

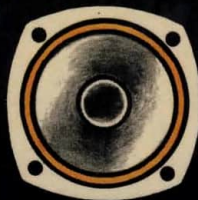
RUNDFUNK UND FERNSEHEN

SELBST ERLEBT

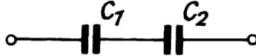
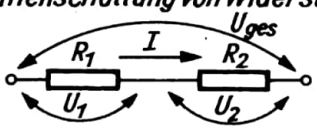
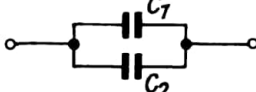
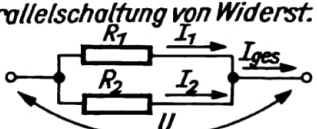


LOTHAR KÖNIG

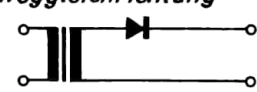
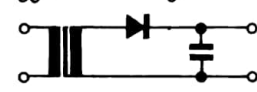

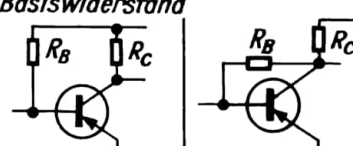

EXPERIMENTIEREN UND BAUEN



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	$1F$ $1m^2$ $1m$	R_{\sim}: Scheinwiderstand U_{\sim}: Wechselspannung I_{\sim}: Wechselstrom	1Ω $1V$ $1A$
Elektrische Leistung $P = U \cdot I$		$1W = 1V \cdot A$		Kapazitiver Widerstand $R_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C}$	
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	
$1\Omega = 1V/A$ $1Hz = 1/s$ $1F = 1As/V$					
$P = R \cdot I^2$	$P = \frac{U^2}{R}$	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	
R: Widerstand l: Leiterlänge A: Leiterquerschnitt ρ: spezifischer Widerstand	1Ω $1m$ $1mm^2$ $1\Omega mm^2/m$	$\frac{1}{C_{ges}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$		$1\Omega = 1V/A$ $1Hz = 1/s$ $1H = 1Vs/A$	
Reihenschaltung von Widerst.		Parallelschaltung von Kondens.		Scheitelwert des Wechselstroms $I_m = \sqrt{2} \cdot I_{\sim}$	
				I_m: Scheitelwert (Amplitude) I_{\sim}: Effektivwert	
I = konstant	$R_{ges} = R_1 + R_2$	$C_{ges} = C_1 + C_2$		Scheitelwert der Wechselspannung $U_m = \sqrt{2} \cdot U_{\sim}$	
$U_{ges} = U_1 + U_2$	$\frac{U_1}{U_2} = \frac{R_1}{R_2}$	Induktivität einlagiger Spulen $L = k_1 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \frac{N^2 A}{l}$		U_m: Scheitelwert (Amplitude) U_{\sim}: Effektivwert	
$1H = 1\frac{Vs}{A}$					
Parallelschaltung von Widerst.		L: Induktivität N: Windungszahl A: Spulenquerschnitt l: Spulenlänge μ_r: rel. Permeabilität μ_0: Induktionskonst.		Spannung von Spitze zu Spitze $U_{SS} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{\sim}$	
		$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{Vs}{Am}$		U_{SS}: Spannung von Spitze zu Spitze U_{\sim}: Effektivwert	
U = konstant	$\frac{1}{R_{ges}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$	$1H$ $1m^2$ $1m$ $1Vs/Am$		$1V$ $1V$	
$I_{ges} = I_1 + I_2$	$\frac{I_1}{I_2} = \frac{R_2}{R_1}$	abhängig vom Verhältnis k_1: Spulendurchmesser zu Spulenlänge		Schwingungsdauer $T = \frac{1}{f}$	
Stromdichte $i = \frac{I}{A}$		Induktivität mehrlagiger Spulen $L = N^2 \cdot A_L$		T: Schwingungsdauer f: Frequenz	
I: Stromstärke A: Leiterquerschnitt i: Stromdichte	$1A$ $1mm^2$ $1A/mm^2$	$1H$ $1H$		$1s$ $1Hz$	
Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$		Eigenfrequenz $f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$		f: Frequenz L: Induktivität C: Kapazität	
$1\Omega = 1V/A$ $1F = 1As/V$ $1s$					
Ausbreitungsgeschwindigkeit $v = \lambda \cdot f$		v: Geschwindigkeit λ: Wellenlänge f: Frequenz		$1m/s$ $1m$ $1Hz = 1/s$	
$1\Omega = 1V/A$ $1F = 1As/V$ $1s$					

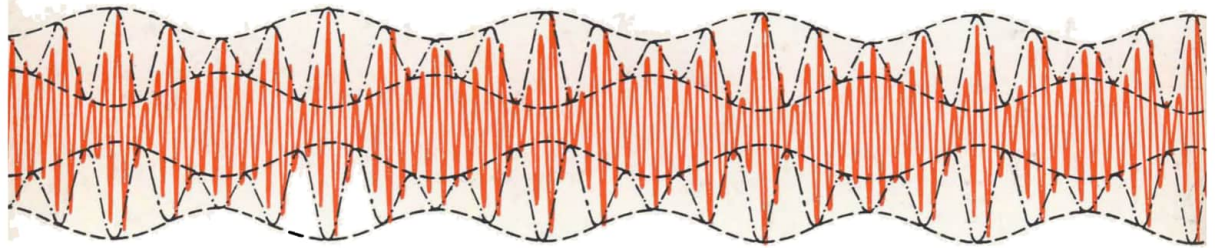
n - Gleichungen

Transformator, Drossel, Übertrager		Gleichrichter, Siebkette		Transistor	
Netztransformator $P_p = 1,2 P_s$		Einweggleichrichtung 		Stromverstärkungsfaktor $\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$	
$A_{Fe} = k_2 \cdot \sqrt{P_p}$	$N = n \cdot U$	$U_{Sp} = \sqrt{2} \cdot U_{\sim}$	$I = I_d$	ΔI_C : Kollektorstromänderung ΔI_B : Basisstromänderung β : Stromverstärkungsfaktor	1A 1A
P_p : Primärleistung P_s : Sekundärleistung A_{Fe} : Eisenquerschnitt N : Windungszahl U : Spannung n : Windungszahl für 1V	1W 1W 1cm ² 1V	Einweggleichrichtung mit Ladekond. 		Gleichstromverstärkung $B = \frac{I_C - I_{CEO}}{I_B}$	
$k_2 = 1 \frac{cm^2}{\sqrt{W}}$	$U_{Sp} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{\sim}$	$I = 0,6 \cdot I_d$	B : Gleichstromverstärkung I_C : Kollektorstