächsten Abgleich die Schwingkreise des Tuners auf die richtigen Frequenzen abstimmen können, brauchen wir das Signal unseres Fernsehsenders und damit eine Antenne.

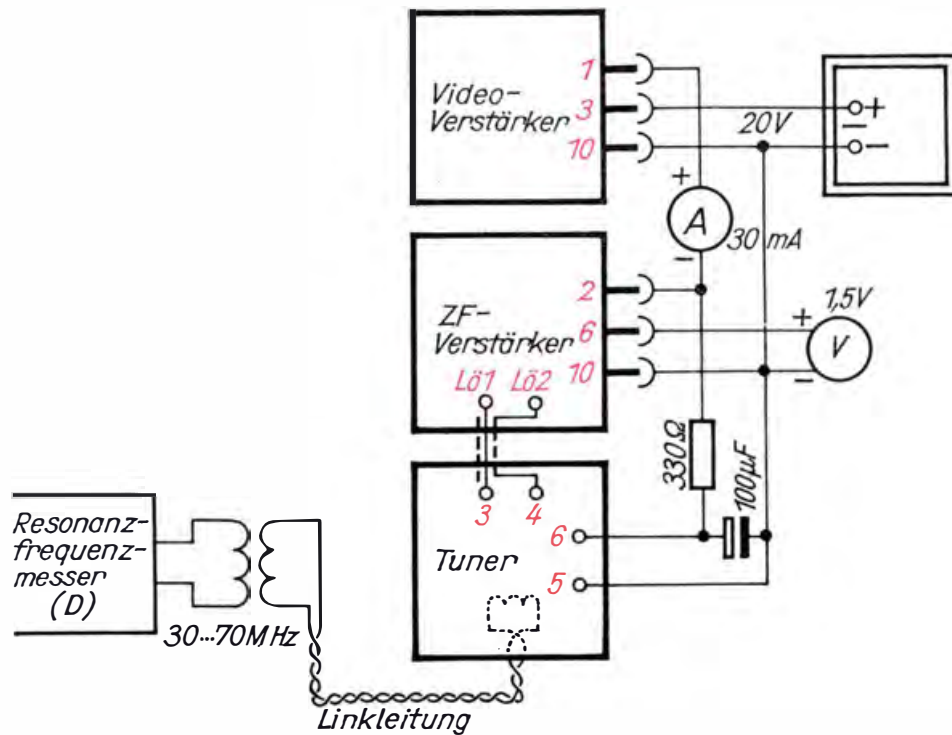


Bild 21.12
Schaltung für den
Endabgleich des
ZF-Verstärkers

Eine Fernsehantenne bauen wir natürlich selbst

Ihr Grundelement ist der Halbwellendipol, den wir bereits im Kapitel 11 kennengelernt haben. Seine Länge kann nach $l = \frac{\lambda}{2}$ berechnet werden, wobei das Produkt aus Wellenlänge λ und Frequenz f immer gleich der Lichtgeschwindigkeit c ist: $c = \lambda \cdot f$. Für die Länge ergibt sich also $l = \frac{c}{2 \cdot f}$. Diese Gleichung gilt jedoch nur für einen Halbwellendipol aus unendlich dünnem Material.

Wie wir wissen, ist ein Dipol ein offener Schwingkreis, bei dem die Länge des Drahtes die Induktivität und die Drahtoberfläche die Kapazität bildet. Für eine konstante Länge und damit konstante Induktivität steigt die Kapazität mit wachsender Dipoldicke; die Eigenfrequenz wird kleiner. Sollen zwei unterschiedlich dicke Dipole die gleiche Resonanzfrequenz haben, muß der dickere eine geringere Länge als der schlankere haben. Wir wählen deshalb ein bestimmtes Verhältnis der Wellenlänge λ zum Durchmesser d des Halbwellendipols – und auch der übrigen Antennenelemente – und berücksichtigen die praktisch notwendige Verkürzung des Dipols und der zusätzlichen Elemente in den unten angeführten Faktoren A , so daß wir die Elementlängen nach der einfachen Beziehung $l = \frac{A}{f}$ berechnen können.

Der gestreckte Halbwellendipol hat jedoch einen Nachteil: Sein Anschlußwiderstand (Scheinwiderstand) beträgt nur etwa 60Ω . Dieser erhöht sich auf rund 240Ω – und paßt damit an das übliche Antennenbandkabel –, wenn wir dem ersten Dipol einen zweiten in geringem Abstand b parallelschalten; so entsteht ein *Schleifen-* oder *Faltdipol* (vgl.

Bild 21.13
 Aufbau einer
 3-Element-Antenne

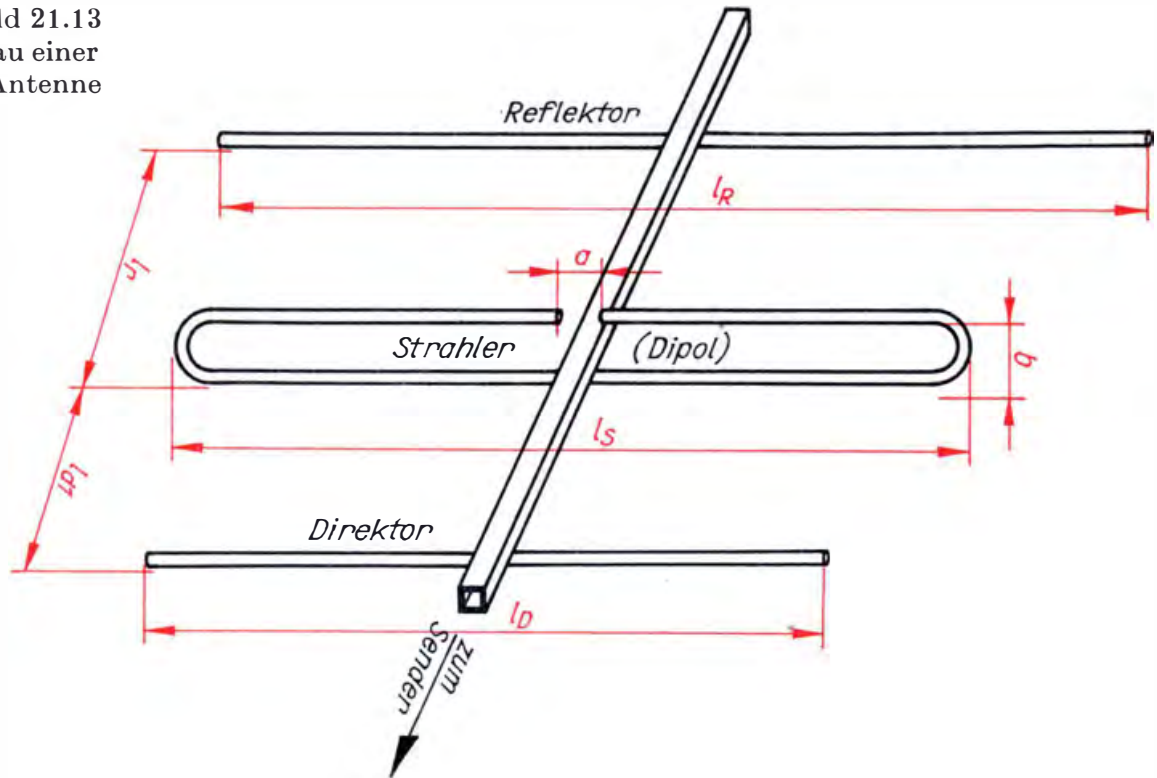


Bild 21.13). Zusätzliche Elemente sorgen dafür, daß die Antenne eine höhere Leistung abgeben kann und verleihen ihr außerdem eine bestimmte Richtcharakteristik. Während der senkrecht stehende einfache Dipol Sender aus allen Richtungen empfangen kann, hat eine Antenne mit zusätzlichen Elementen eine bevorzugte Empfangsrichtung. Der *Reflektor* muß immer entgegengesetzt vom Sender „hinter“ dem Dipol angeordnet sein, da er die elektromagnetischen Wellen zum Dipol reflektieren soll, während ein *Direktor* oder mehrere Direktoren „vor“ dem Dipol zum Sender weisen.

Die Leistung einer Antenne wird als *Gewinn G* in *Dezibel* (dB) angegeben. Wie 1 Meter 10 Dezimeter enthält, so hat auch 1 Bel 10 Dezibel, bzw. $1 \text{ dB} = 0,1 \text{ Bel}$. (Das Bel wurde nach dem Konstrukteur des ersten brauchbaren Telefons, *Alexander Graham Bell*, benannt.)

Wenn z. B. die Leistung P_2 einer bestimmten Antenne fünfmal größer als die Leistung P_1 des einfachen Schleifendipols ist, so beträgt das Leistungsverhältnis $\frac{P_2}{P_1} = \frac{5}{1} = 5$. Den Gewinn erhält man nun, indem

der Zehnerlogarithmus dieses Leistungsverhältnisses gebildet wird:

$G = \lg \frac{P_2}{P_1} = \lg 5$. Den Logarithmus von 5 lesen wir in einer Logarithmentafel ab: $\lg 5 = 0,6990$. Der Gewinn obiger Antenne beträgt daher $G = 0,6990 \text{ Bel}$ bzw. $G = 6,99 \text{ dB}$.

Ist andererseits der Gewinn einer 3-Element-Antenne mit $G = 5 \text{ dB}$ (0,5 Bel) angegeben, so gilt $\lg \frac{P_2}{P_1} = 0,5$. Jetzt müssen wir aus der Logarithmentafel die Zahl ablesen, deren Logarithmus 0,5 beträgt; sie heißt 3,16 und ist gleich dem Leistungsverhältnis $\frac{P_2}{P_1}$. Die Leistung die-

ser Antenne ist also 3,16mal größer als die des einfachen Schleifendipols. Eine 6-Element-Antenne mit $G = 8$ dB gibt eine 6,31mal höhere Leistung als der Dipol ab.

Wenden wir uns nun dem Berechnen einer Antenne zu. Als Beispiel wählen wir wieder den Kanal 10 im Band III aus. Die Antenne soll einen Gewinn von 5 dB haben.

Zunächst bestimmen wir die mittlere Frequenz:

$$f_m = \frac{f_B + f_T}{2} = \frac{210,25 \text{ MHz} + 215,75 \text{ MHz}}{2} = \frac{426}{2} \text{ MHz} = 213 \text{ MHz.}$$

Aus untenstehender Tabelle lesen wir ab, daß die Antenne 3 Elemente haben muß und das Verhältnis $\frac{\lambda}{d} = 150$ betragen soll. Vor dem Ermitteln der Elementdurchmesser $d = \frac{\lambda}{150}$ müssen wir die Wellenlänge λ

berechnen. Sie beträgt $\lambda = \frac{c}{f_m} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ ms}^{-1}}{213 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}} = \frac{3}{2,13} \text{ m} = 1,41 \text{ m}$. Für den Durchmesser der Elemente erhalten wir deshalb $d = \frac{1,41 \text{ m}}{150} =$

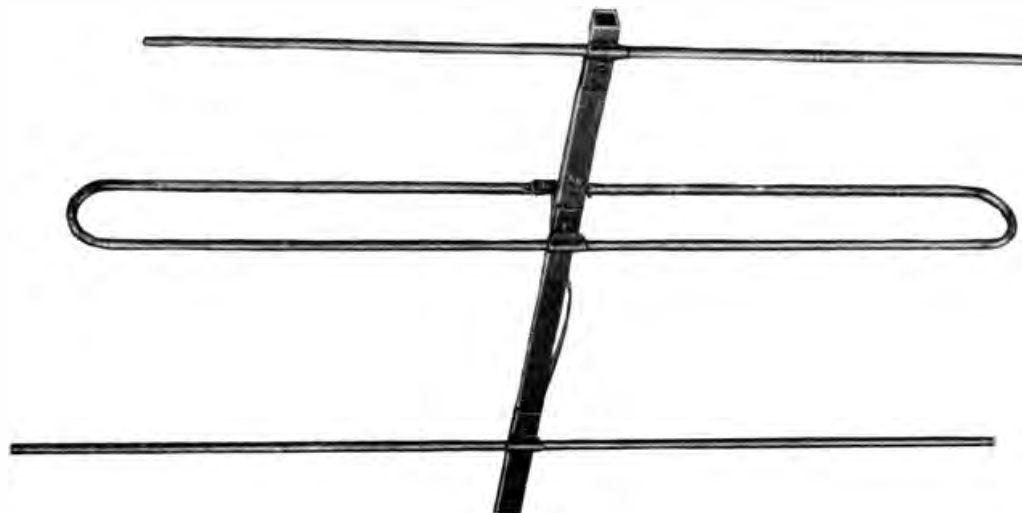
9,4 mm. Abweichungen bis 30% sind zulässig. Wir wählen Aluminiumrohr von 8 mm oder 10 mm Durchmesser.

Die Elementlängen und -abstände berechnen wir nach $l = \frac{A}{f_m}$. Die

Faktoren A mit der Maßeinheit MHz·m entnehmen wir folgender Tabelle:

Anzahl der Elemente		3	5	6		
Gewinn in dB		5	5	7	8	
Fernsehband		I	III	I	III	
$\frac{\lambda}{d}$		300	150	300	150	
Faktoren für	Elementlängen	A_R	171	157	175	166
		A_S	142	137	145	138
		A_{D1}	126	114	124	118
		A_{D2}	—	—	129	120
		A_{D3}	—	—	128	117
		A_{D4}	—	—	—	116
		A_r	44	43,5	49,7	76
	Abstände	A_{d1}	27	34	22,3	18,5
		A_{d2}	—	—	32,3	61,5
		A_{d3}	—	—	52,5	53,5
		A_{d4}	—	—	—	58,5

Bild 21.14
Unsere Fernseh-
antenne



$$\text{Länge des Reflektors: } l_R = \frac{A_R}{f_m} = \frac{157 \text{ MHz} \cdot \text{m}}{213 \text{ MHz}} = 0,753 \text{ m}$$

$$\text{Länge des Strahlers: } l_S = \frac{A_S}{f_m} = \frac{137 \text{ MHz} \cdot \text{m}}{213 \text{ MHz}} = 0,645 \text{ m}$$

$$\text{Länge des Direktors: } l_D = \frac{A_D}{f_m} = \frac{114 \text{ MHz} \cdot \text{m}}{213 \text{ MHz}} = 0,535 \text{ m}$$

$$\text{Abstand Reflektor-Strahler: } l_r = \frac{A_r}{f_m} = \frac{43,5 \text{ MHz} \cdot \text{m}}{213 \text{ MHz}} = 0,204 \text{ m}$$

$$\text{Abstand Direktor-Strahler: } l_{d1} = \frac{A_{d1}}{f_m} = \frac{34 \text{ MHz} \cdot \text{m}}{213 \text{ MHz}} = 0,159 \text{ m}$$

Der Abstand a liegt zwischen 5 und 20 mm; b soll kleiner als $\frac{\lambda}{20} = \frac{1,41 \text{ m}}{20} = 70 \text{ mm}$ sein. Gebräuchlich sind etwa 50 mm im Band III und 100 mm im Band I.

Das Biegen des Schleifendipols ist nicht ganz einfach. Wir brauchen auf alle Fälle ein passendes Rundholz, an dem wir zunächst ein Stück Abfallrohr probeweise biegen. Ist das Material zu hart, glühen wir es an den Biegestellen vorsichtig aus, schrecken unter kaltem Wasserstrahl ab und probieren erneut. Als Trägermaterial für die Elemente verwenden wir am besten hohles Vierkantmaterial aus Aluminium. Bild 21.14 zeigt die fertige Antenne.

Wir gleichen die Eingangsstufen ab

Das von der Antenne kommende Bandkabel schließen wir an die Lötösen 1 und 2 des Tuners und stecken die Transistoren T11 und T13 in die Fassungen. Der Grundaufbau der Abgleichschaltung entspricht Bild 21.12. Linkleitung und Resonanzmesser werden entfernt, und an Stelle des Spannungsmessers wird der Meßverstärker des Oszillografen angeschlossen (Stellung 3). Zunächst schalten wir das Potentiometer P₁ sowie den Widerstand R₁₁₂ an den Tuner (vgl. Bild 21.6) und stellen das Potentiometer etwa auf Mitte. Nach dem Einschalten des Stromversorgungsgerätes und des Oszillografen drehen wir den Trimmer C₁₁₄ des Oszillators langsam durch. Sollte dabei auf dem Bildschirm kein Oszillogramm erscheinen, überzeugen wir uns zunächst, ob der Oszilla-

tor schwingt. Dazu berühren wir mit einem Metallschraubenzieher die Kollektorfahne des Oszillatortransistors. Die Anzeige des Strommessers von rund 19 mA muß um etwa 1 mA zurückgehen. Weiter informieren wir uns, ob der Sender gegenwärtig überhaupt ein Programm ausstrahlt. Sind beide Voraussetzungen erfüllt, muß bei einwandfreier Schaltung während des Trimmens von C₁₁₄ das Videosignal auf dem Oszillografenschirm sichtbar werden. Wir stellen auf Maximum ein. Dann gleichen wir mit C₁₇ den Eingangskreis der Mischstufe ab. Wir versuchen, auch hier das Maximum zu finden. In der gleichen Art verfahren wir anschließend mit C₁₃. Da dieser Kreis sehr breitbandig ist, erhalten wir kein ausgeprägtes Maximum.

Schauen wir uns das Videosignal etwas genauer an. Wenn das Oszillogramm bei voll aufgedrehtem Potentiometer des Meßverstärkers in Stellung 3 eine Höhe von beispielsweise 40 mm hat, so beträgt die Spannung von Spitze zu Spitze nach

$$U_{ss} = \frac{10^{4-x} \cdot A_m \cdot l}{V} = \frac{10 \cdot 17 \text{ V} \cdot 4 \text{ cm}}{900 \text{ cm}} =$$

0,75 V (vgl. S. 295). Geringer als 0,5 V darf die Spannung am Videodemodulator für eine gute Bildwiedergabe nicht sein. Ist sie zu niedrig, versuchen wir einen günstigeren Antennenstandpunkt zu finden oder wählen eine Antenne mit höherem Gewinn. Auch das Vergrößern der Windungszahl von L₂₄ des ZF-Verstärkers auf 4, höchstens 5 Windungen ist möglich, allerdings verändert sich dann die Durchlaßkurve, da BF 4 mehr bedämpft wird.

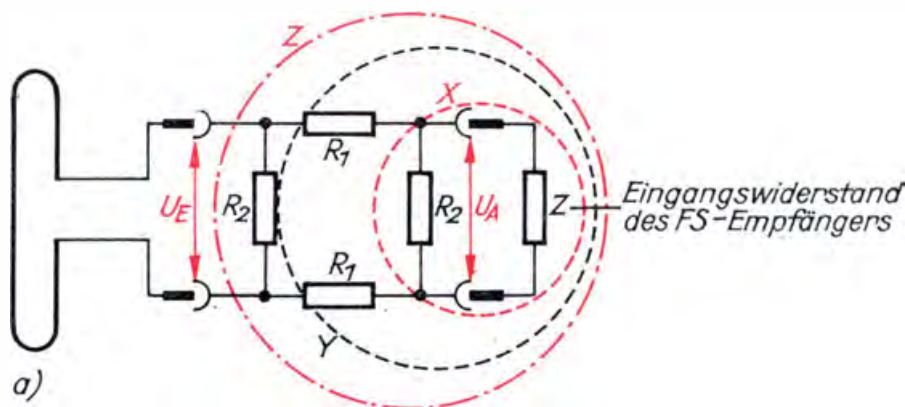
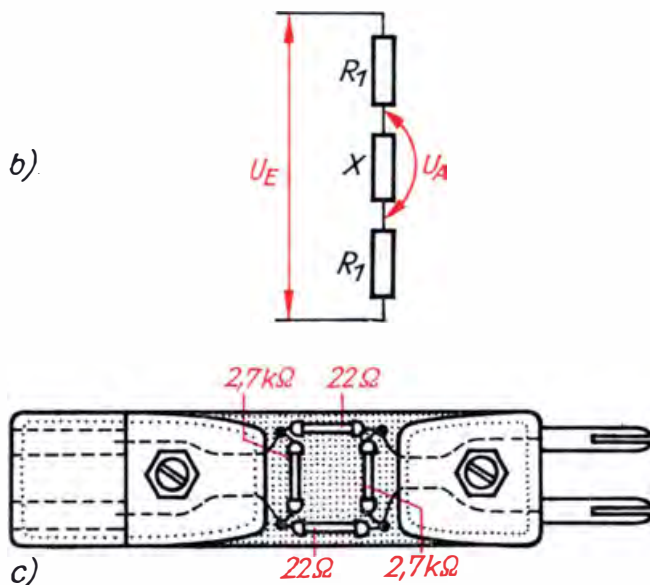


Bild 21.15

Dämpfungsglied:

- a) Zur Berechnung der Widerstandsverhältnisse
- b) Zur Spannungsteilung
- c) Aufbau des Dämpfungsgliedes

für $\frac{U_E}{U_A} = 1,2$



Andererseits darf die Spannung am Demodulator auch nicht größer als $U_{ss} = 1 \text{ V}$ sein, da sonst der Videoverstärker übersteuert wird. Neben einer Bildverschlechterung kann die Synchronisation ausfallen, weil die Synchronimpulse abgeschnitten werden. Dieser Effekt tritt besonders in Sendernähe auf. Da unser Fernsehempfänger im Interesse eines unkomplizierten Aufbaus keine Kontrastregelung hat, muß dann die von der Antenne gelieferte Spannung mit einem *Dämpfungsglied* nach Bild 21.15 herabgesetzt werden.

Die Widerstände R_1 und R_2 müssen so bemessen sein, daß einerseits der Gesamtwiderstand des Dämpfungsgliedes mit angeschlossenem Verbraucher (Fernsehempfänger) gleich dem Verbraucherwiderstand $Z = 240 \Omega$ bleibt und sich andererseits ein Verhältnis der Eingangsspannung U_E zur Ausgangsspannung U_A von $\frac{U_E}{U_A} = a$ einstellt. Er-

mitteln wir zunächst die Beziehung zwischen den Teilwiderständen und dem Gesamtwiderstand. Die Parallelschaltung $R_2 Z$ hat den Wert

$$X = \frac{R_2 \cdot Z}{R_2 + Z}. \quad (1)$$

Die Widerstände R_1 liegen in Reihe zu X , so daß sich $Y = 2 R_1 + X$ ergibt. Für X setzen wir (1) ein, bringen die rechte Seite der Gleichung auf den gemeinsamen Nenner und erhalten so

$$Y = \frac{2 R_1(R_2 + Z) + R_2 Z}{R_2 + Z}. \quad (2)$$

Der an den Eingangsbuchsen des Dämpfungsgliedes liegende Widerstand R_2 und Y bilden wieder eine Parallelschaltung; es gilt $\frac{1}{Z} = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{Y}$. Wenn für $\frac{1}{Y}$ der Kehrwert von (2) eingesetzt, die Gleichung mit dem Hauptnenner multipliziert, richtig gekürzt und ausmultipliziert wird sowie die gleichartigen Glieder zusammengefaßt werden, erhält man $R_1 R_2^2 = R_1 Z^2 + R_2 Z^2$. Da Z bekannt ist und R_1 bzw. R_2 gesucht werden, stellen wir diese Beziehung nach R_1 um und

$$\text{erhalten } R_1 = \frac{R_2 Z^2}{(R_2 + Z) \cdot (R_2 - Z)}. \quad (3)$$

Der Nenner ergibt sich durch Anwendung der binomischen Formel $a^2 - b^2 = (a + b) \cdot (a - b)$.

Nun betrachten wir die Spannungsteilung. Nach Bild 21.15b gilt für $\frac{U_E}{U_A}$ der Wert $a = \frac{2 R_1 + X}{Z}$. Diese Gleichung nach R_1 umgestellt und für X wieder (1) eingesetzt, ergibt $R_1 = \frac{R_2 Z (a - 1)}{2 (R_2 + Z)}$. (4)

Mit (3) und (4) haben wir zwei Beziehungen für R_1 , die wir gleichsetzen:

$$\frac{R_2 Z^2}{(R_2 + Z) (R_2 - Z)} = \frac{R_2 Z (a - 1)}{2 (R_2 + Z)}. \text{ Beide Seiten dividieren wir durch } R_2 Z, \text{ multiplizieren gleichzeitig mit } (R_2 + Z) \text{ und erhalten } \frac{Z}{(R_2 - Z)} = \frac{(a - 1)}{2} \text{ bzw. } R_2 = \frac{2 Z}{a - 1} + Z = Z \left(\frac{2}{a - 1} + 1 \right) \text{ oder}$$

$$R_2 = \frac{Z(a + 1)}{a - 1}. \quad (5)$$

Damit haben wir eine nur von Z und a abhängige Beziehung für R_2 .

Eine analoge Gleichung ermitteln wir nun noch für R_1 , indem wir (5) in (4) einsetzen:

$$R_1 = \frac{\frac{Z(a+1)}{a-1} \cdot Z(a-1)}{2 \left[\frac{Z(a+1)}{a-1} + Z \right]} = \frac{Z^2(a+1)}{2Z \left(\frac{a+1}{a-1} + 1 \right)}$$

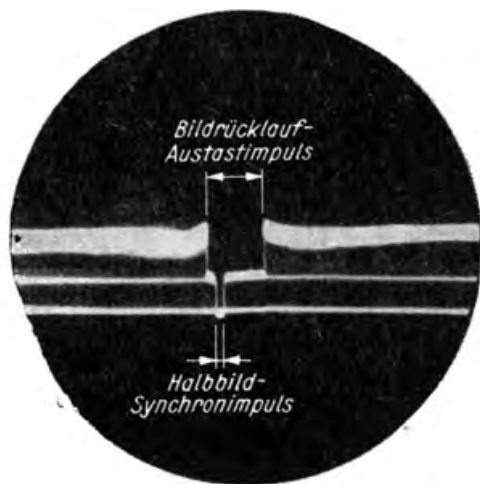
$$R_1 = \frac{Z(a+1)}{2 \frac{2a}{a-1}}, \text{ also}$$

$$R_1 = \frac{Z(a^2-1)}{4a} \quad (6)$$

Angenommen, wir messen oszillografisch am Videodemodulator eine Signalspannung $U_{ss} = 1,2 \text{ V}$, die mit einem Dämpfungsglied auf 1 V herabgesetzt werden soll. Dann muß das Verhältnis $a = \frac{U_E}{U_A} = \frac{1,2 \text{ V}}{1 \text{ V}} = 1,2$ betragen. Für R_1 erhalten wir nach (6):

$$R_1 = \frac{240 \Omega (1,44 - 1)}{4 \cdot 1,2} = \frac{240 \cdot 0,44}{4,8} \Omega = 22 \Omega \text{ und für } R_2 \text{ nach (5):}$$

$$R_2 = \frac{240 \Omega (1,2 + 1)}{1,2 - 1} = \frac{240 \cdot 2,2}{0,2} \Omega = 2,64 \text{ k}\Omega.$$



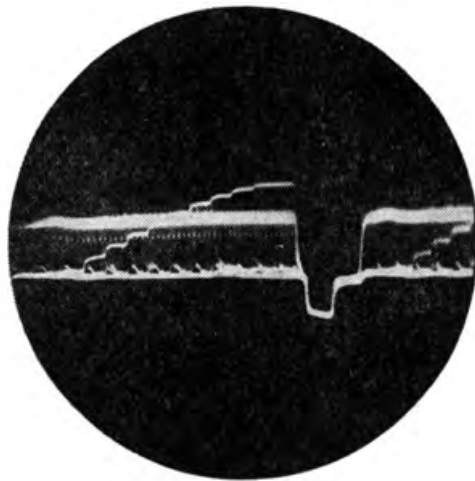
a)



b)



c)



d)

Bild 21.16

Oszzillogramme des Videosignals:

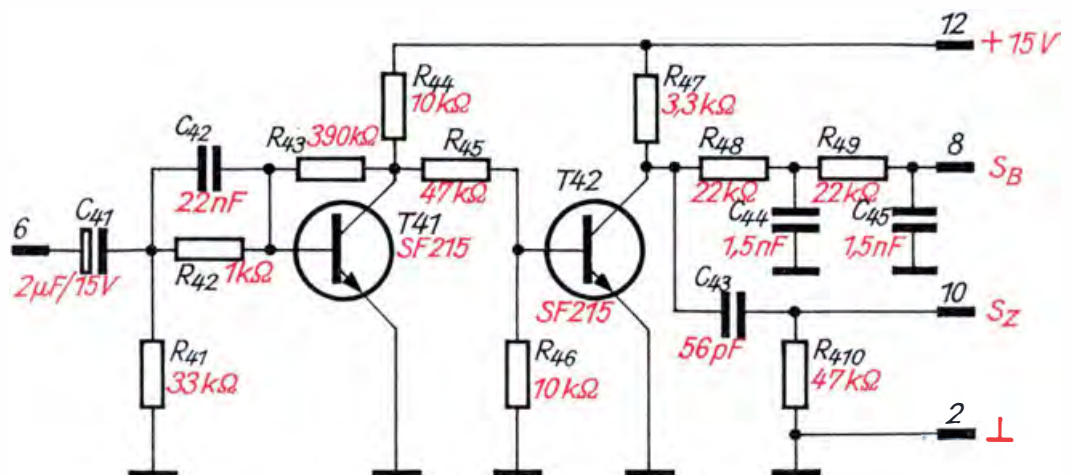
- a) Mit Bildrücklauf-Austastimpuls und Bildsynchronimpuls (Kippfrequenz 50 Hz)
- b) Mit Zeilenrücklauf-Austastimpuls und Zeilensynchronimpuls (Kippfrequenz $15\,625 \text{ Hz}$)
- c) Bildoszillogramm (Testbild)
- d) Zeilenoszillogramm (Testbild)

Die Widerstände löten wir nach Bild 21.15c so kurz wie möglich zusammen; ein Streifen Pertinax, der mit Stecker und Buchse verschraubt wird, gibt unserem Dämpfungsglied die notwendige Festigkeit. Die Bilder 21.16a bis d zeigen die Fotografien von vier Oszillogrammen des Videosignals. Bild 21.16a wurde mit einer Kippzeit von einem Halbbild aufgenommen. Wir erkennen den Bildrücklauf-Austastimpuls und auch den Halbbildsynchronimpuls. Für das zweite Oszillogramm (Bild 21.16b) beträgt die Kippzeit eine Zeilendauer. Sowohl der Zeilenaustastimpuls und der Synchronimpuls als auch der Bildinhalt sind gut zu erkennen. Die Bilder 21.16c und 21.16d zeigen im Prinzip noch einmal das gleiche. Allerdings beträgt die Kippzeit für Bild 21.16c zwei Halbbilder. Beide Oszillogramme gehören zum bekannten Testbild des Fernsehens der DDR. Nachdem wir nun die Abgleicharbeiten beendet haben, können wir das Videosignal schon einmal über den Videoverstärker an den Wehnelt-Zylinder legen. Wir ersetzen den Meßverstärker des Oszillografen durch das Bildkippergerät. Die Eigensynchronisation ist ausgeschaltet, der Bereichsumschalter des Bildkippergerätes steht auf „100 Hz“, der Drehschalter des Zeilenkippergerätes ist in Stellung 6. Wir stellen mit den Amplitudenreglern einen möglichst großen Raster mit dem Seitenverhältnis 3 : 4 ein und versuchen, das Bild zum Stehen zu bringen. Mit der linken Hand betätigen wir den Feinregler der Bildfrequenz, mit der rechten den der Zeilenfrequenz. Das Bild wird trotzdem immer wieder sehr schnell zerfallen. Die beiden Ablenkgeräte müssen synchronisiert werden.

Das Amplitudensieb mit der Impulstrennstufe bereitet uns keine Schwierigkeiten

Die Grundschaltung und ihre Funktionsweise kennen wir bereits aus Kapitel 20 (vgl. Bild 20.6 und zugehörigen Text). Neu im Bild 21.17 ist die Parallelschaltung $R_{42}C_{42}$ in der Basisleitung des Amplitudensiebtransistors T41 sowie die gesamte Stufe mit T42. Durch den mit C_{42} überbrückten Vorwiderstand R_{42} wird verhindert, daß sich C_{41} bei Störimpulsen, die noch eine höhere positive Spannung als die Synchronimpulse haben, zu stark negativ auflädt. Die automatische Vorspan-

Bild 21.17
Schaltbild des Amplitudensiebes mit
Impulstrennstufe



nung würde dann nämlich so negativ werden, daß auch die Synchronimpulse abgeschnitten würden und die Synchronisation ausfiele. Infolge der kleinen Zeitkonstanten von $R_{42}C_{42}$ wird die hohe Störspannung an C_{42} sehr schnell über R_{42} entladen.

T42 ist über R_{45} galvanisch mit dem Kollektor von T41 verbunden. T42 arbeitet nicht als Verstärker, sondern als *Schalter* und hat deshalb zwei Arbeitspunkte. Wenn kein Synchronimpuls am Eingang des Amplitudensiebes anliegt, fließt über T41 kein Kollektorstrom, und die Kollektorspannung von T41 ist nahezu gleich der Betriebsspannung. Diese wird mit dem Spannungsteiler $R_{45}R_{46}$ so weit herabgesetzt, daß der Basisstrom von T42 unterhalb der zulässigen Höchstgrenze liegt, jedoch noch ausreicht, T42 voll durchzusteuern. Es fließt über T42

ein Maximalstrom von $I_{Cmax} = \frac{U_B}{R_C} = \frac{15\text{ V}}{3,3\text{ k}\Omega} \approx 5\text{ mA}$. Die Spannung

am Kollektor von T42 fällt auf nahezu 0 V ab. Das ist der eine Arbeitspunkt. T42 wirkt wie ein geschlossener Schalter. Beim Eintreffen eines Synchronimpulses fließt über T41 ein Kollektorstrom, und die Spannung am Kollektor von T41 geht weit zurück. Sie liegt an der Basis von T42 unterhalb 0,6 V, so daß kein Kollektorstrom mehr fließt. Am Kollektor von T42 liegt nahezu die volle Betriebsspannung. Das ist der andere Arbeitspunkt von T42. Jetzt wirkt er wie ein geöffneter Schalter.

Am Kollektor von T42 können wir also eine Impulsspannung abgreifen, die etwa gleich der Betriebsspannung ist. Außerdem ist sie in einem bestimmten Bereich unabhängig von der Höhe der anliegenden Synchronimpulse. Bereits ab einem Videosignal von $U_{ss} = 0,2\text{ V}$ am Demodulator beträgt die Impulsspannung am Kollektor von T42 $U_{ss} = 14\text{ V}$. Darüber hinaus werden Störimpulse, die den Spannungswert der Synchronimpulse übersteigen, abgeschnitten. Die Schalterstufe wirkt also auch gleichzeitig als Begrenzer. Bild 21.18 zeigt das Oszillogramm der Synchronimpulse, die direkt am Kollektor von T42 abgegriffen wurden.

Die Teilschaltung zur Rückgewinnung der Bildimpulse besteht aus zwei hintereinander geschalteten RC-Gliedern. Dadurch wird die im Bild 20.7b auftretende „Welligkeit“ der Impulsspannung weitgehend verringert. Wir dürfen C_{44} als Ladekondensator und C_{45} als Siebkondensator auffassen. Die Zeitkonstante eines Bildimpuls-RC-Gliedes beträgt

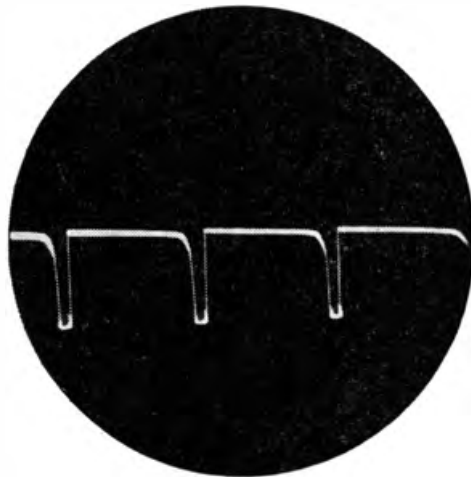
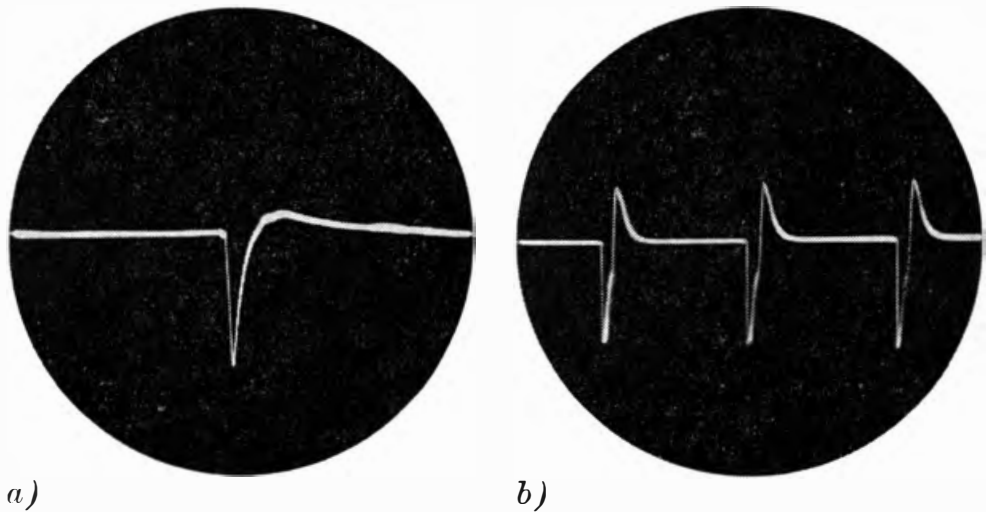


Bild 21.18
Oszillogramm der
Impulsspannung

$\tau_B = R_{48} \cdot C_{44} = 22 \text{ k}\Omega \cdot 1,5 \text{ nF} = 33 \mu\text{s}$, die des Zeilenimpuls-RC-Gliedes $\tau_Z = R_{410} \cdot C_{43} = 47 \text{ k}\Omega \cdot 56 \text{ pF} = 2,6 \mu\text{s}$.

Das Amplitudensieb mit Impulstrennstufe bauen wir zunächst auf dem Experimentierbrettchen auf. Den Eingang 6 verbinden wir mit dem Emitter der Videovorstufe (Anschluß 5, Bild 19.14). Als Transistoren verwenden wir Miniplastbasteltypen SF 215 mit $B = 50$. Nach dem Anlegen der Betriebsspannung (Stromaufnahme etwa 5 mA) vom Videoverstärker und Empfang des Fernsehsenders schauen wir uns die Synchronisierungsspannungen auf dem Oszillografen an. Den Meßverstärker schalten wir in Stellung 2. Die Oszillogramme nach Bild 21.19a (Halbbildimpuls) und 21.19b (Zeilenimpulse) stimmen recht gut mit den im Bild 20.7 gezeichneten Impulsen überein. Der Bildimpuls hat eine Spannung von $U_{ss} \approx 10 \text{ V}$, die Zeilenimpulsspannung beträgt $U_{ss} \approx 13 \text{ V}$.

Bild 21.19
Oszillogramme der Synchronimpulse:
a) Halbbildsynchronimpuls
b) Zeilensynchronimpuls



Nun tauschen wir wieder den Meßverstärker gegen das Bildkippergerät aus, legen den Videoausgang an den Eingang „Helligkeitsmodulation“ des Oszillografen und synchronisieren beide Kippergeräte mit den Impulsspannungen: Ausgang S_B geht zum Bildkippergerät (Bu 17), Ausgang S_Z zum Zeilenkippergerät (Bu 1). Jetzt bleibt bei richtiger Einstellung der Kippfrequenzen das Bild stabil. Den Synchronisationsgrad des Zeilenkippergerätes können wir mit P_3 (vgl. Bild 10.12) einstellen. Aus Bild 21.20 ist ersichtlich, wie die Empfängerbilder auf dem Oszillografenschirm etwa aussehen. Die Bildschärfe läßt einige Wünsche

Bild 21.20
Schirmbild unseres Fernsehempfängers



offen. Das darf uns aber nicht wundern. Überlegen wir doch, welchen Durchmesser der Elektronenstrahl unserer kleinen Bildröhre für ein scharfes Bild haben müßte! Die Bildhöhe beträgt 5,5 cm. In ihr sollen 585 Zeilen untergebracht werden. Eine Zeile dürfte demnach nicht breiter als $\frac{55 \text{ mm}}{585} \approx 0,1 \text{ mm}$ sein. Auf einen so geringen Durchmesser

können wir den Strahl aber nicht einstellen. Deshalb überlappen sich sowohl die einzelnen Zeilen als auch die Bildpunkte innerhalb einer Zeile, und das Bild verliert an Schärfe.

Bevor wir das Amplitudensieb als gedruckte Schaltung aufbauen, wenden wir uns dem Empfang des Begleittones zu. Beide Schaltungen finden dann auf einer Platine Platz.

Zum Bild gehört ein Ton

Die Schaltung nach Bild 21.21 ist uns sicherlich nicht unbekannt. Wir haben sie allerdings bisher nicht als ZF-Verstärker, sondern als HF-Verstärker sowohl im Einkreiser (vgl. Bild 13.6) als auch im Zweikreiser (vgl. Bild 15.3) zum Empfang der Mittelwelle eingesetzt. Für unseren Zweck muß der Schwingkreis auf eine Frequenz von 5,5 MHz abgestimmt werden. Bei 47 pF Schwingkreiskapazität beträgt die Induktivität der Spule $L_{15} = 18 \mu\text{H}$. Wir wickeln auf einen gleichen Spulenkörper, wie wir ihn auch für die Spulen des ZF-Verstärkers verwendet haben (7 mm Durchmesser), 50 Windungen aus 0,2 CuL, Windung an Windung, und bringen bei der 45. Windung eine Anzapfung an. Als Transistor verwenden wir wieder einen Miniplastbasteltransistor mit $B = 100$. Der Eingang 6 ist mit dem Ausgang 5 des Videoverstärkers, also genau wie das Amplitudensieb mit dem Emitter der Videovorstufe, zu verbinden. Am Ausgang 4 und Masse schließen wir entweder zunächst einen Kopfhörer oder den NF-Verstärker eines unserer Radios an. Neu ist jedoch – im Schaltbild kommt das nicht zum Ausdruck –, daß der Fernsehton nicht amplituden-, sondern *frequenzmoduliert* ausgestrahlt wird. Mit dieser Modulationsart und den sich daraus ergebenden Forderungen an den Modulator müssen wir uns kurz beschäftigen.

Wenn der zu übertragende Ton die Frequenz beeinflussen soll, muß – im einfachsten Fall – ein Schwingkreiselement seine elektrische Eigenschaft in Abhängigkeit von der Tonfrequenz verändern. Das läßt sich im Prinzip mit einem Kondensatormikrofon erzielen. Es besteht aus zwei Kondensatorplatten, von denen die eine als Membran dient. Unter dem Einfluß der auftreffenden Schallwellen nähert sich die

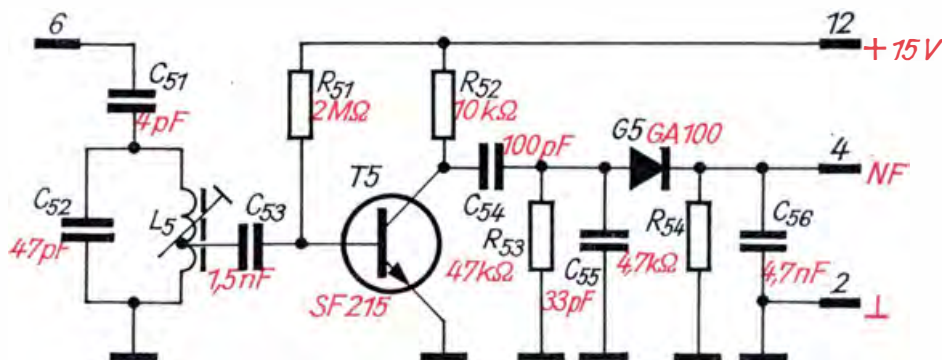
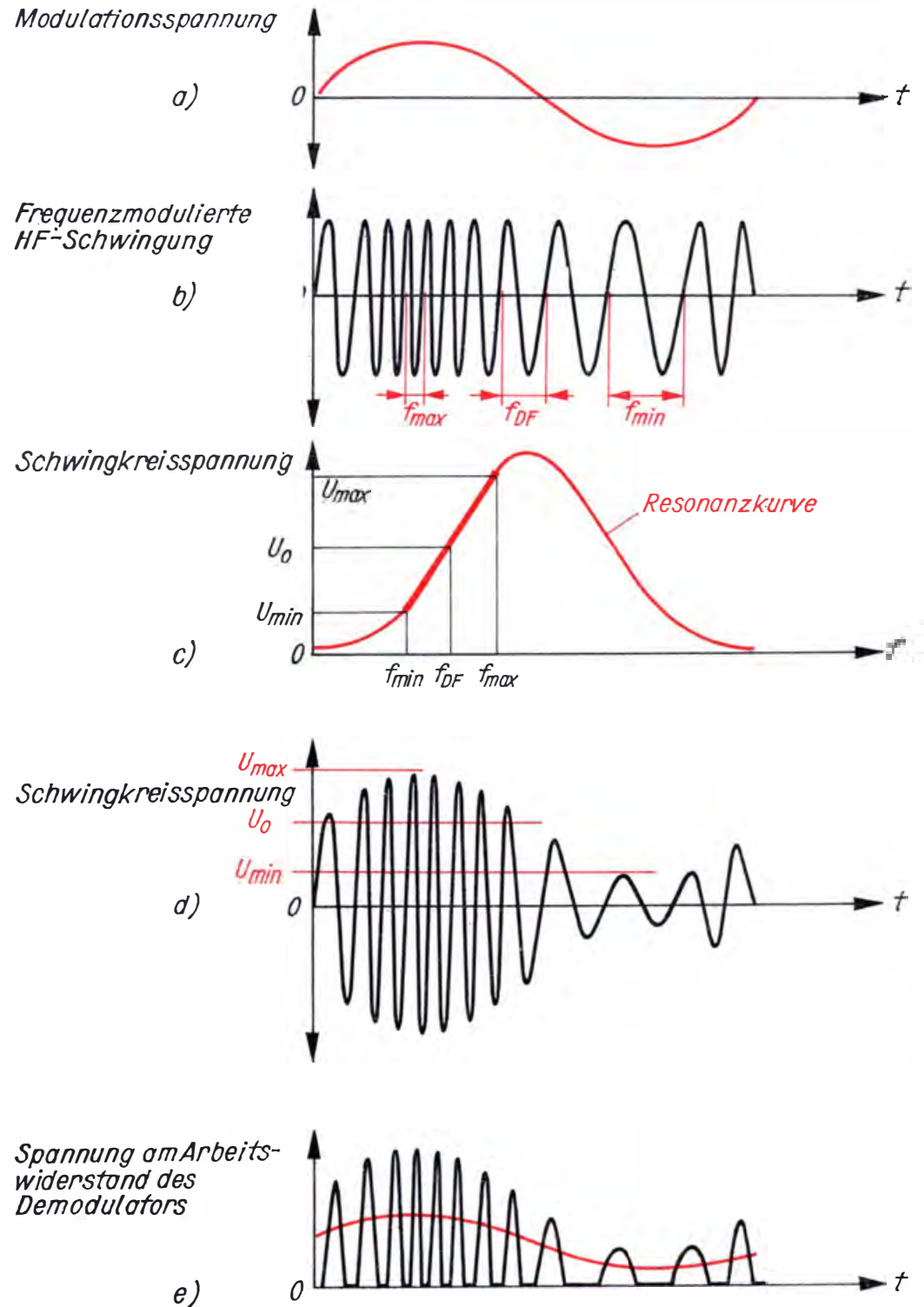


Bild 21.21
Schaltbild des Ton-
DF-Verstärkers

Membran der feststehenden Platte mehr oder weniger; die Tonschwankungen werden in Kapazitätsschwankungen umgewandelt. Zusammen mit einer Spule bildet die Mikrofonkapazität einen Schwingkreis, dessen Frequenz sich im Rhythmus der Sprachschwingungen verändert. Im Bild 21.22a ist eine harmonische Tonschwingung (NF) dargestellt, Bild 21.22b zeigt schematisch die sich daraus ergebenden Frequenzschwankungen der Trägerschwingung (HF). Während einer NF-Schwingung schwankt die HF zwischen einem Maximalwert f_{\max} und einem Minimalwert f_{\min} . Eine derartige Schwingung wird neben dem

Bild 21.22
Prinzip der Demodulation frequenzmodulierter Schwingungen



amplitudenmodulierten Bildträger von der Antenne des Fernsehsenders ausgestrahlt. Durch Überlagerung mit der Oszillatorfrequenz des Empfängers entsteht eine Tonzwischenfrequenz von 33,4 MHz. Die Frequenzschwankungen werden auf die Ton-ZF übertragen. Sie bleiben auch bestehen, wenn am Bildgleichrichter Bild-ZF und Ton-ZF zur Tondifferenzfrequenz von $f_{DF} = 5,5$ MHz gemischt werden. Zur Rückgewinnung des Tonsignals muß die Frequenzmodulation in eine Amplitudenmodulation umgewandelt werden. Das geschieht im einfachsten Fall mittels sogenannter *Flankengleichrichtung*. Die Resonanzfrequenz des Schwingkreises wird nicht – wie von der Demodulation amplitudenmodulierter Signale bekannt – auf die Trägerfrequenz

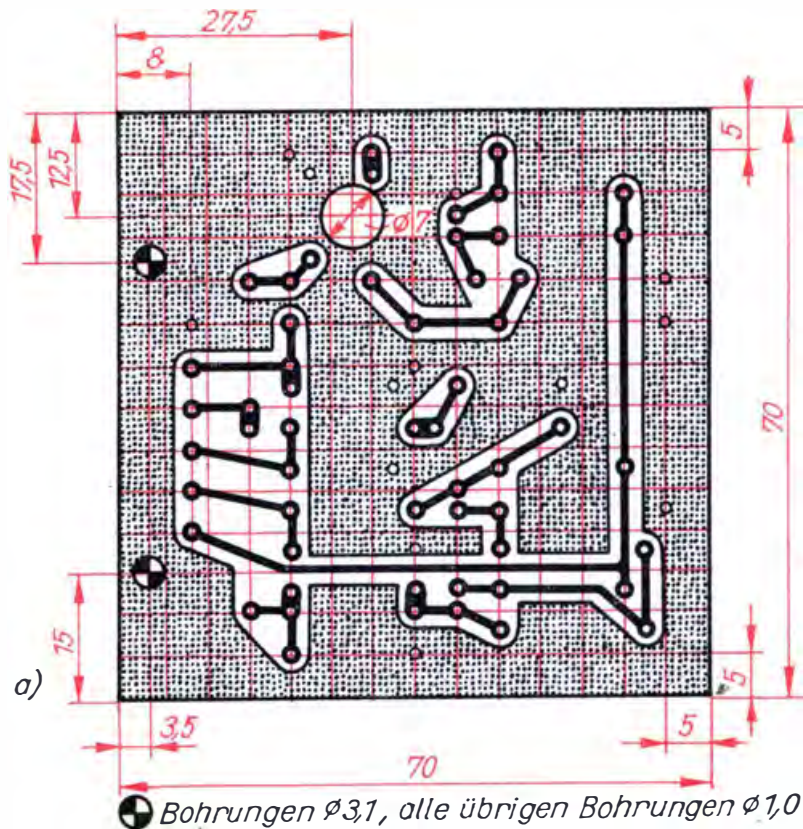
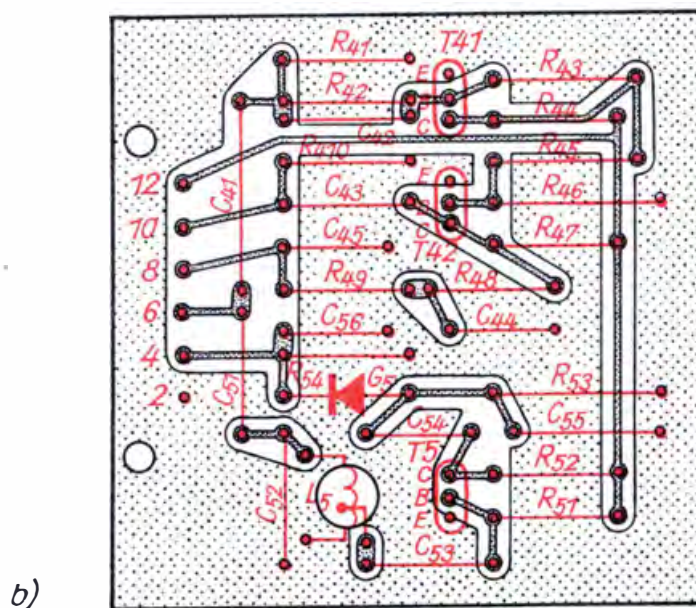


Bild 21.23
Leitungsführung (a)
und Bestückungsplan
(b) für die Leiter-
platte des Amplitu-
densiebes und des
Ton-DF-Verstärkers



abgestimmt, sondern auf eine höhere oder niedrigere Frequenz. Im Bild 21.22c ist die Resonanzkurve des Ton-DF-Kreises dargestellt. Seine Resonanzfrequenz liegt oberhalb der Tondifferenzfrequenz f_{DF} . Die unterschiedlichen Frequenzen zwischen f_{min} und f_{max} erzeugen infolge der abfallenden Flanke der Durchlaßkurve unterschiedliche Spannungen von U_{min} bis U_{max} .

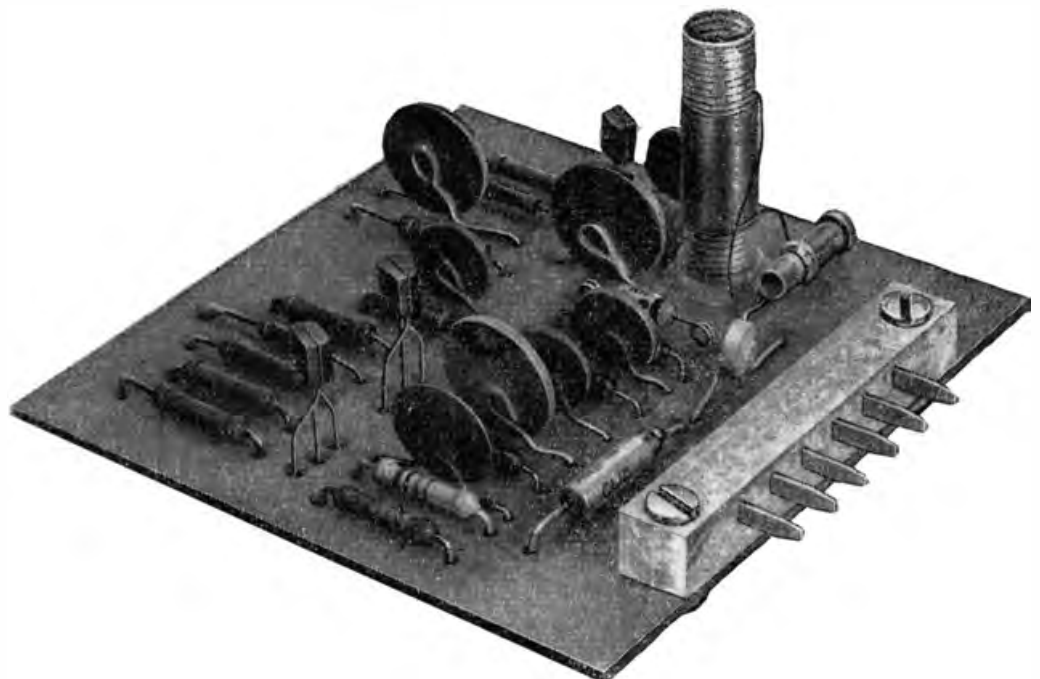
Die daraus resultierenden Spannungsverhältnisse im Schwingkreis sind im Bild 21.22d dargestellt. Das frequenzmodulierte Tonsignal wird zusätzlich amplitudenmoduliert, vom Transistor verstärkt und kann nun zur Rückgewinnung der Modulationsspannung wie üblich gleichgerichtet werden.

Ebenfalls neu ist der Kondensator C_{55} parallel zum Widerstand R_{53} . Er dient zum teilweisen Kompensieren eines Brummeffektes, der die Tonwiedergabe stört. Die Ursache dafür liegt nicht in unserer Ton-DF-Schaltung, sondern in der nicht exakten Durchlaßkurve des ZF-Verstärkers (vgl. Bild 21.2a). Erstens liegt der gemessene Wert der Spannung an der Stelle des Tonträgers um 100% zu hoch, und zweitens verläuft die Kurve dort nicht waagrecht. Um an dieser Stelle den geforderten Verlauf zu erhalten, müßte unser ZF-Verstärker weitere Schwingkreise enthalten, die aber den Abgleich erschweren. Bei geringer Lautstärke stört uns das Brummen kaum noch.

Zum Aufbau des Amplitudensiebes und des Ton-DF-Verstärkers verwenden wir eine Platine nach Bild 21.23. Den Schwingkreis gleichen wir vor dem Einbau auf 5,5 MHz ab. Ein Abschirmbecher ist nicht erforderlich. Bild 21.24 zeigt die bestückte Platine. Den Endabgleich nehmen wir während des Betriebs unseres Fernsehempfängers vor, und zwar nach Gehör auf unverzerrten Ton hin.

Bisher haben wir alle Teilschaltungen mit dem Stromversorgungsgerät betrieben. Wer will, kann abschließend noch ein kleines Netzgerät anfertigen, um vom Stromversorgungsgerät unabhängig zu werden. Es muß Gleichspannungen von 20 V/50 mA und 50 V/10 mA abgeben

Bild 21.24
Die Baugruppe
Amplitudensieb und
DF-Verstärker



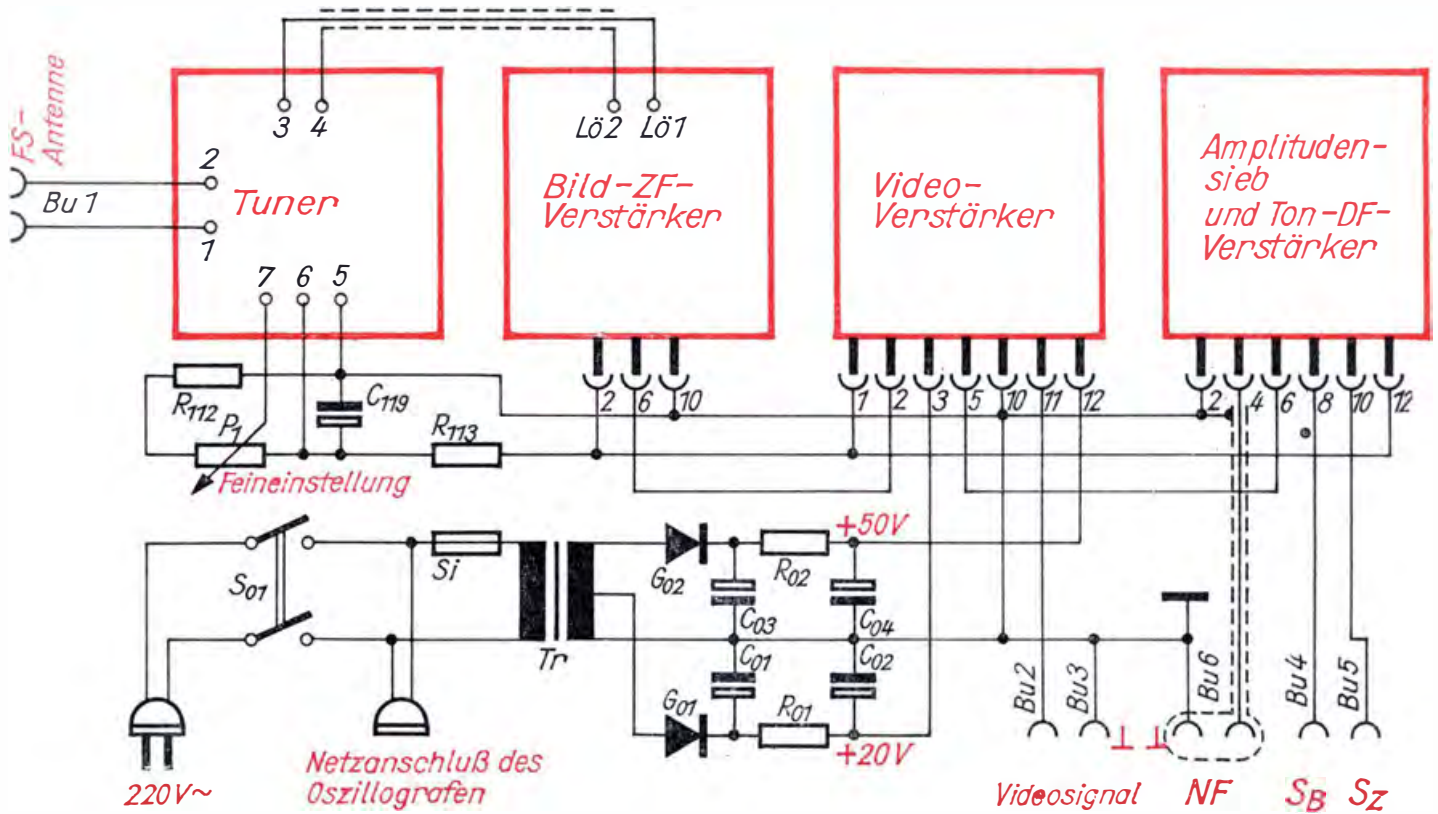


Bild 21.25
Schaltbild des Fernsehempfängers

können. Die Berechnung nehmen wir nach Seite 27 vor. Im Bild 21.25 ist bereits ein Netzteil enthalten. Die Werte der Bauelemente betragen:

S_i : 50 mA,

Tr : EI 48, $N_p = 5070$ Wdgn. 0,10 CuL,
 $N_s = 380$ Wdgn. 0,20 CuL + 570 Wdgn. 0,10 CuL,

G_{01} : SY 200, G_{02} : SY 202,

C_{01} : 500 μ F/25 V, C_{02} : 200 μ F/25 V, C_{03} und C_{04} : 100 μ F/70 V,

R_{01} : 47 Ω , R_{02} : 470 Ω .

Mit dem Netzschalter S_{01} wird auch gleichzeitig der Oszillograf geschaltet, dessen Netzschalter dann natürlich ständig auf „Ein“ stehen muß.

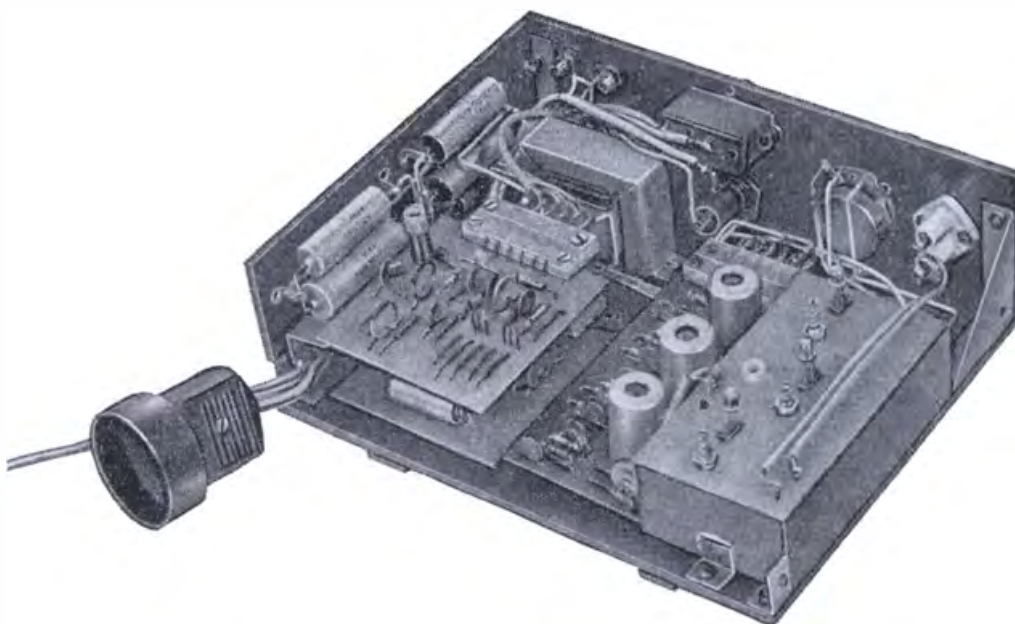


Bild 21.26
So ordnen wir die einzelnen Baugruppen des Fernsehempfängers im Gehäuse an

Bild 21.27
Schaltung unserer
Fernsehempfänger-
anlage

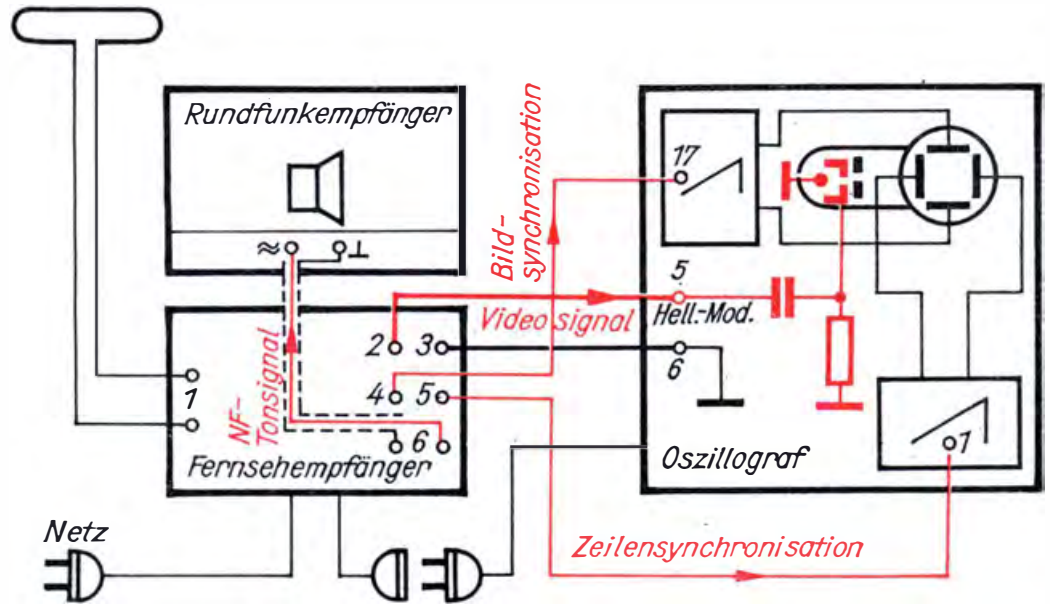
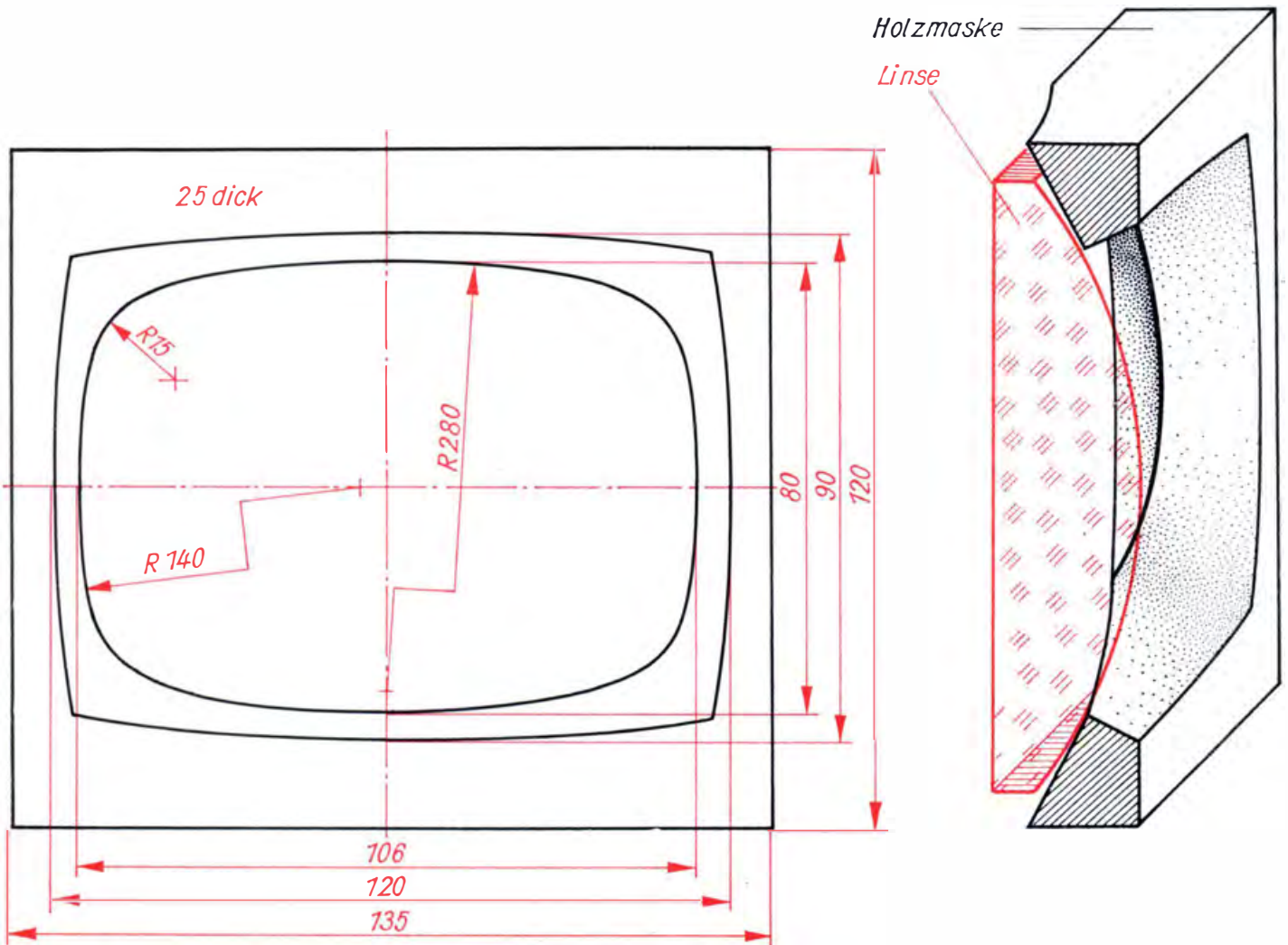


Bild 21.28
Die Maske für eine
Vergrößerungslinse



Wie die einzelnen Baugruppen des Fernsehempfängers in einem etwa 200 mm breiten, 160 mm tiefen und 60 mm hohen Gehäuse angeordnet werden können, entnehmen wir Bild 21.26. Das Potentiometer, das Sicherungsgehäuse, der Netzschalter sowie sämtliche Anschlußbuchsen befinden sich an der Frontplatte. Bild 21.27 gibt die Gesamtschaltung unserer kompletten Fernsehempfangsanlage wieder. Die beiden Synchronisationsleitungen dürfen einpolig verlegt werden, da die Masseverbindung zwischen Fernsehempfänger und Oszillograf durch das zweite Kabel der Videosignalleitung hergestellt wird.

Eine Lupe vergrößert unser kleines Fernsehbild

Sehr zu empfehlen ist, das Bild optisch zu vergrößern. Wir brauchen dazu eine Lupe. Im Mustergerät wurde der Kondensator eines Vergrößerungsapparates für 6 cm × 9 cm große Negative verwendet. Die Linse kitten wir in eine Holzmaske nach Bild 21.28 ein. Mit vier kleinen Sperrholzbrettern entsteht das Gehäuse eines imitierten Fernsehempfängers, das vor dem Schirm der Oszillografenröhre direkt mit dem Oszillografengehäuse verschraubt wird. Die Entfernung zwischen Schirm und Linse beträgt etwa 10 cm, der günstigste Betrachtungsabstand liegt bei ungefähr 50 cm bis 80 cm.

Unser vollständiger Fernsehempfänger mit Bildvergrößerungslinse und dem NF-Verstärker des Kofferempfängers als Tonwiedergabeeinrichtung kann im Bild 21.29 betrachtet werden. Die Videosignalleitung soll möglichst kurz sein. Für den Anschluß des NF-Teils verwenden wir ein abgeschirmtes Kabel.

Bild 21.29
Unsere vollständige Fernsehempfangsanlage



Ein Wort zum Schluß

Unser gemeinsamer Streifzug durch das Gebiet der Rundfunk- und Fernsichttechnik ist beendet. Es war hoffentlich nicht langweilig, auch wenn an manchen Stellen vor dem Basteln und Experimentieren ein wenig gerechnet werden mußte. Theorie und Praxis bilden eine untrennbare Einheit; die eine kann sich ohne die andere nicht weiterentwickeln. Trotzdem wurde versucht, die Theorie auf ein vertretbares Minimum zu reduzieren. Das betrifft sowohl die mathematischen Grundlagen als auch die Grundlagen der allgemeinen Elektrotechnik. Über diese Gebiete gibt es eine Anzahl von Veröffentlichungen, die im Literaturverzeichnis aufgeführt sind. Wer sich näher mit den Grundlagen befassen will, muß diese Werke durcharbeiten. Zum weiterführenden Studium der Hochfrequenztechnik empfiehlt das Literaturverzeichnis ebenfalls eine Reihe von Fachbüchern. Sie gaben auch dem Autor vielfältige Anregungen und Informationen. Die gegenwärtig nicht im Handel erhältlichen Bücher besorgt uns die Volksbücherei oder eine wissenschaftliche Bibliothek, zu deren Benutzer jeder Funkamateurliebhaber oder angehende HF-Techniker zählen sollte.

Alle in diesem Buch beschriebenen Geräte sind vom Verfasser gebaut und erprobt worden. Beschreibungen, Konstruktionszeichnungen, Schaltbilder und nicht zuletzt die guten Fotos geben alle erforderlichen Zusammenhänge an. Damit dürfte die Gewähr eines erfolgreichen Nachbaus gegeben sein. Der schöpferischen Phantasie der Leser sind jedoch keine Grenzen gesetzt, wenn dabei bessere Konstruktionen herauskommen; Verbesserungsvorschläge sind sehr willkommen.

Für das weitere schöpferische Arbeiten auf dem begonnenen Wege ist es außerordentlich wichtig – und das vorliegende Buch möchte dazu beitragen –, nur das zu bauen, was in seiner naturwissenschaftlich-technischen Grundlage verstanden ist. Nur dann können Fehlerquellen erkannt und beseitigt und neue, bessere Lösungen gefunden werden.

Allen, die beim Zustandekommen des vorliegenden Buches mitgeholfen haben, sei an dieser Stelle herzlich gedankt. Dieser Dank gilt besonders meiner Frau Ruth, weiter den Herren Prof. Dr. Hans Backe und Dr. Friedrich Anacker für die sorgfältige Durchsicht der Urschrift sowie den Gutachtern, Herrn Dr. Rüdiger Friedrich und Herrn Hagen Jakubaschk, für ihre wertvollen Verbesserungen des Manuskripts.

Dresden, im Frühjahr 1974

Dr. Lothar König

Empfehlenswerte Literatur

Einzelwerke

- Ausborn, W.: Elektronik-Bauelemente. 2. Aufl., VEB Verlag Technik, Berlin 1975
- Autorenkollektiv: *elektronicum*. Militärverlag der DDR, Berlin 1967
- Autorenkollektiv: *Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateur*. Herausgegeben von Karl-Heinz Schubert, Militärverlag der DDR, Berlin, ab 1965 jährlich
- Backe, E., und Heisterberg, J.: *Formel- und Aufgabensammlung der HF- und Verstärkertechnik*. VEB Verlag Technik, Berlin 1969
- Backe, H., und König, L.: *Elektrotechnik selbst erlebt*. 4. Aufl., Urania-Verlag, Leipzig/Jena/Berlin 1974
- Conrad, W.: *Grundsaltungen der Funk- und Fernsehtechnik*. 6. Aufl., Verlag Technik, Berlin 1970
- Conrad, W.: *Streifzüge durch die HF-Technik*. Urania-Verlag, Leipzig/Jena/Berlin 1970
- Dobesch, H.: *Grundlagen der Schwarzweiß- und Farbfernsehtechnik*. 4. Aufl., VEB Verlag Technik, Berlin 1970
- Finke, K.-H.: *Fernsehservice*. 2. Aufl., VEB Verlag Technik, Berlin 1971
- Fischer, H.-J.: *Transistortechnik für den Funkamateur*. 4. Aufl., Militärverlag der DDR, Berlin 1968
- Fischer, H.-J., und Schlenzig, K.: *Schaltungssammlung für den Amateur*. 2. Aufl., Militärverlag der DDR, Berlin 1971
- Frühauf, H., und Trzeba, E.: *Synthese und Analyse linearer Hochfrequenzschaltungen*. Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig 1964
- Geiger, V.: *Modulation, Vorgang und Theorie*. 2. Aufl., VEB Verlag Technik, Berlin 1969
- Glaser, W., und Kohl, G.: *Mikroelektronik*. VEB Fachbuchverlag, Leipzig 1970
- Heinrich, L., und Ludwig, R.: *Fachkunde für Funkmechaniker, Teil Fernsehen*. 2. Aufl., VEB Verlag Technik, Berlin 1968
- Hildebrand, S., und Markert, C.: *Zeichnungen und Darstellungen in der Elektrotechnik*. 6. Aufl., VEB Verlag Technik, Berlin 1972
- Kühn, E., und Schmied, H.: *Integrierte Schaltkreise*, 2. Aufl., VEB Verlag Technik, Berlin 1974
- Millner, E.: *Katodenstrahl-Oszillographen*. 2. Aufl., VEB Verlag Technik, Berlin 1969
- Möschwitzer, A.: *Elektronische Halbleiterbauelemente*, VEB Verlag Technik, 2. Aufl., Berlin 1975
- Möschwitzer, A., und Lunze, K.: *Halbleiterelektronik*, 2. Aufl., VEB Verlag Technik, Berlin 1975
- Pabst, B., und Finke, K.-H.: *Rundfunk-Fernsehbauteile*. 2. Aufl., VEB Verlag Technik, Berlin 1974
- Pitsch, H.: *Einführung in die Rundfunkempfangstechnik*. 5. Aufl., Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig 1969

- Pitsch, H.: Lehrbuch der Funkempfangstechnik, 2 Bände, 4. Aufl., Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig 1963/64
- Rint, C.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker. Bände 1–8. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin–Borsigwalde 1967ff.
- Rothammel, K.: Antennenbuch. 8. Aufl., Militärverlag der DDR, Berlin 1975
- Rothe, G., und Spindler, E.: Antennenpraxis. 4. Aufl., VEB Verlag Technik, Berlin 1972
- Schubert, K.-H.: Das große Radiobastelbuch. 4. Aufl., Militärverlag der DDR, Berlin 1974
- Schlenzig, K.: Amateurtechnologie. Militärverlag der DDR, Berlin 1969
- Streng, K. K.: abc der Fernsehempfängertechnik. Militärverlag der DDR, Berlin 1970
- Streng, K. K.: abc der Niederfrequenztechnik. Militärverlag der DDR, Berlin 1969
- Transistor-Vergleichsliste, Teil 1 – Germaniumtransistoren. 3. Aufl. 1972, Teil 2 – Siliziumtransistoren. 1. Aufl., 1972, Militärverlag der DDR, Berlin

Broschürenreihen des Militärverlages der DDR

Der junge Funker
 Der praktische Funkamateur
 electronica

Zeitschriften

radio, fernsehen, elektronik. VEB Verlag Technik, Berlin
 Funkamateur. Militärverlag der DDR, Berlin

Tafelanhang

Tafel 1 Werkzeugausstattung

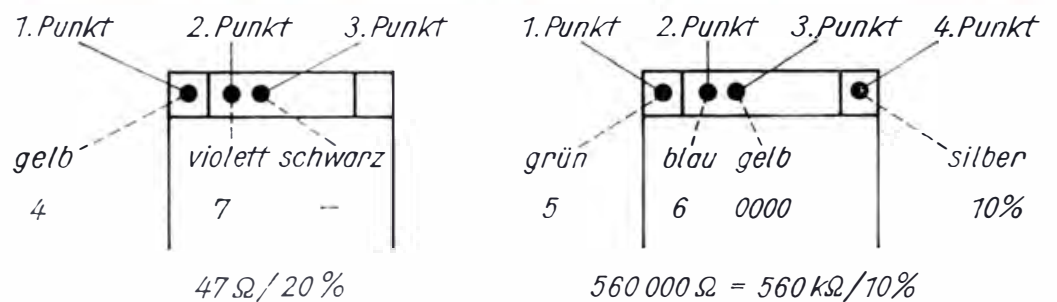
Stückzahl	Art	Abmessungen
1	Holz- oder Gummihammer	
2	Hämmer	200 g, 500 g
1	Körner	100 mm lang
1	Laubsäge	
1	Handbügelsäge für Metall	
1	Fuchsschwanzsäge	
2	Zangen (Rund-, Flach-)	130 mm lang
1	Kombinationszange	160 mm lang, isoliert
1	Seitenschneider	130 mm lang
1	Handblechschere	200 mm lang
5	Schraubenzieher	2, 4, 5,5, 7 und 9 mm breit
1	Parallelschraubstock	mittlere Größe
2	Spannzwingen	mittlere Größe
4	Feilen	flach: 200 mm grob und fein rund: 250 mm grob und fein
Satz	Schlüsselfeilen	
1	Handbohrmaschine	bis 10 mm Bohrerdurchmesser
1	elektrische Handbohrmaschine mit Ständer	bis 10 mm Bohrerdurchmesser
Satz	Wendelbohrer	1,0 bis 10,0 mm \varnothing
3 Satz	Gewindebohrer mit Wind-eisen	M3, M4, M5
3	Schneideisen mit Halter	M3, M4, M5
1	Stahlmaß	300 mm
1	Meßschieber	160 mm
1	Reißnadel	
1	Spitzzirkel	
1	Anschlagwinkel	
1	elektrischer LötKolben	100 W
1	Pinzette	
2	Prüfspitzen	
1	Vielfachmeßgerät für Gleich- und Wechselstrom, Strombereich bis mindestens 1 A, Spannungsbereich bis mindestens 500 V	

Tafel 2 Spezifischer Widerstand

Material	ρ in $\frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}}$
Silber	0,016
Kupfer	0,0175
Aluminium	0,03
Wolfram	0,055
Messing	0,07...0,08
Eisen	0,1...0,15
Manganin	$\approx 0,40$
Nickelin	$\approx 0,42$
Konstantan	$\approx 0,50$
Chromnickel	$\approx 1,0$

Tafel 3 Internationaler Kennzeichnungsschlüssel für Kleinstwiderstände

Farbe des Punktes	1. und 2. Punkt	3. Punkt	4. Punkt
	1. und 2. Ziffer	Zahl der Nullen	Toleranz in %
schwarz	0	0	—
braun	1	1	1
rot	2	2	2
orange	3	3	—
gelb	4	4	—
grün	5	5	—
blau	6	6	—
violett	7	7	—
grau	8	8	—
weiß	9	9	—
gold	—	—	5
silber	—	—	10
ohne Farbe	—	—	20



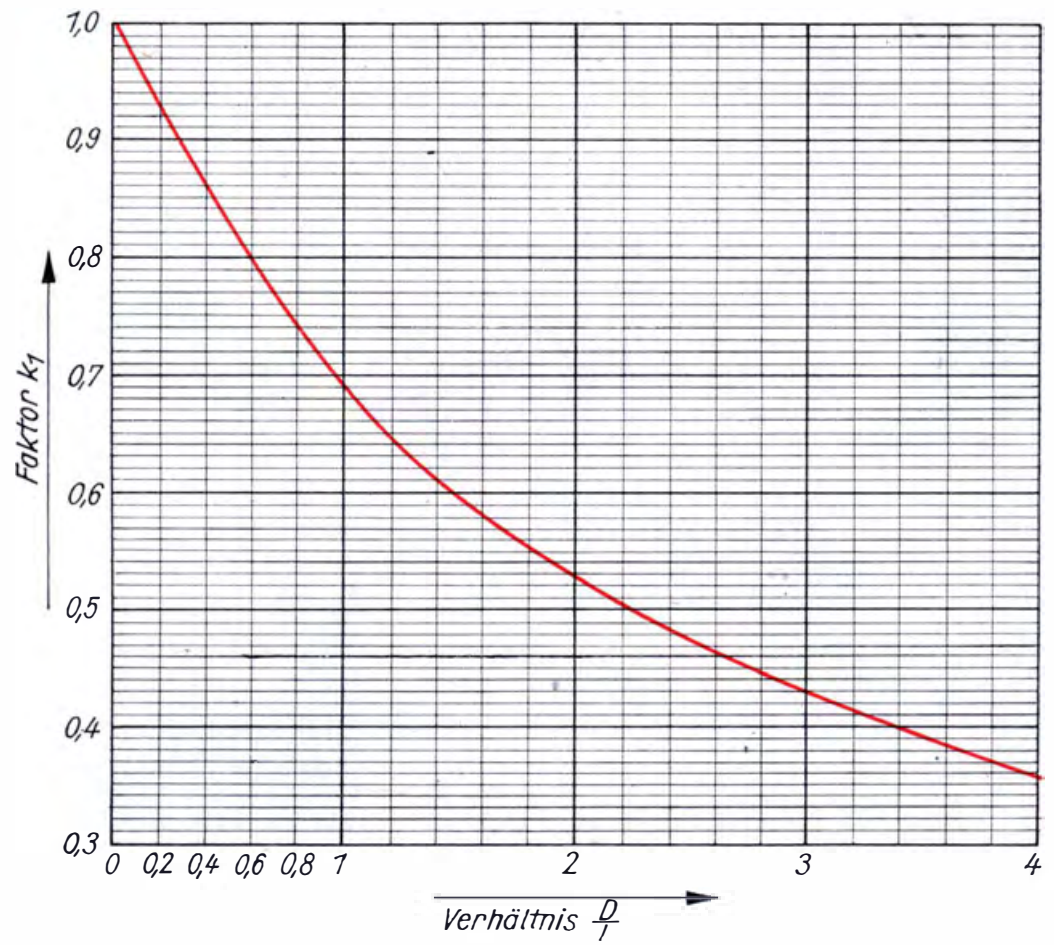
Tafel 4 Relative Dielektrizitätskonstante

Material	ϵ_r
Epsilan 7000	7 000
Condensa F	80
Condensa N	40
Tempa X	30
Tempa S	14
Aluminiumoxid	8,5
Calit	6,5
Glas und Glimmer	5...8
Hartpapier	3,5...6
Schellack	2,7...3,7
Polystyrol (Styroflex)	2,4
Papier	1,5...2,5
Luft	≈ 1

Tafel 5 Relative Permeabilität

Material	μ_r
Hyperm (75% Eisen, 20% Chrom, 5% Aluminium)	bis zu 10 000
Schmiedeeisen	bis zu 5 000
Gußeisen	bis zu 600
Nickel	bis zu 300
Aluminium	1,000 023
Luft	≈ 1
Kupfer	0,999 991

Tafel 6 Korrekturfaktor aus dem Durchmesser-Länge-Verhältnis zur Induktivitätsberechnung einlagiger Zylinderspulen



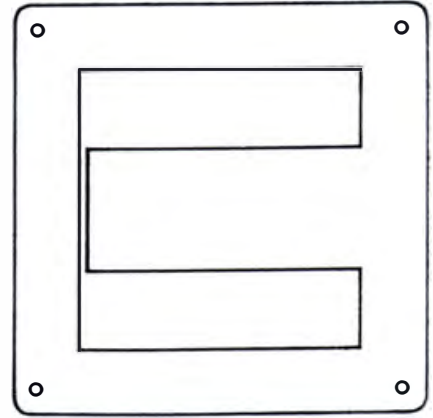
Tafel 7 Daten der Eisenkerne für Transformatoren

a) Eisenkerne mit M-Schnitt

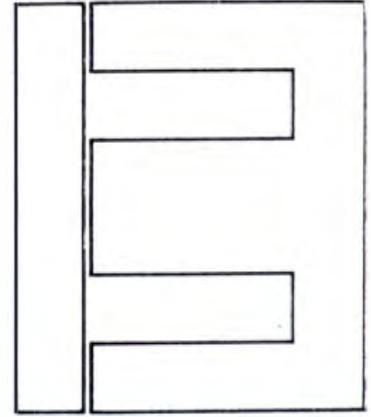
	M42	M55	M65	M74	M85a	M85b	M102a	M102b
Eisenquerschnitt in cm ²	1,8	3,4	5,4	7,4	9,4	13	12	18
Maximale Leistung in W	4	12	25	50	70	100	120	180
Blechbreite, -höhe in mm	42	55	65	74	85	85	102	102
Zungenbreite in mm	12	17	20	23	29	29	34	34
Paketstärke in mm	15	20	27	32	32	45	35	52
Blechzahl bei 0,35 mm in Stück	41	54	72	86	86	118	95	138
Blechzahl bei 0,50 mm in Stück	26	34	46	55	55	78	60	90
Ausnutzbare Wickelhöhe in mm	5,7	7,3	8,7	10,7	9,7	9,7	11,5	11,5
Ausnutzbare Wickelbreite in mm	23	30,5	34	40	46	46	57	57
Windungslänge innen in cm	7	9	11	13	14	15,5	16	19
Windungslänge Mitte in cm	9	12	14,5	16,5	17	18,5	20	23
Windungslänge außen in cm	11	14	17	20	20,5	22	23,5	27

b) Eisenkerne mit EI-Schnitt

	EI42	EI48	EI54	EI60	EI66	EI78	EI84a	EI84b	EI106a	EI106b	EI130a	EI130b
Eisenquerschnitt in cm ²	1,95	2,56	3,24	4	4,8	6,8	7,8	11,8	12,3	15,8	12,3	15,8
Maximale Leistung in W	3	5	10	15	20	35	50	75	100	140	230	280
Blechbreite in mm	42	48	54	60	66	78	84	84	106	106	130	130
Blechhöhe mit Joch in mm	35	40	45	50	55	65	70	70	88	88	105	105
Zungenbreite in mm	14	16	18	20	22	26	28	28	35	35	35	35
Paketstärke in mm	14	16	18	20	22	26	28	42	35	45	35	45
Blechzahl bei 0,35 mm in Stück	38	43	49	54	60	70	75	109	95	118	95	118
Blechzahl bei 0,50 mm in Stück	23	27	31	34	37	44	48	75	60	78	61	78
Ausnutzbare Wickelhöhe in mm	4,7	5,8	6,1	7	7,9	9,7	9,7	9,7	18,3	18,3	23,7	23,7
Ausnutzbare Wickelbreite in mm	17	19,6	22	24	27	31	35	35	47	47	58	58
Windungslänge innen in cm	7	8	9	10	11	13,5	14	17,5	18	20	20	22
Windungslänge Mitte in cm	8	9	10	11,5	12,5	15	16	19	21,5	23,5	24	26
Windungslänge außen in cm	9	10	11	13	14	16,5	18	20,5	25	27	28	30

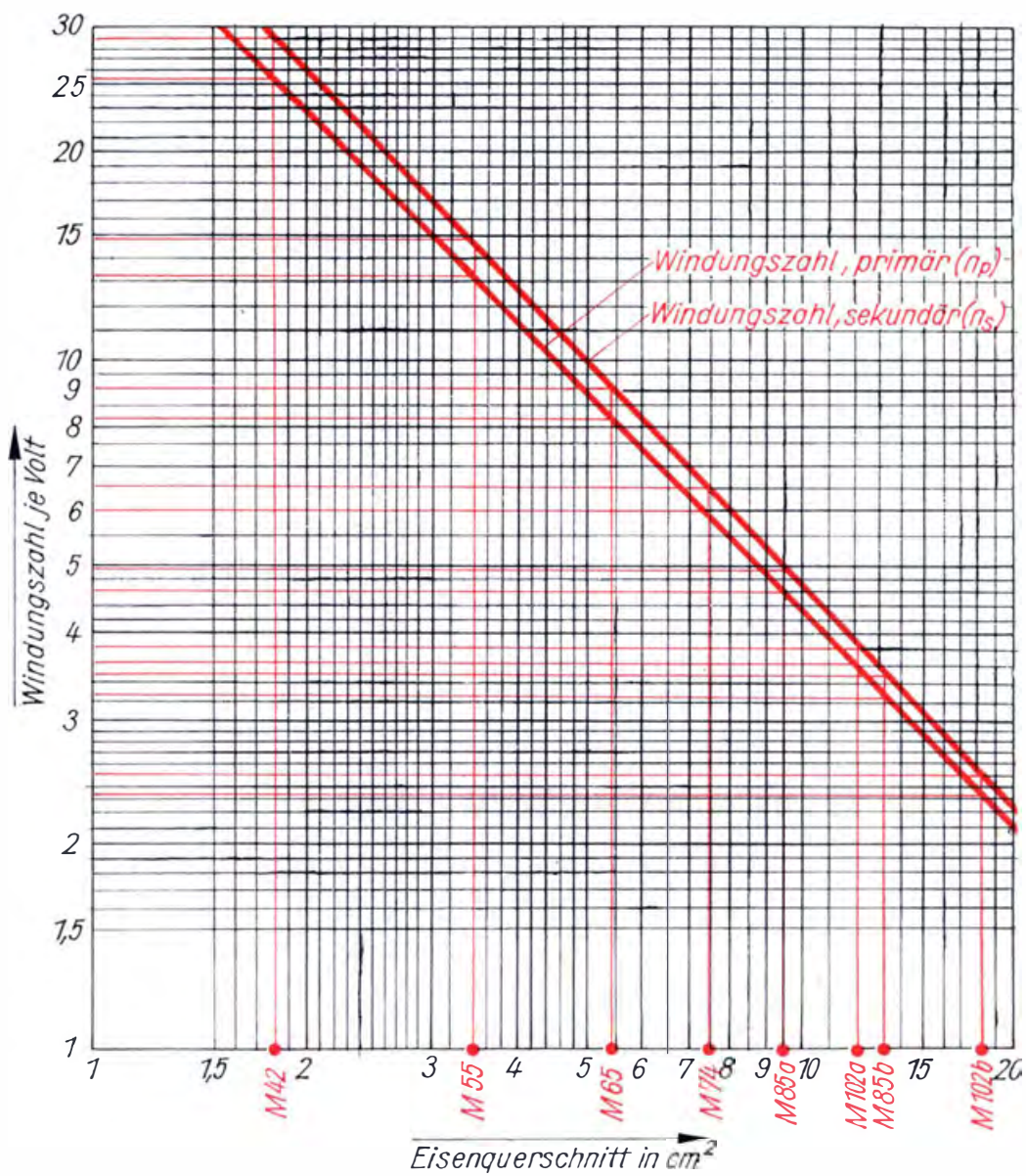


M-Schnitt



EI-Schnitt

Tafel 8 Windungszahl je Volt in Abhängigkeit vom Eisenquerschnitt eines Transformators



Tafel 9 Typenschlüssel für Halbleiterbauelemente

Bezeichnung der Elektroden:		
a) <u>Dioden</u>	b) <u>Bipolartransistoren</u>	c) <u>Feldeffekttransistoren</u>
A: Anode	E: Emitter	S: Source
K: Katode	B: Basis	G: Gate
	C: Kollektor	D: Drain
	S: Schirm	
Bedeutung der Halbleiterbezeichnungen:		
1. Buchstabe: Ausgangsmaterial, G: Germanium		
S: Silizium		
2. Buchstabe: Art des Bauelements		
A: Diode	S: Schalttransistor	
C: NF-Transistor	U: Leistungsschalttransistor	
D: NF-Leistungstransistor	R: Halbleiterbauelement mit	
E: Tunneldiode	Durchbruchkennlinie für	
F: HF-Transistor	Schalt- und Steuerzwecke	
L: HF-Leistungstransistor	T: Thyristor	
M: MOSFET	Y: Halbleitergleichrichterdiode	
P: Strahlungsempfindliches	bis 10 A	
Bauelement	Z: Z-Diode	
(z. B. lichtempfindlich)		

Tafel 10 Technische Daten von Halbleiterdioden

a) Germaniumspitzendioden in Allglastausführung

Typ	Maximal zulässige Sperrspannung U_{spm} in V	Maximal zulässiger Durchlaßstrom I_{dm} in mA	Sperrstrom bei U_{spm} I_{sp} in μA	Verwendungszweck	Bauform
GA 100	20	20	≤ 500	Universaldiode mit geringem Durchlaßwiderstand Universaldiode mit hohem Sperrwiderstand	1
GA 101	40	15	≤ 400		1
GA 102	60	12	≤ 350		1
GA 103	80	10	≤ 250		1
GA 104	110	10	≤ 200		1
GA 105	20	20	≤ 500	Videodiode	1
GA 106	25	20	≤ 40	Schaltdiode, Einsatz in elektronischen Rechengernäten	1
GA 107	60	20	≤ 70		
GA 108	80	20	≤ 100	Universaldiode mit hohem Sperrwiderstand	1
2GA 109	40	15	≤ 300	Diodenpaar, Einsatz in hochohmigen FM-Demodulatoren	1
2GA 113	25	30	≤ 40	Diodenpaar, Einsatz in niederohmigen FM-Demodulatoren	1
GAY 60	20	75	≤ 1000	Golddrahtdiode mit großem Verhältnis von Sperr- zu Durchlaßwiderstand, Einsatz in elektronischen Rechengernäten	1
GAY 61	20	100	≤ 1000		1
GAY 62	20	100	≤ 50		1
GAY 63	40	100	≤ 500		1
GAY 64	80	75	≤ 250		1

b) Germaniumflächengleichrichter

Typ	Maximal zulässige Sperrspannung U_{spm} in V	Maximal zulässiger Durchlaßstrom I_{dm} in A	Sperrstrom bei U_{spm} I_{sp} in μA	Verwendungszweck	Bauform
GY 099	12	0,1	≤ 100	Gleichrichter für kleine Ströme	2
GY 100	24	0,1	≤ 100		2
GY 101	40	0,1	≤ 100		2
GY 102	75	0,1	≤ 100		2
GY 103	100	0,1	≤ 100		2
GY 104	150	0,1	≤ 50		2
GY 105	200	0,1	≤ 50		2
GY 109	12	1	≤ 200	Gleichrichter für mittlere Ströme	3
GY 110	24	1	≤ 200		3
GY 111	40	1	≤ 200		3
GY 112	75	1	≤ 200		3
GY 113	100	1	≤ 200		3
GY 114	150	1	≤ 200		3
GY 115	200	1	≤ 200		3
GY 120	20	10	≤ 2000	Gleichrichter für hohe Ströme	4
GY 121	40	10	≤ 2000		4
GY 122	65	10	≤ 2000		4
GY 123	100	10	≤ 2000		4
GY 124	150	10	≤ 2000		4
GY 125	200	10	≤ 2000		4

c) Siliziumschaltdioden in Allglasausführung

Verwendungszweck: schneller Schalter in elektronischen Rechengerten

Typ	Maximal zulässige Sperrspannung U_{spm} in V	Maximal zulässiger Durchlaßstrom I_{dm} in mA	Sperrstrom bei U_{spm} I_{sp} in μA	Farbkennzeichnung		Bauform
				3. Ring	4. Ring	
SAY 10	50	175	≤ 50	rot	rot	5
SAY 11	25	115	≤ 70	rot	gelb	5
SAY 12	50	300	≤ 100	rot	orange	5
SAY 13	25	75	≤ 40	rot	grün	5
SAY 14	25	115	≤ 70	rot	blau	5
SAY 15	15	75	≤ 500	rot	schwarz	5
SAY 16	30	300	≤ 100	gelb	rot	5

d) Siliziumkapazitätsdioden

Verwendungszweck: Abstimm-diode im VHF- und UHF-Bereich

Typ	Sperrkapazität		Maximal zulässige Sperrspannung U_{spm} in V	Maximale Verlustleistung P_{vmax} in mW	Bauform
	C_{sp} in pF	bei U_{sp} in V			
SA 128	10...25	10	25	250	1
SA 129	2,2...3,2 ≈ 12	25 3	30	—	1
SA 130	2,2...3,2 9...16	25 3	30	—	1
SA 131	45...65	2	25	—	1
SAZ 12	1... 5	6	18	300	6
SAZ 13	1... 5	6	18	300	6

e) Siliziumgleichrichterdioden

Typ	Maximal zulässige Sperrspannung U_{spm} in V	Maximal zulässiger Durchlaßstrom I_{dm} in A	Sperrstrom bei U_{spm} I_{sp} in mA	Verwendungszweck	Bauform
SY 200, SY 220	75	1	$\leq 0,15$	Gleichrichter für mittlere Ströme und höhere Spannungen	7
SY 201, SY 221	100	1	$\leq 0,15$		7
SY 202, SY 222	200	1	$\leq 0,15$		7
SY 203, SY 223	300	1	$\leq 0,15$		7
SY 204, SY 224	400	1	$\leq 0,15$		7
SY 205, SY 225	500	1	$\leq 0,15$		7
SY 206, SY 226	600	1	$\leq 0,15$		7
SY 207, SY 227	700	1	$\leq 0,15$		7
SY 208, SY 228	800	1	$\leq 0,15$		7
SY 210, SY 230	1 000	1	$\leq 0,15$		7
SY 160	50	10	≤ 3	Gleichrichter für höhere Ströme und Spannungen	8
SY 162	200	10	≤ 3		8
SY 164	400	10	≤ 3		8
SY 166	600	10	≤ 3		8
SY 170/1	100	25	≤ 8	Gleichrichter für die Kfz.-Technik	9
SY 170/2	200	25	≤ 8		9
SY 171/1	100	25	≤ 6		9
SY 171/2	200	25	≤ 6		9
SY 250/0,5	50	250	≤ 7	Gleichrichter für sehr hohe Ströme und höhere Spannungen	10
SY 250/1	100	250	≤ 7		10
SY 250/2	200	250	≤ 7		10
SY 250/3	300	250	≤ 7		10
SY 250/4	400	250	≤ 7		10
SY 250/5	500	250	≤ 7		10
SY 250/6	600	250	≤ 7		10
SY 250/8	800	250	≤ 7		10
SY 250/10	1 000	250	≤ 7		10

f) Silizium-Z-Dioden in Allglasausführung

Verwendungszweck: Erzeugung stabilisierter Bezugsspannungen,
Begrenzung von Spannungen, Überspannungsschutz

Maximale Verlustleistung: $P_{vmax} = 250 \text{ mW}$

Typ	Z-Spannung U_Z in V bei $I_Z = 5 \text{ mA}$	Z-Widerstand r_Z in Ω bei $I_Z = 5 \text{ mA}$	Bauform
SZX 18/1	0,65... 0,85	≤ 8	1
SZX 18/5,6	5,0 ... 6,3	≤ 65	1
SZX 18/6,8	6,0 ... 7,5	≤ 10	1
SZX 18/8,2	7,3 ... 9,2	≤ 8	1
SZX 18/10	8,8 ...11,0	≤ 17	1
SZX 18/12	10,7 ...13,4	≤ 30	1
SZX 18/15	13,0 ...16,5	≤ 40	1
SZX 18/18	16,0 ...20,0	≤ 55	1
SZX 18/22	19,6 ...24,4	≤ 90	1
SZX 19/5,1	4,8 ... 5,4	≤ 75	1
SZX 19/5,6	5,2 ... 6,0	≤ 60	1
SZX 19/6,2	5,8 ... 6,6	≤ 35	1
SZX 19/6,8	6,4 ... 7,2	≤ 8	1
SZX 19/7,5	7,0 ... 7,9	≤ 7	1
SZX 19/8,2	7,7 ... 8,7	≤ 7	1
SZX 19/9,1	8,5 ... 9,6	≤ 10	1
SZX 19/10	9,4 ...10,6	≤ 15	1
SZX 19/11	10,4 ...11,6	≤ 20	1
SZX 19/12	11,4 ...12,8	≤ 20	1
SZX 19/13	12,5 ...14,0	≤ 30	1
SZX 19/15	13,8 ...15,5	≤ 35	1
SZX 19/16	15,3 ...17,0	≤ 40	1
SZX 19/18	16,8 ...19,0	≤ 50	1
SZX 19/20	18,8 ...21,0	≤ 80	1
SZX 19/22	20,8 ...23,0	≤ 80	1
SZX 19/24	22,8 ...25,6	≤ 80	1

g) Silizium-Leistungs-Z-Dioden

Verwendungszweck: Erzeugung stabilisierter Bezugsspannungen,
Begrenzung von Spannungen

Bei Verwendung einer Kühlfläche $100 \text{ mm} \times 100 \text{ mm} \times 3 \text{ mm}$ beträgt die maximale Verlustleistung $P_{\text{vmax}} = 7,5 \text{ W}$

Typ	Z-Spannung U_Z in V	Z-Widerstand ¹⁾ r_Z in Ω	Maximal zulässiger Z-Strom I_Z in mA	Bauform
SZ 600/0,75	0,65 ... 0,85	1,5	1000	11
SZ 600/5,1	4,8 ... 5,5	5	180	11
SZ 600/5,6	5,2 ... 6,0	2	165	11
SZ 600/6,2	5,8 ... 6,6	2	150	11
SZ 600/6,8	6,4 ... 7,2	2	135	11
SZ 600/7,5	7,0 ... 7,9	2	125	11
SZ 600/8,2	7,7 ... 8,7	2	115	11
SZ 600/9,1	8,5 ... 9,6	4	105	11
SZ 600/10	9,4 ... 10,6	4	95	11
SZ 600/11	10,4 ... 11,6	7	85	11
SZ 600/12	11,4 ... 12,7	7	80	11
SZ 600/13	12,4 ... 14,1	11	70	11
SZ 600/15	13,8 ... 15,3	11	65	11
SZ 600/16	15,3 ... 17,1	15	60	11
SZ 600/18	16,8 ... 19,1	15	55	11
SZ 600/20	18,8 ... 21,2	15	50	11
SZ 600/22	20,8 ... 23,3	15	45	11

- ¹⁾ bei $I_Z = 100 \text{ mA}$ für SZ 600/0,75...SZ 600/8,2
 bei $I_Z = 50 \text{ mA}$ für SZ 600/9,1 ...SZ 600/15
 bei $I_Z = 25 \text{ mA}$ für SZ 600/16 ...SZ 600/22

h) Silizium-Planar-Dioden in Plastumhüllung

Typ	Maximal zulässige Sperrspannung U_{spm} in V	Maximal zulässiger Durchlaßstrom I_{dm} in mA	Verwendungs- zweck	Bau- form
SAY 30	25	50	mittelschnelle Schaltdiode	12
SAY 32	25	50		12
SAY 40	15	20	schnelle Schaltdiode	12
SAY 42	15	20		12

Tafel 11 Technische Daten von Transistoren

Stromverstärkungsgruppen		
	für Ge-Transistoren	für Si-Transistoren
A	18... 35	18... 35
B	28... 56	28... 71
C	45... 90	56... 140
D	71...140	112... 280
E	112...224	224... 560
F	—	450...1 120

a) Germanium-NF-Transistoren

Typ	Maximale Verlustleistung P_{vm} in mW	Maximaler Kollektorstrom I_{cm} in mA	Maximale Kollektorspannung U_{CEM} in V	Wärmewiderstand R_{th} in $\frac{K}{mW}$	Verwendungszweck	Bauform
GC 100	30	15	15	1,0	NF-Vorstufen	13
GC 101	30	15	15	1,0	rauscharme NF-Vorstufen	13
GC 112	120	150	80	0,38	für hohe Spitzenspannung	13
GC 116	120	150	20	0,38	NF-Vor- und Treiberstufen	13
GC 117	120	150	20	0,38		13
GC 118	120	150	20	0,38		13
GC 121	120	250	20	0,38	rauscharme NF-Vorstufen	13
GC 122	120	250	20	0,38	NF-Endstufen kleiner Leistung, Gegentaktendstufen	13
GC 123	120	250	33	0,38	NF-Stufen mit erhöhter Spannungsfestigkeit	13
GC 301	1000	1000	66	0,38	NF-Stufen mit hoher Spannungsfestigkeit	13
			32	0,33	NF-Treiber- und Endstufen mittlerer Leistung, Gegentaktendstufen	13

b) Germanium-NF-Leistungstransistoren

Typ	Maximale Verlustleistung P_{vm} in W	Maximaler Kollektorstrom I_{cm} in A	Maximale Kollektorspannung U_{CEm} in V	Wärmewiderstand R_{th} in $\frac{K}{W}$	Verwendungszweck	Bauform
GD 160	5,3	3	20	7,5	NF-Leistungsendstufen, Gegentaktendstufen, Schalttransistoren	14
GD 170	5,3	3	30	7,5		14
GD 175	5,3	3	50	7,5		14
GD 180	5,3	3	66	7,5		14
GD 240	10	3	30	4		14
GD 241	10	3	40	4		14
GD 242	10	3	50	4		14
GD 243	10	3	65	4		14
GD 244	10	3	75	4		14

c) Germaniumschalttransistoren

Verwendungszweck: Schalttransistor für elektronische Rechenmaschinen

Typ	Maximaler Kollektorstrom I_{cm} in mA	Maximale Kollektorspannung U_{CEm} in V	Wärmewiderstand R_{th} in $\frac{K}{mW}$	Bauform
GS 109	50	15	0,5	13
GS 111	200	15	0,5	13
GS 112	200	15	0,5	13
GS 121	100	20	0,38	13
GS 122	100	20	0,38	13

d) Germanium-HF-Transistoren

Typ	Maximale Verlustleistung P_{vm} in mW	Maximaler Kollektorstrom I_{cm} in mA	Maximale Kollektorspannung U_{CEM} in V	Wärmewiderstand R_{th} in $\frac{K}{mW}$	Verwendungszweck	Bauform
GF 100	30	15	15	0,5	ZF-Stufen für AM	13
GF 105	30	15	15	0,5	Mischstufen bis 2 MHz	13
GF 126	50	10	20	0,6	ZF-Stufen für AM	15
GF 128	50	10	20	0,6	ZF-Stufen für Fernsehempfänger (Bild-ZF)	15
GF 130	50	10	20	0,6	ZF-Stufen für FM	15
GF 131	50	10	20	0,6	Mischstufe für UKW	15
GF 132	50	10	20	0,6	Vorstufen für UKW	15
GF 139	50	10	20	0,6	ZF-Stufen für FM	15
GF 181	50	10	20	0,6	Mischstufe für UKW	15
GF 145	60	10	15	0,75	HF- und Mischstufen bis 860 MHz	16
GF 147	60	10	15	0,75	HF- und Mischstufen bis 900 MHz	16

e) Silizium-NF-, -HF- und -Schalttransistoren

Typ	Maximale Verlustleistung P_{vm} in mW	Maximaler Kollektorstrom I_{cm} in mA	Maximale Kollektorspannung U_{CEm} in V	Wärmewiderstand R_{th} in $\frac{K}{mW}$	Verwendungszweck	Bauform
SF 021	600	500	20	0,25	Breitband-, NF- und HF-Verstärker, Schalttransistor in elektronischen Rechenmaschinen	17
SF 022	600	500	33	0,25		17
SF 023	600	500	66	0,25		17
SF 024	600	500	100	0,25		17
SF 025	600	500	120	0,25		17
SF 121	600	100	20	0,25		17
SF 122	600	100	33	0,25		17
SF 123	600	100	66	0,25		17
SF 126	600	500	20	0,25	Breitbandverstärker, Schalttransistor in elektronischen Rechenmaschinen	17
SF 127	600	500	30	0,25		17
SF 128	600	500	60	0,25		17
SF 129	600	500	80	0,25		17
SF 150	600	50	160	0,25	Video-Endstufe	17
SF 131	300	50	12	0,5	Breitband-, NF- und HF-Verstärker	18
SF 132	300	50	15	0,5		18
SF 136	300	200	12	0,5	HF-Verstärker	18
SF 137	300	200	20	0,5		18
SS 106	300	200	15	0,5	Schalttransistor für elektronische Rechenmaschinen	18
SS 108	300	200	15	0,5		18
SS 109	300	200	15	0,5		18
SS 120	800	500	40	0,22		17
SS 125	600	500	25	0,25		17
SS 126	600	500	50	0,25		17

f) Silizium-Miniplast-Transistoren

Typ	Maximale Verlustleistung P_{vm} in mW	Maximaler Kollektorstrom I_{cm} in mA	Maximale Kollektorspannung U_{CEm} in V	Verwendungszweck	Bauform
SC 206	200	100	15	NF-Transistor	19
SC 207	200	100	15		19
SF 215	200	100	15	HF-Transistor	19
SF 216	200	100	20		19
SF 240	160	25	30	geregelt FS-ZF-Verstärker in Emitterschaltung	20
SF 245	200	25	25	nichtgeregelt FS-ZF-Verstärker in Emitterschaltung	20
SS 200	150	30	70	Spezialtransistor zur Ansteuerung von Ziffernanzeigeröhren	19
SS 201	150	30	100		19
SS 202	150	30	120		19
SS 216	200	100	15	Schalttransistor	19
SS 218	200	100	15		19
SS 219	200	100	15		19

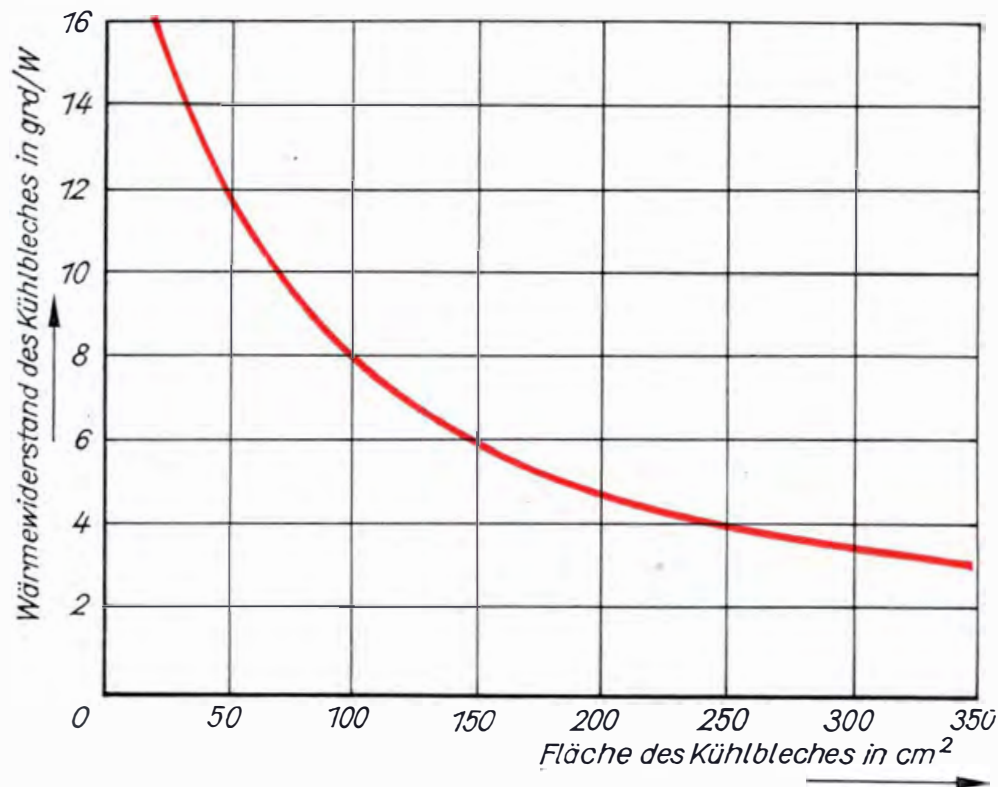
g) Silizium-Metall-Oxid-Feldeffekttransistoren (MOSFET)

Typ	Maximale Verlustleistung P_{vm} in mW	Maximaler Drainstrom I_{Dm} in mA	Maximale Drain-Source-Spannung U_{Ds} in V	Maximale Gate-Source-Spannung U_{Gs} in V	Steilheit S in $\frac{mA}{V}$	Bauform
SM 103	150	15	20	-15...+5	1,7	21
SM 104	150	15	20	-15...+5	1,3	21

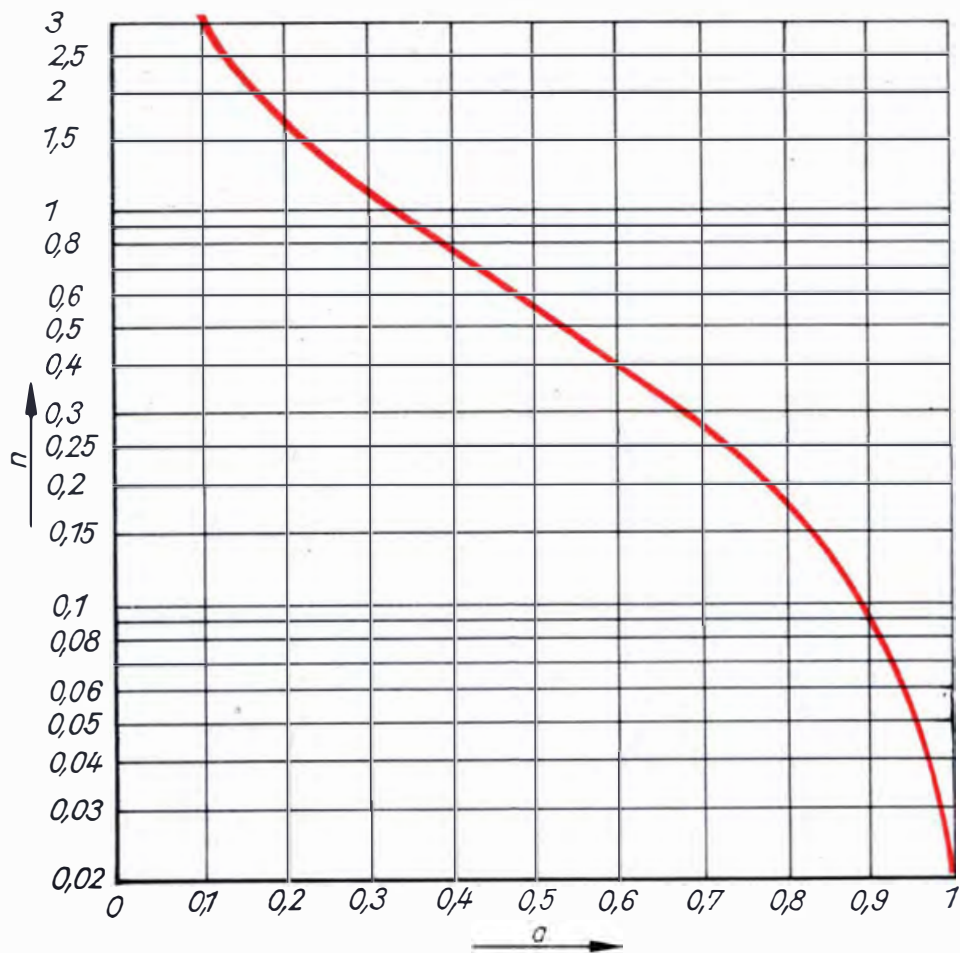
Tafel 12 Technische Daten von Bastler-Halbleiter-Bauelementen

Beutel-Nr.	Inhalt	Grenzwerte	Bauform
1	14 Ge-NF-Transistoren	$P_{vm} = 50 \dots 400 \text{ mW}$	13
2	10 GE-HF- und -UKW-Transistoren	$P_{vm} = 30 \dots 50 \text{ mW}$	13 15
3	5 GE-NF-Leistungstransistoren	$P_{vm} = 1 \dots 10 \text{ W}$	14
4	12 Ge- bzw. Si-Gleichrichter	$I_{dm} = 0,1 \dots 1 \text{ A}$	2 3 bzw. 7
5	4 Si-Leistungsgleichrichter	$I_{dm} = 10 \text{ A}$	8
6	20 Si-Miniplast-HF- und -Schalttransistoren	$U_{CEm} = 10 \text{ V}$ $P_{vm} = 200 \text{ mW}$	19
7	12 Si-HF- und Schalttransistoren	$U_{CEm} = 10 \text{ V}$ $P_{vm} = 300 \dots 600 \text{ mW}$	18 und 17

Tafel 13 Zur Ermittlung der Kühlblechgröße für Leistungstransistoren
(statt grad lies K)



Tafel 14 Zur Berechnung der Induktivität der Oszillatorspule



Tafel 15 Stationen und Frequenzen des Fernsehens der DDR

Band	Kanal	Bildträger in MHz	Tonträger in MHz	mittlere Wellenlänge in m	Stationen		Polarisation
					FS-Sender	FS-Kleinsender	
I	1	41,25	46,75	6,80			
	2	48,25	53,75	6,00			
	3	55,25	60,75	5,20	Helpterberg		horizontal
	4	62,25	67,75	4,65	Cottbus		horizontal
III	5	175,25	180,75	1,69	Berlin		horizontal
					Inselsberg		horizontal
	6	182,25	187,75	1,63	Brocken	Görlitz	horizontal
						Schöneck (Vogtland)	vertikal
	7	189,25	194,75	1,57		Eisenhüttenstadt	horizontal
						Lobenstein	vertikal
	8	196,25	201,75	1,51	Katzenstein (Karl-Marx-Stadt)	Marlow	horizontal
	9	203,25	208,75	1,46	Leipzig		vertikal
						Rhinow	horizontal
	10	210,25	215,75	1,41	Dresden		vertikal
11	217,25	222,75	1,37	Schwerin	Frankfurt/Oder	horizontal	
12	224,25	229,75	1,33		Bleiβberg	horizontal	

*Tafel 16 Anschriften der Fachfilialen des
VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen*

VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen
Fachfiliale RFT AMATEUR
1034 Berlin, Warschauer Straße 71

VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen
Fachfiliale RFT AMATEUR
1058 Berlin, Kastanienallee 87

VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen
Fachfiliale RFT AMATEUR
75 Cottbus, Marktstraße 2

VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen
Fachfiliale RFT AMATEUR
801 Dresden, Ernst-Thälmann-Straße 9

VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen
Fachfiliale RFT Radio-television
728 Eilenburg, Leipziger/Ecke Bernhardstraße

VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen
Fachfiliale RFT Radio-television
122 Eisenhüttenstadt, Leninallee 10

VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen
Fachfiliale RFT AMATEUR
425 Eisleben, Sangerhäuser Straße

VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen
Fachfiliale RFT AMATEUR
501 Erfurt, Hermann-Jahn-Straße 11/12

VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen
Fachfiliale RFT AMATEUR
92 Freiberg, Korngasse 10

VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen
Fachfiliale RFT Radio-television
58 Gotha, Hauptmarkt 32

VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen
Fachfiliale RFT AMATEUR
402 Halle, Große Steinstraße 58

VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen
Fachfiliale RFT AMATEUR
901 Karl-Marx-Stadt, Straße der Nationen 46

VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen
Fachfiliale RFT AMATEUR
701 Leipzig, Grimmaische Straße 25

VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen
Fachfiliale RFT AMATEUR
3018 Magdeburg, Lübecker Straße 118

VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen
Fachfiliale RFT Radio-television
61 Meiningen, Rudolf-Breitscheid-Straße 15

VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen
Fachfiliale RFT AMATEUR
15 Potsdam, Friedrich-Ebert-Straße 113

VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen
Fachfiliale RFT AMATEUR
25 Rostock, Steinstraße 6

VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen
Fachfiliale RFT Radio-television
47 Sangerhausen, Göpenstraße 28

VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen
Fachfiliale RFT AMATEUR
27 Schwerin, Martinstraße 1

VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen
Fachfiliale RFT Radio-television
29 Wittenberge, Bahnstraße 42

Die Fachfilialen des VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen leisten Kundendienst und werden die bastelfreudigen Leser gern bei der Beschaffung der in diesem Buch verwendeten Bauelemente und Bauteile unterstützen.

Sachwörterverzeichnis

A

abgeschirmte Leitung 145
Abgleichen 211, 227, 244, 267, 324, 329, 332
Ablenkfaktor 146
Ablenkung des Elektronenstrahls 123
Abschirmung 157
Abschirmzylinder 143
Absorptionsfrequenzmesser 192
Abstimmen 61, 170
Abtasteinrichtung 286
Akzeptor 67
Aluminium, Verzinnen von 134
Ampere 10
Amplitudendemodulation 178
Amplitudenmodulation 176, 306
Amplitudensieb 309, 314, 336
Anode 63, 118
Anodenspannung 118
Anodenstrom 118
Antenne 23, 173, 246, 329
Antennenbandkabel 329
Antennenbuchse 22
Antennengewinn 330
Antennenkondensator 23
Antennenstecker 22
Arbeitsgerade 78, 83, 95
Arbeitspunkt 78, 83, 95, 337
Arbeitswiderstand 83
Atom 64
Ätzen von Leiterplatten 134
Aufladung eines Kondensators 52
Ausbreitung der Funkwellen 174
Ausgangswiderstand 88
Austaststufe 307

B

Bahngebiet 69
Bandbreite 220
Bandfilter 221, 238
Bandfilterzweikreiser 223
Basis 74
Basiskondensator 85, 96
Basisruhestrom 83
Basisschaltung 88, 235, 263
Basisstrom 76, 83
Basiswiderstand 83, 151
BAS-Signal 307
Bearbeitung von HF-Litze 184
Becherkondensator 16
Begrenzer 337
Berechnung der Antenne 331
Berechnung der Eigenfrequenz 61
Berechnung der Endstufe 94
Berechnung der Induktivität 20, 21
Berechnung der Kapazität 14, 16, 18
Berechnung der Kollektorstufe 101, 151
Berechnung der Kühlflächen-
größe 99
Berechnung der Leistung 11
Berechnung der Spannung 11
Berechnung der Videofrequenz 309
Berechnung der Zeitkonstanten 317
Berechnung des Arbeitswider-
standes 83
Berechnung des Basiskonden-
sators 85
Berechnung des Basisruhe-
stromes 83
Berechnung des Basiswider-
standes 84, 87, 151
Berechnung des Dämpfungsgliedes 334

Berechnung des Drahtwider-
standes 12
Berechnung des Eingangskreises 209
Berechnung des Emitterkondensators 88
Berechnung des induktiven Widerstandes 58
Berechnung des kapazitiven Widerstandes 56
Berechnung des Lautsprecherübertragers 99
Berechnung des Oszillatorkreises 325
Berechnung des Siebgliebes 33
Berechnung des Stromes 11
Berechnung des Stromverstärkungsfaktors 81
Berechnung des Transformators 26
Berechnung des Widerstandes 11, 12, 13
bifilare Wicklung 254
Bildfängerröhre 300
Bildfrequenz 279
Bildgleichrichter 312
Bildkippspannung 279
Bildpunkt 277
Bildrücklauf-Austastimpuls 336
Bildsignal 294
Bildsynchronimpuls 307
Bildträger 310, 321
Bildverstärker 286
Bild-ZF-Verstärker 320
Biluxlampe 116
Blindwiderstand 59
Blockschaltbild der Lichtpunkt-
abtastung 286
Blockschaltbild einer Fernseh-
anlage 297
Blockschaltbild einer Fernseh-
bild-Funkanlage 307

Blockschaltbild eines Oszillografen 129
Blockschaltbild eines Rundfunkempfängers 180, 233
Blockschaltbild eines Rundfunksenders 177
Bodenwelle 173
Braunsche Röhre 119
Brummspannung 33

D

Dämpfung 58, 166
Dämpfungsglied 334
Demodulation 178, 238, 305, 340
Dezibel 330
Dielektrikum 14
Dielektrizitätskonstante 14, 69, 351
Differenzfrequenz (DF) 313, 341
Diffusionstechnik 75, 110
Diode 63, 74, 118
Diodenbuchse 22
Diodenempfänger 21
Diodenempfänger mit einstufigem NF-Verstärker 85
Diodenempfänger mit HF-Verstärker 189
Diodenempfänger mit mehrstufigem NF-Verstärker 96, 108
Diodenkennlinie 72, 131
Diodenstecker 22
Dipmeter 192
Dipol 171, 329
Direktor 330
Donator 66
Dopen 66
Dotieren 66
Drahtwiderstand 13
Drain 189
Drehknopf 22
Drehkondensator 16
Drosselspule 33, 288
Durchführungskondensator 17
Durchlaßkurve 310
Durchlaßstrom 70

E

Effektivwert 34
Eigenfrequenz 61
Eigenleitung 66
Eigenleitungsdichte 67
Eigenschwingung 164
Eingangskreis 209

Eingangsschaltung des Fernsehempfängers 324
Eingangswiderstand 88
Einkreiser 186, 208
Einstellregler 15
Einweggleichrichtung 33, 34
Eisenkerne für Transformatoren 353, 354
elektrisches Feld 124, 172, 188
Elektrolytkondensator 16
elektromagnetische Strahl-
ablenkung 298
elektromagnetische Welle 173
Elektron 13, 64
Elektronen, Strömungsrichtung der 13
Elektronendichte 67
Elektronenemission 117
Elektronenfluß 13
elektronenoptische Linse 124
Elektronenpaarbindung 64
Elektronenröhre 116
Elektronenstrahl, Ablenkung des 123
Elektronenstrahl, Fokussierung des 124
Elektronenstrahl, Hellsteuerung des 122
Elektronenstrahl-Oszillograf 129
Elektronenstrom 66
Emitter 70
Emitterschaltung 75, 88
Empfänger 21, 170, 180, 186, 208, 223, 239, 257, 261, 318
Empfängerbilder 299, 338
Endikon 302
Endstufe 94, 98, 107, 288
Endstufe, Gegentakt- 146, 251, 269
Epitaxie 110
Experimentierbrettchen 96, 104, 148, 151, 181, 240, 289, 338
Experimentierstände für Oszillografenröhre 119

F

Faltdipol 329
Farad 14
Federleiste 22
Fehlstelle 64
Feld, elektrisches 124, 172, 188
Feld, magnetisches 171
Feldeffekttransistor 188
Feldlinien 124

Fernbeobachteranlage 304
Fernsehantenne 297
Fernsehantenne 329
Fernsehaufnahmeröhre 300
Fernsehbildröhre 300
Fernsehempfänger 311, 318, 343
Fernsehfrequenz 309
Fernsehfunkanlage 307
Fernsehraster 279, 283, 286
Fernsehtechnik 275
Ferritantenne 21, 246
Ferritstab 19, 257
Flächendiode 73
Flächentransistor 75
Flankengleichrichtung 341
Fokussierung des Elektronenstrahls 124
Fokussierungsgitter 125
Fotoeffekt, innerer 302
Fotoemission 276
Fotozelle 276
freie Schwingung 164
Frequenz 32, 173, 309
Frequenzdemodulation 340
Frequenzmesser 188
Frequenzmodulation 340
frequenzunabhängiger Spannungsteiler 156
Funkentstörung 201
Funktechnik, Grundlagen der 9
funktechnische Zubehörteile 22

G

Gate 189
gedämpfte Schwingung 166
gedruckte Schaltung 132
Gegenkopplung 252, 288
Gegentaktverstärker 146, 251, 269
Gegentaktverstärker mit eisenloser Endstufe 269
Gegentaktverstärker mit Übertragerkopplung 251
Geradeausempfänger 227
Germanium 64
Germaniumdiode 71
Germaniumtransistor 77
Gewinn einer Antenne 330
Gitter einer Elektronenröhre 118, 120
Gleichrichter 33
Gleichrichterwirkung der Diode 74
Gleichstromwiderstand 51
Glimmlampenfassung 22

Glimmlampenkippperät 126
Graetzschaltung 36
Grenzfrequenz 84, 310
Grenzschicht 67
Großsignalverstärkung 81
Grundversuch zum Fernsehen 297
Grundversuch zum Überlagerungsempfang 229
Grundversuch zur drahtlosen Energieübertragung 170

H

Halbbild 284
Halbbild-Synchronimpuls 315, 336
Halbleiter 63
Halbleiter, Leitungsmechanismus im 68
Halbleiterbauelemente, Typenschlüssel für 356
Halbleiterdioden, technische Daten von 375
Halbwellendipol 173, 329
Hartpapier-Drehkondensator 17
Haspelkern 19
Heißeiter 252
Helligkeitsmodulation 155, 296, 338
Hellsteuerung des Elektronenstrahls 122
Henry 19
Hertz 32
Hochfrequenz (HF) 63
Hochfrequenzgenerator 169
Hochfrequenzlitze 184
Hochfrequenzverstärker 180
Hochspannungs-Becherkondensator 17
Hochspannungsnetzgerät 130, 138
Höhenabschwächung 202
Hörerkondensator 23

I

Ikonoskop 300
Impedanzwandler 88
Impulsmischstufe 307
Impulstrennstufe 309, 315, 336
Induktionskonstante 20
induktiver Blindwiderstand 59
induktiver Scheinwiderstand 57
Induktivität 19, 20, 199

Induktivitätsfaktor 200
industrielles Fernsehen 303
Influenzkonstante 14
integrierte Schaltung 110

K

Kabelbaum 45
Kapazität 14, 199
Kapazitätsdiode 69, 325, 359
kapazitiver Blindwiderstand 59
kapazitiver Scheinwiderstand 51
Katode 63, 118
Kelvin 86
Kennlinie der Gleichrichterdiode 72
Kennlinie der Triode 119
Kennlinie Z-Diode 131
Kennlinie des MOSFET 190
Kennlinienfeld eines Ge-pnp-Transistors 78
Kennlinienfeld eines Si-npn-Transistors 80
Kennzeichnungsschlüssel für Halbleiterbauelemente 356
Kennzeichnungsschlüssel für Kleinstwiderstände 350
keramischer Kondensator 16
Kippfrequenz 127
Kippgenerator 149
Kippgerät 149, 280
Kippkondensator 149
Kippshalter 22
Kippspannung 126
Klangblende 202
Klangregelschaltung 272
Kleinsignalverstärkung 81
Knopfpotentiometer 15
Koaxialkabel 161
Kofferempfänger 251
Kohlemikrofon 104
Kohleschichtwiderstand 13
Kollektor 69
Kollektorreststrom 75
Kollektorschaltung 88, 102
Kollektorstrom 76
Kollektorverlustleistung 77
Kondensator 14
Kondensator, Aufladung eines 52
Kondensatoren, Ausführungsformen von 17
Kopfhörer 25
Kreuzwickelspule 19
Kristalldetektor 63
Kühlkörper 42, 99, 272, 369

L

Ladekondensator 33, 126, 178
Ladungsbild 302
Ladungsträgerdichte 68
Ladungsträgerverteilung 67
lastunabhängiger Spannungsteiler 38
Lautsprecher 93
Lautsprecherübertrager 99
Lautsprecherwiderstand 94
LC-Siebung 33
Leistung 11
Leistungsberechnung 11
Leistungsverstärkung 88
Leiterplatte 132
Leitungsmechanismus im Halbleiter 66
Lichtpunktabtaster 277, 286
Linkleitung 222, 329
Linse, elektronenoptische 124
Linse, Vergrößerungs- 345
Loch, positives 65
Löcherdichte 67
Löcherstrom 66
Lochscheibe 277
Löschspannung 126
Löten von gedruckten Schaltungen 135
Löten von Gehäusekanten 159
Lötösen 22

M

magnetisches Feld 171
Majoritätsträger 67
Messerleiste 22
Meßleitung 161
Meßplatten 120
Meßsender 214
Meßverstärker 155
Mikroelektronik 110
Mikrofon 104
Mikrofonanlage 104
Minoritätsträger 67
Mischstufe 232
Mischstufe, selbstschwingende 261
Mosaikfotokatode 300
MOSFET 189
MOSFET-Kennlinie 190
MP-Kondensator 16

N

Nachbeschleunigungsanode 121, 130

Nenndurchlaßstrom 34
 Nennsperrspannung 34
 Netzteil des Fernsehempfängers 343
 Netzteil des Oszillografen 129
 Netzteil des Rundfunkempfängers 204
 Netztransformator 26
 Niederfrequenz (NF) 85
 Niederfrequenzverstärker, direktgekoppelter 108
 Niederfrequenzverstärker, einstufiger 83
 Niederfrequenzverstärker, eisenloser 107, 269
 Niederfrequenzverstärker, Gegentakt- 251, 269
 Niederfrequenzverstärker, integrierter 114
 Niederfrequenzverstärker, mehrstufiger 96, 98, 107, 108, 202, 251, 269
 Niederfrequenzverstärker mit Netzteil 202
 n-Leitung 66

O

Oberflächenleitfähigkeit 189
 Ohm 10
 Ohmscher Widerstand 51, 59
 Oszillator 167, 189, 234, 263
 Oszillatorkreisberechnung 235
 Oszillograf 129
 Oszillografenröhre 120, 286
 Oszillogramm, Entstehung eines 128
 Oszillogramm der Bildsignalspannung 296
 Oszillogramm der Impulsspannung 337
 Oszillogramm der Synchronimpulse 338
 Oszillogramm des Videosignals 338
 Oszillogramm einer gedämpften Schwingung 166
 Oszillogramm einer gleichgerichteten Schwingung 179
 Oszillogramm einer modulierten Schwingung 177, 178, 183
 Oszillogramm einer Schwebung 215
 Oszillogramm einer Tonschwingung 179, 183
 Oszillogramm einer ungedämpften Schwingung 169

Oszillogramm einer Wechselspannung 127
 Oszillogramm eines helligkeitsmodulierten Elektronenstrahls 297
 Oszillogramm eines 4-Zeilen-Rasters 283
 Oszillogramm eines Zeilensprungrasters 286
 Oszillogramm eines 20-Zeilen-Rasters 283

P

Parallelschaltung 12, 18
 Periode 31
 Permeabilität 20, 199, 351
 Phasenumkehrschaltung 146
 Phasenverschiebung 55
 Platine 132
 p-Leitung 67
 pn-Übergang 68
 Potentiometer 14
 Primärspule 26
 Prüfgenerator 193

R

Raster 278
 Raumladung 68
 Raumladungszone 69
 Raumwelle 174
 RC-Siebung 33
 Reflektor 330
 Regelung, Schwund- 238
 Regelung, Spannungs- 38
 Reihenschaltung 12, 18
 Rekombination 66
 Resonanz 61
 Resonanzfrequenz 58
 Resonanzfrequenzen, Verfahren zum Ermitteln der 321
 Resonanzfrequenzmesser 193
 Resonanzkurve 61, 185, 220, 223, 321
 Richtcharakteristik 330
 Richtwirkung 250
 Röhre, Braunsche 119
 Röhre, Elektronen- 116
 Röhrenfassung 22
 Rohrtrimmer 17
 Rollkondensator 16
 Rückkopplung 186
 Rundfunkanlage 106
 Rundfunkempfänger 180, 233, 246, 251

Rundfunksender 177
 Rundfunktechnik 163

S

Schalter 22
 Schalter, Transistor als 337
 Scheibentrimmer 16
 Scheinwiderstand 51, 57, 59, 329
 Schiebeschalter 22
 Schleifendipol 329
 Schwebung 215
 Schwebungsfrequenz 216
 Schwingkreisberechnung 209, 235
 Schwingkreis 21, 61
 Schwingkreis, offener 171
 Schwingung, amplitudenmodulierte 178
 Schwingung, elektrische 61
 Schwingung, freie 164
 Schwingung, frequenzmodulierte 340
 Schwingung, gedämpfte 166
 Schwingung, gleichgerichtete 179
 Schwingung, ungedämpfte 166
 Schwingungsdauer 31
 Schwingungserzeuger 167
 Schwund 174
 Schwundregelung 238
 Seitenbänder 217
 Seitenfrequenzen 217
 Sekundärelektronen 299
 Sekundärspule 26
 Selektivität 200
 Selengleichrichter 130
 Sender 170, 176, 177, 305
 Siebglied 33, 102, 183
 Siebkondensator 33
 Silizium 64
 Siliziumdiode 72
 Siliziumtransistor 77
 Skale 23, 213, 198
 Source 189
 Spannung 10
 Spannung von Spitze zu Spitze 290, 295, 333
 Spannungs-Änderungsgeschwindigkeit 53
 Spannungsregler 38
 Spannungsteiler 38
 Spannungsteiler, frequenzunabhängiger 156
 Spannungsteiler, lastunabhängiger 38

Spannungsverstärkung 88, 162
 Speicherplatte 299
 Sperrkreis 183
 Sperrschichtkapazität 69
 Sperrspannung 71
 Sperrstrom 69, 71, 72
 Spiegelfrequenz 233
 Spitzendiode 63, 73
 Sprechleistung 95
 Spule 18
 Spulenenden, Festlegen von 21
 Spulenkörper 19, 30, 196, 210
 Spulenwickelvorrichtung 29
 Steilheit 191
 Steuergitter 118
 Stiefelkern 19
 Störstelle 66
 Strom 10
 Stromdichte 27
 Stromrichtung, technische 13
 Strömungsrichtung der Elektronen 13
 Stromversorgungsgerät 26
 Stromverstärkung 88
 Stromverstärkungsfaktor 81
 Substrat 110
 Super 232, 261
 Superhet 232
 Synchronimpuls 313, 337
 Synchronisieren 150

T

Taktgeber 306
 Taschenempfänger 246
 technische Stromrichtung 13
 Temperaturstabilisierung 87
 Thermistor 252
 Tiefenabschwächung 203
 Ton-DF-Verstärker 339
 Tonfrequenzgenerator 167
 Tonträger 310, 321
 Topfkern 19
 Transformator 26
 Transistor 38
 Transistor als Schalter 337
 Transistor als Verstärker 81
 Transistor, Kennlinienfeld eines 78, 80

Transistoren, komplementäre 269
 Transistorfassung 22
 Transistorprüfgerät 89
 Trägerfrequenz 217
 Treiberstufe 252
 Trennschärfe 58, 186, 220
 Triode 118
 Triodenkennlinie 119
 Tuner 324
 Typenschlüssel für Halbleiterbauelemente 356

U

Umgang mit Halbleiterbauelementen 98
 Umgang mit MOSFETs 190
 Umschalter 22
 Umspanner 26
 ungedämpfte Schwingung 166
 Überlagerung 229
 Überlagerungsempfänger 233, 261
 Übertrager 94, 99, 252

V

Valenzelektronen 64
 Ventil, elektrisches 33
 Ventilwirkung eines pn-Übergangs 70
 Verlustleistung 77
 Verstärker für Kopfhörerbetrieb 83
 Verstärker, DF- 339
 Verstärker, HF- 180, 186, 208, 223
 Verstärker, NF- 83, 96, 98, 107, 108, 114, 202, 251, 269
 Verstärker, ZF- 233, 238, 262, 320
 Verzinnen von Aluminium 134
 Videosignal 336
 Videoverstärker 288
 Vidikon 302
 Vollweggleichrichtung 36
 Volt 10

W

Wärmewiderstand 99
 Watt 11
 Wechselfrequenz 32, 54
 Wechselstromwiderstand 51
 Wehneltzylinder 123
 Welle, elektromagnetische 173
 Wellenbereiche 173
 Wellenlänge 173
 Welligkeitsspannung 33, 47
 Werkzeuge 349
 Wickelraum 28
 Widerstand 10, 12
 Widerstände, Ausführungsformen der 15
 Wirkwiderstand 59

X

X-Endverstärker 151

Y

Y-Endverstärker 147

Z

Z-Diode 131
 Zeilenfrequenz 278
 Zeilenkippspannung 278
 Zeilenrücklauf-Austastimpuls 336
 Zeilensprungverfahren 285
 Zeilensynchronimpuls 307, 336
 Zeitablenkschaltung 126
 Zeitachse 126
 Zeitkonstante 317, 337
 Zeitplatten 120
 Zeitspannung 126
 Zubehörteile, funktechnische 22
 Zündspannung 126
 Zweikreiser 223, 257
 Zweiweggleichrichtung 33, 36
 Zwischenfrequenz (ZF) 233
 Zwischenfrequenzverstärker 233, 238, 262, 320
 Zylinderspule 19

Inhalt

Die technische Anwendung von Naturgesetzen selbst erleben 5

1. Was zuerst notwendig ist 7

Grundlagen der Funktechnik 9

2. Vor dem Gerätebau: die Teile des Ganzen 10

Widerstände, Kondensatoren und Spulen 12

Wir berechnen und wickeln eine Spule 20

Unser erstes Radio – der Diodenempfänger 21

**3. Das Herz unseres Experimentierplatzes –
ein Stromversorgungsgerät** 26

Ein Transformator liefert die notwendigen Wechselspannungen. 26

Aus Wechselspannung wird Gleichspannung 33

Die Teilschaltungen des Stromversorgungsgerätes 34

Für niedrige Ströme genügt Einweggleichrichtung 34

Vollweggleichrichtung ist für größere Ströme vorteilhafter ... 36

Ein lastunabhängiger Spannungsteiler 38

Wir bauen das Stromversorgungsgerät 39

Der Regeltransistor braucht einen Kühlkörper..... 42

Eine Montageplatte nimmt die „Kleinteile“ auf 42

Wir gestalten die Frontplatte 42

So verläuft die Endmontage 45

4. Wir experimentieren mit Widerständen 50

Im Wechselstromkreis treten neue Erscheinungen auf..... 51

Der Kondensator an Wechselspannung 54

Die Spule an Wechselspannung 56

*Eigenartiges Verhalten von Widerstandskombinationen im
Wechselstromkreis* 59

Teilströme werden größer als der Gesamtstrom 59

$16,5 + 16,5 = 24?$ 62

5. Der Halbleiter — eine Grundlage der modernen Rundfunktechnik	63
<i>Der Leitungsmechanismus im Halbleiter</i>	66
<i>Wir nehmen die Kennlinien von Halbleitergleichrichtern auf</i> . . .	71
<i>Der Transistor ist ein Verstärkerelement</i>	75
<i>Wir nehmen die Kennlinienfelder von Transistoren auf</i>	77
<i>Eine wichtige Größe: der Stromverstärkungsfaktor</i>	81
<i>So wirkt ein Verstärker für Wechselspannung</i>	81
<i>Wir berechnen und bauen einstufige Verstärker für Kopfhörer- betrieb</i>	83
<i>Schaltungen mit Germaniumtransistoren sind besonders temperaturempfindlich</i>	86
<i>Die möglichen Schaltungsarten eines Transistors</i>	88
6. Ein Transistorprüfgerät wird gebaut	89
7. Experimente mit einfachen Transistor-NF-Verstärkern	93
<i>Etwas Rechnerei rund um die Endstufe</i>	94
<i>Für bescheidene Ansprüche: ein 20-mW-Verstärker</i>	96
<i>Ein Verstärker für 2 W Sprechleistung genügt auch hohen Ansprüchen an die Lautstärke</i>	98
<i>Hohe Leistung erfordert Kühlung</i>	99
<i>Wir berechnen und bauen einen Lautsprecherübertrager</i>	99
<i>Eine Kollektorstufe paßt die Endstufe an die Vorstufe an</i>	100
<i>Wir bauen eine Mikrofonanlage auf</i>	104
<i>Ohne Übertrager geht es auch!</i>	107
<i>Siliziumtransistoren lassen sich direkt koppeln</i>	108
8. Mikroelektronik: Die integrierte Schaltung ersetzt eine Vielzahl einzelner Bauelemente	110
9. Beinahe anachronistisch: neben der integrierten Schaltung immer noch die Elektronenröhre	116
<i>Was man von der Elektronenröhre wissen muß</i>	116
<i>Eine defekte Biluxlampe als elektrisches Ventil</i>	116
<i>Mit einer Triode kann der Strom gesteuert werden</i>	118
<i>Versuche mit der Braunschen Röhre</i>	119
10. Wir bauen einen Elektronenstrahloszillografen	129
<i>Mit dem Netzteil fangen wir an</i>	129
<i>Die Niederspannung stabilisieren wir mit einer Z-Diode</i>	131
<i>Eine neue Verdrahtungsart: die gedruckte Schaltung</i>	132
<i>Zum Bau des Netzgerätes</i>	136
<i>Der Sichtteil mit dem Anschluß der Oszillografenröhre</i>	139
<i>Wir gestalten die Frontplatte des Oszillografen</i>	140
<i>Ein Eisenzylinder schirmt die Bildröhre ab</i>	143
<i>Ein Gegentaktverstärker sorgt für die notwendige hohe Ablenk- spannung</i>	146
<i>Das Kippgerät setzt sich aus Kippgenerator und Endverstärker zusammen</i>	149

<i>Wir bauen einen Meßverstärker</i>	155
Ein frequenzunabhängiger Spannungsteiler	156
Der Meßverstärker muß abgeschirmt werden	157
Rundfunktechnik	163
11. Experimente vermitteln uns die physikalischen Grundlagen der drahtlosen Nachrichtenübertragung ..	164
<i>Wir bauen einen Schwingungserzeuger</i>	167
<i>Ein Modellversuch zur drahtlosen Energieübertragung</i>	169
<i>Ein Sender strahlt elektromagnetische Wellen ab</i>	171
<i>Die Funkwelle trägt Sprache und Musik ins Haus</i>	175
<i>Weitaus empfindlicher wird unser Diodenempfänger mit einem HF-Verstärker</i>	180
<i>Mit Rückkopplung leistet unser HF-Verstärker noch mehr</i>	186
12. Ein Frequenzmesser ist unbedingt erforderlich	188
<i>Wir bestücken den HF-Oszillator mit einem MOSFET</i>	189
<i>Unser Resonanzmesser ist ein Mehrzweckgerät</i>	192
<i>Wir bauen den Resonanzfrequenzmesser</i>	193
<i>Wir gleichen passive Schwingkreise ab</i>	198
<i>Auch Induktivitäten und Kapazitäten sind meßbar</i>	199
13. Wir bauen ein vollständiges Radio	201
<i>RC-Glieder dienen als Klangblenden</i>	202
<i>So bauen wir Netzteil und NF-Verstärker auf</i>	204
<i>Als ersten Empfänger verwenden wir einen Einkreiser</i>	208
<i>Wir berechnen den Schwingkreis und wickeln die Spule</i>	209
<i>Wir gleichen unseren Empfänger ab</i>	211
14. Einiges über schmale und breite Bänder	214
<i>Zwei Schwingungen nahezu gleicher Frequenz ergeben eine Schwebung</i>	215
<i>Wir nehmen die Resonanzkurve eines Schwingkreises auf</i>	219
15. Das Bandfilter verbessert den Empfang	221
<i>Wir nehmen die Resonanzkurven gekoppelter Schwingkreise auf</i> ..	221
<i>Als zweiten Empfänger bauen wir einen Bandfilterzweikreiser</i> ..	223
<i>Die Grenzen des Geradeausempfängers</i>	227
16. Überlagerung — ein neues Empfangsprinzip	229
<i>Wir machen uns mit neuen Schaltungen vertraut</i>	234
<i>So arbeiten die Mischstufe und der Oszillator</i>	234
<i>Wir berechnen den Oszillatorkreis</i>	235
<i>Der Zwischenfrequenzverstärker mit Demodulator und Schwundregelung</i>	238
<i>Als dritten Empfänger bauen wir einen Überlagerungsempfänger</i>	239

Die Mischstufe und den Oszillator erproben wir auf dem Experimentierbrettchen	240
Wir bestücken die Leiterplatte	241
Der Abgleich eines Supers ist nicht ganz einfach	244
17. Ein Taschenempfänger macht uns unabhängig vom Netz	246
18. Ein Kofferempfänger nach dem Bausteinprinzip ...	251
<i>Wir bauen einen Gegentakt-NF-Verstärker mit Übertragerkopplung</i>	251
<i>Die erste Empfängerschaltung: ein Zweikreiser</i>	257
<i>Wir bauen einen Überlagerungsempfänger mit selbstschwingender Mischstufe und Einzelkreisen</i>	261
<i>Ganz modern: ein eisenloser Gegentaktverstärker mit komplementären Transistoren</i>	269
Fernsehtechnik	275
19. Experimente vermitteln uns die Grundlagen des Fernsehens	276
<i>Nipkow zeigt den Weg</i>	277
<i>Der Elektronenstrahl schreibt einen Raster</i>	278
<i>Wir bauen ein zweites Kippgerät</i>	280
<i>Bau einer Abtasteinrichtung und eines Bildverstärkers</i>	286
<i>Wir tasten ein Bild elektronisch ab</i>	294
<i>Die einfachste Fernsehanlage entsteht</i>	297
<i>So arbeiten Fernsehaufnahmeröhren</i>	300
20. Wir verfolgen den Signalweg von der Aufnahmekamera des Senders bis zur Bildröhre des Empfängers	305
<i>Die Fernsehfrequenz und was alles davon abhängt</i>	309
<i>Im Fernsehempfänger finden wir bekannte Baugruppen</i>	311
<i>... und neuartige Schaltungen</i>	313
21. Wir bauen einen Fernsehempfänger	318
<i>Wir beginnen mit dem ZF-Verstärker</i>	320
<i>Es folgt die Eingangsschaltung</i>	324
<i>Eine Fernsehantenne bauen wir natürlich selbst</i>	329
<i>Wir gleichen die Eingangsstufen ab</i>	332
<i>Das Amplitudensieb mit der Impulstrennstufe bereitet uns keine Schwierigkeiten</i>	336
<i>Zum Bild gehört ein Ton</i>	339
<i>Eine Lupe vergrößert unser kleines Fernsehbild</i>	345
<i>Ein Wort zum Schluß</i>	346
Empfehlenswerte Literatur	347

Tafelanhang

<i>Tafel 1</i> Werkzeugausstattung	349
<i>Tafel 2</i> Spezifischer Widerstand	350
<i>Tafel 3</i> Internationaler Kennzeichnungsschlüssel für Kleinstwiderstände	350
<i>Tafel 4</i> Relative Dielektrizitätskonstante	351
<i>Tafel 5</i> Relative Permeabilität	351
<i>Tafel 6</i> Korrekturfaktor aus dem Durchmesser-Länge-Verhältnis zur Induktivitätsberechnung einlagiger Zylinderspulen	352
<i>Tafel 7</i> Daten der Eisenkerne für Transformatoren	353
<i>Tafel 8</i> Windungszahl je Volt in Abhängigkeit vom Eisenquerschnitt eines Transformators	355
<i>Tafel 9</i> Typenschlüssel für Halbleiterbauelemente	356
<i>Tafel 10</i> Technische Daten von Halbleiterdioden	357
a) Germaniumspitzendioden in Allglasausführung	357
b) Germaniumflächengleichrichter	358
c) Siliziumschaltdioden in Allglasausführung	359
d) Siliziumkapazitätsdioden	359
e) Siliziumgleichrichterdioden	360
f) Silizium-Z-Dioden in Allglasausführung	361
g) Silizium-Leistungs-Z-Dioden	362
h) Silizium-Planar-Dioden in Plastumhüllung	362
<i>Tafel 11</i> Technische Daten von Transistoren	363
a) Germanium-NF-Transistoren	363
b) Germanium-NF-Leistungstransistoren	364
c) Germaniumschalttransistoren	364
d) Germanium-HF-Transistoren	365
e) Silizium-NF-, -HF- und -Schalttransistoren	366
f) Silizium-Miniplast-Transistoren	367
g) Silizium-Metall-Oxid-Feldeffekttransistoren	367
<i>Tafel 12</i> Technische Daten von Bastler-Halbleiter-Bauelementen .	368
<i>Tafel 13</i> Zur Ermittlung der Kühlblechgröße für Leistungstransistoren	369
<i>Tafel 14</i> Zur Berechnung der Induktivität der Oszillatorspule ...	369
<i>Tafel 15</i> Frequenzen und Stationen des Fernsehens der DDR ...	370
<i>Tafel 16</i> Anschriften der Fachfilialen des VEB Industrie-Vertrieb Rundfunk und Fernsehen	371
Sachwörterverzeichnis	373

Das kannst auch Du

Günter Miel

Ferngesteuerte Modelle selbst gebaut

Aufbau und Betrieb funkferngesteuerter Schiffs- und Flugmodelle

1. Auflage 1977

288 Druckseiten, 260 Zeichnungen und Fotos

Preis: 13,80 M, Best.-Nr. 6534630

Der neue Band unserer Reihe „Das kannst auch Du“ führt in die Theorie und Praxis des Modellbaus insbesondere der elektronisch-funkfern gesteuerten Modelle ein. Der Stoff ist so gegliedert, daß der Leser schrittweise von einfachen elektronischen Experimenten bis zum Aufbau und Betrieb anspruchsvoller Fernsteueranlagen geführt wird. Einen echten Anreiz zur Erprobung der selbstgebaute elektronischen Geräte bieten der Aufbau einer Motorjacht, einer Segeljacht und eines Segelflugmodells:

Aus dem Inhalt:

Grundlagen der Fernsteuerung

Widerstand, Kondensator und Spule / Galvanische Elemente / Relais / Elektromotor / Dioden und Transistoren / Modellfernsteuerung mit Niederfrequenzsignalen

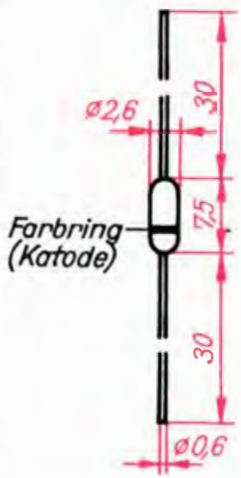
Drahtlose Fernsteuerung

Funkfernsteuerung mit Hochfrequenz / Fernsteuersender und Fernsteuerempfänger / Die Rudermaschine / Proportionalsteuerung mit Digitaltechnik / Die Servomechanik / Proportionalsender und Proportionalempfänger / Praktische Hinweise zum Gebrauch der Fernsteueranlage

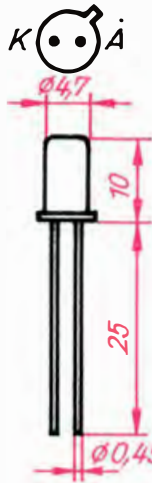
Ferngesteuerte Schiffs- und Flugmodelle

Modellbau und Modellbetrieb / Die ferngesteuerte Motorjacht / Die ferngesteuerte Segeljacht / Ein Kapitel Segeltechnik / Das ferngesteuerte Segelflugmodell / Wir fliegen das Modell ein

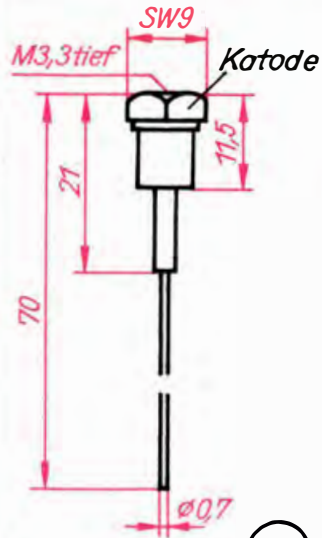
Dioden



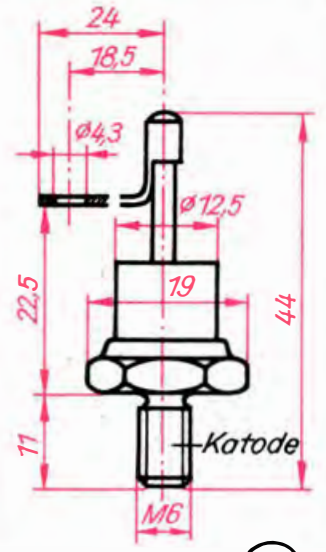
1



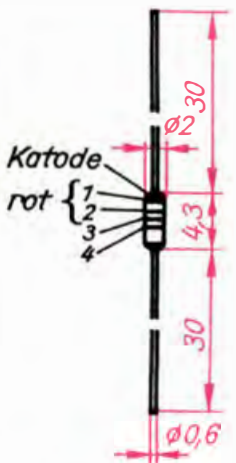
2



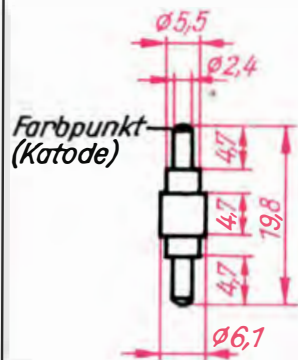
3



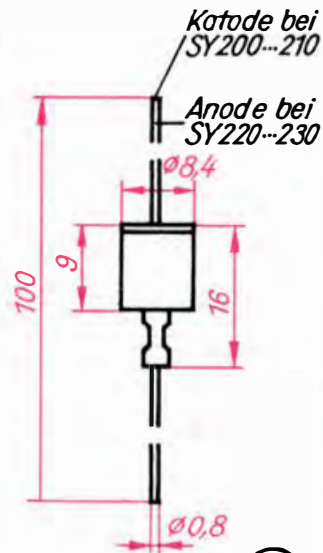
4



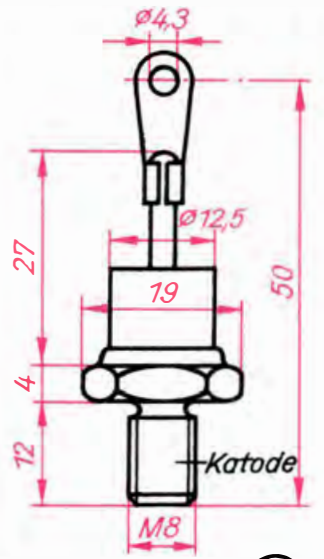
5



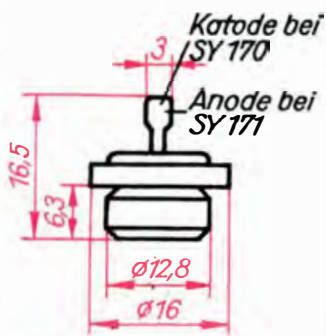
6



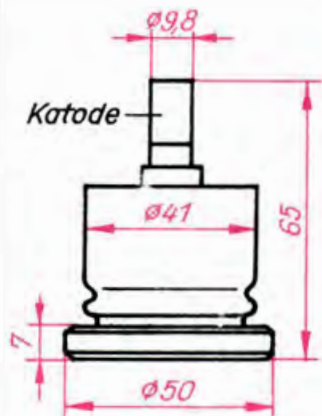
7



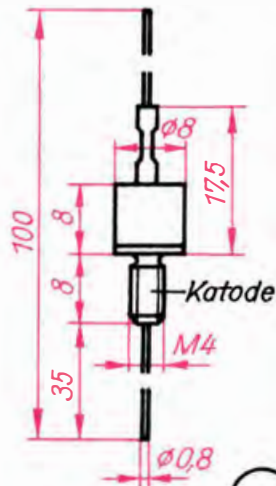
8



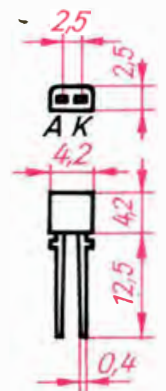
9



10

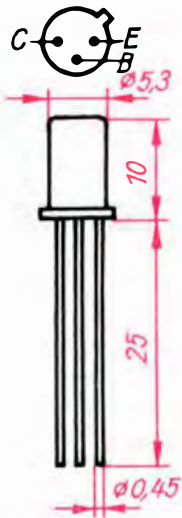


11

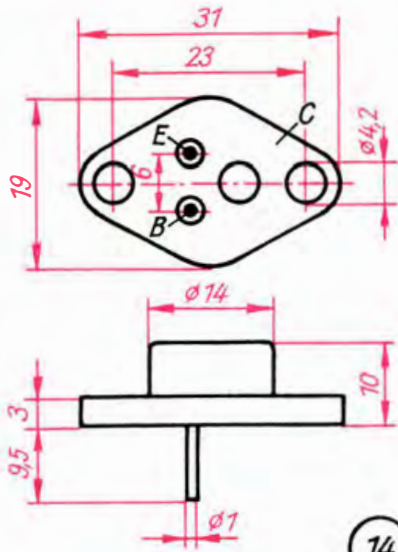


12

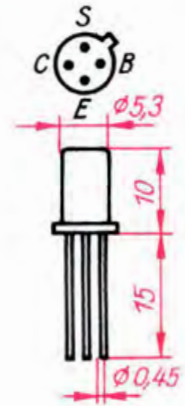
Transistoren



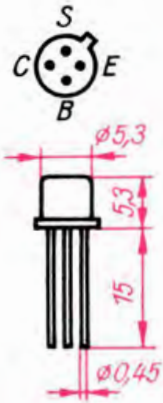
13



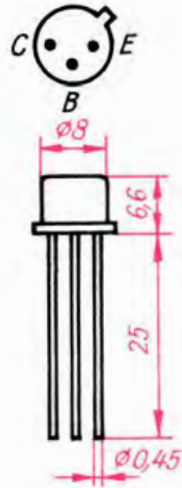
14



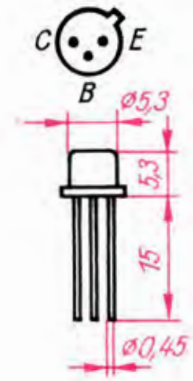
15



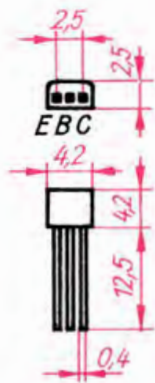
16



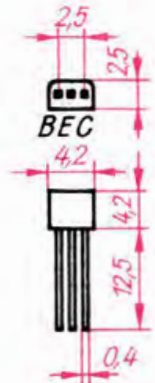
17



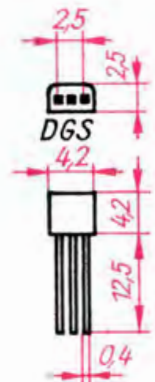
18



19

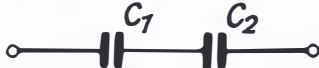
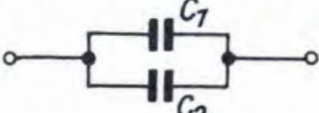
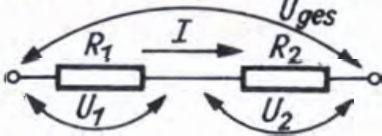
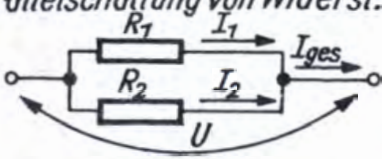


20

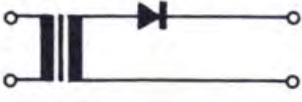
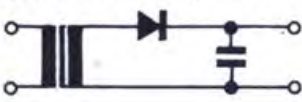
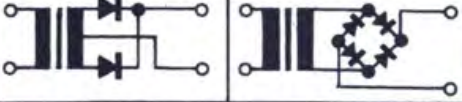
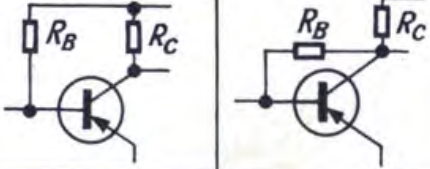



21

Größen - Einheiten

Gleichstromkreis		Kondensator und Spule		Wechselstromkreis	
Ohmsches Gesetz $R = \frac{U}{I}$		Kapazität $C = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \frac{A}{d}$		Scheinwiderstand $R_{\sim} = \frac{U_{\sim}}{I_{\sim}}$	
$1\Omega = 1\frac{V}{A}$		$1F = 1\frac{As}{V}$			
R: Widerstand U: Spannung I: Stromstärke	1Ω 1V 1A	C: Kapazität A: Plattenfläche d: Plattenabstand ϵ_r : relative Dielektrizitätskonstante ϵ_0 : Influenzkonstante	1F 1m ² 1m T4 1As/Vm	R _~ : Scheinwiderstand U _~ : Wechselspannung I _~ : Wechselstrom	1Ω 1V 1A
Elektrische Leistung $P = U \cdot I$				Kapazitiver Widerstand $R_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C}$	
$1W = 1V \cdot A$					
P: Leistung U: Spannung I: Stromstärke	1W 1V 1A	$\epsilon_0 = 8,86 \cdot 10^{-12} \frac{As}{Vm}$		R _C : kapazitiv. Wid. f: Frequenz C: Kapazität	1Ω = 1V/A 1Hz = 1/s 1F = 1As/V
$P = R \cdot I^2$	$P = \frac{U^2}{R}$	Reihenschaltung von Kondens.		Induktiver Widerstand $R_L = 2\pi \cdot f \cdot L$	
Widerstand $R = \rho \frac{l}{A}$				R _L : induktiv. Wid. f: Frequenz L: Induktivität	
		$\frac{1}{C_{ges}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$		1Ω = 1V/A 1Hz = 1/s 1H = 1Vs/A	
R: Widerstand l: Leiterlänge A: Leiterquerschnitt ρ: spezifischer Widerstand	1Ω 1m 1mm ² 1Ωmm ² /m	Parallelschaltung von Kondens.		Scheitelwert des Wechselstroms $I_m = \sqrt{2} \cdot I_{\sim}$	
T2				I _m : Scheitelwert (Amplitude) I _~ : Effektivwert	
Reihenschaltung von Widerst.		$C_{ges} = C_1 + C_2$		Scheitelwert der Wechselspannung $U_m = \sqrt{2} \cdot U_{\sim}$	
		Induktivität einlagiger Spulen $L = k_1 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \frac{N^2 \cdot A}{l}$		U _m : Scheitelwert (Amplitude) U _~ : Effektivwert	
		$1H = 1\frac{Vs}{A}$		1V 1V	
I = konstant	$R_{ges} = R_1 + R_2$	L: Induktivität N: Windungszahl A: Spulenquerschnitt l: Spulenlänge μ_r : rel. Permeabilität μ_0 : Induktionskonst.		Spannung von Spitze zu Spitze $U_{ss} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{\sim}$	
		1H 1m ² 1m T5 1Vs/A		U _{ss} : Spannung von Spitze zu Spitze U _~ : Effektivwert	
$U_{ges} = U_1 + U_2$	$\frac{U_1}{U_2} = \frac{R_1}{R_2}$	Parallelschaltung von Widerst.		1V 1V	
		$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{Vs}{Am}$		Schwingungsdauer $T = \frac{1}{f}$	
		abhängig vom Verhältnis k ₁ : Spulendurchmesser zu Spulenlänge		T: Schwingungsdauer f: Frequenz	
T6		Induktivität mehrlagiger Spulen $L = N^2 \cdot A_L$		Eigenfrequenz $f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$	
U = konstant	$\frac{1}{R_{ges}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$	L: Induktivität N: Windungszahl A _L : Induktivitätsfaktor		f: Frequenz L: Induktivität C: Kapazität	
		1H 1H		1Hz = 1/s 1H = 1Vs/A 1F = 1As/V	
$I_{ges} = I_1 + I_2$	$\frac{I_1}{I_2} = \frac{R_2}{R_1}$	Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$		Ausbreitungsgeschwindigkeit $v = \lambda \cdot f$	
				v: Geschwindigkeit λ: Wellenlänge f: Frequenz	
Stromdichte $i = \frac{I}{A}$		R: Widerstand C: Kapazität τ: Zeitkonstante		1m/s 1m 1Hz = 1/s	
I: Stromstärke A: Leiterquerschnitt i: Stromdichte	1A 1mm ² 1A/mm ²	1Ω = 1V/A 1F = 1As/V 1s			

- Gleichungen

Transformator, Drossel, Übertrager		Gleichrichter, Siebkette		Transistor	
Netztransformator $P_p = 1,2 P_s$		Einweggleichrichtung 		Stromverstärkungsfaktor $\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$	
$A_{Fe} = k_2 \cdot \sqrt{P_p}$	$N = n \cdot U$	$U_{Sp} = \sqrt{2} U_{\sim}$	$I = I_d$	ΔI_C : Kollektorstrom- änderung ΔI_B : Basisstrom- änderung β : Stromverstärkungsfaktor	1A 1A
P_p : Primärleistung P_s : Sekundärleistung A_{Fe} : Eisenquerschnitt N : Windungszahl U : Spannung n : Windungszahl für 1V	1 W 1 W 1 cm ² 1 V	Einweggleichrichtung mit Lade Kond. 		Gleichstromverstärkung $B = \frac{I_C - I_{CE0}}{I_B}$	
$k_2 = 1 \frac{\text{cm}^2}{\sqrt{\text{W}}}$		$U_{Sp} = 2 \cdot \sqrt{2} U_{\sim}$	$I = 0,6 \cdot I_d$	B : Gleichstromverstärkung I_C : Kollektorstrom I_{CE0} : Kollektorreststrom I_B : Basisstrom	1A 1A 1A
Netzdrossel $N = k_6 \cdot \frac{\alpha}{I}$	$L = k_7 \cdot \frac{N^2 \cdot A_{Fe}}{\alpha}$	Zweiweggleichrichtung 		Basiswiderstand 	
N : Windungszahl α : Luftspalt I : Stromstärke L : Induktivität A_{Fe} : Eisenquerschnitt	1 cm 1 A 1 H 1 cm ²	$U_{Sp} = 2 \cdot \sqrt{2} U_{\sim}$	$U_{Sp} = \sqrt{2} U_{\sim}$	$R_B \approx 2 \cdot B \cdot R_C$	$R_B \approx B \cdot R_C$
$k_6 = 5,6 \cdot 10^5 \frac{\text{A}}{\text{m}}$		Zweiweggleichrichtung mit Lade Kond. 		R_B : Basiswiderstand R_C : Kollektorwiderstand B : Gleichstromverstärkung	1Ω 1Ω
$k_7 = 1,1 \cdot 10^{-6} \frac{\text{H}}{\text{m}}$		$U_{Sp} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{\sim}$	$U_{Sp} = \sqrt{2} U_{\sim}$		
		$I = 1,5 \cdot I_d$	$I = 1,5 \cdot I_d$		
Laufsprecherübertrager $A_{Fe} = k_8 \sqrt{\frac{P}{f}}$		$\alpha = 0,012 \sqrt{A_{Fe}}$	U_{Sp} : Nennsperrsp. U_{\sim} : Wechselspann.	I_d : Nenndurchlaß- strom I : Gleichstrom	In diesen Feldern stehen Größengleichungen (Gesetze, Definitionen, Faustregeln)
$N_p = k_9 \sqrt{\frac{R_{Lp} \cdot \alpha}{A_{Fe} \cdot f}}$	$N_s = N_p \cdot \sqrt{\frac{R_{Ls}}{R_{Lp}}}$	Ladekondensator $C_L = k_3 \cdot \frac{I}{\Delta U_1}$		In diesen Feldern stehen Einheitsgleichungen	
$d = 2 \cdot \sqrt{\frac{I_p}{i \cdot \pi}}$	$I_p = I_a + \sqrt{\frac{P}{R_{Lp}}}$	C_L : Ladekapazität I : Gleichstrom ΔU_1 : Welligkeitsspannung	1F = 1As/V 1A 1V	In diesen Feldern stehen Formelgrößen	
A_{Fe} : Eisenquerschnitt P : Leistung f : niedrigste Frequenz α : Luftspalt N_p : Prim.-Windungszahl N_s : Sek.-Windungszahl R_{Lp} : Primärwiderstand R_{Ls} : Sekundärwiderst. d : Drahtdurchm. der Primärspule I_p : Primärstrom I_a : Anodengleichstrom i : Stromdichte	1 cm ² 1 W 1 Hz = 1/s 1 cm	$k_3 = 5 \cdot 10^{-3} \text{ s}$ für Einweggleichrichtung $k_3 = 2 \cdot 10^{-3} \text{ s}$ für Zweiweggleichr.	T Hinweis auf Tafel im Anh.		
		Siebglied $\Delta U_2 = k_4 \frac{\Delta U_1}{R \cdot C_S}$	$\Delta U_2 = k_5 \frac{\Delta U_1}{L \cdot C_S}$	In diesen Feldern stehen Maßeinheiten der Größen	
		ΔU_2 : Restwelligkeit ΔU_1 : Welligkeit an C_L R : Siebwiderstand L : Siebinduktivität C_S : Siebkapazität	1V 1V 1Ω = 1V/A 1H = 1Vs/A 1F = 1As/V	In diesen Feldern stehen Naturkonstanten	
$k_8 = 20 \cdot \sqrt{\frac{\text{Hz}}{\text{W}}} \cdot \text{cm}^2$		$k_4 = 3,2 \cdot 10^{-3} \text{ s}$ (RC-Siebung)	In diesen Feldern stehen die Korrekturfaktoren der Faustregeln		
$k_9 = 4,5 \cdot 10^5 \sqrt{\frac{\text{Hz} \cdot \text{mm}}{\text{kΩ}}}$		$k_5 = 10^{-5} \text{ s}^2$ (LC-Siebung)			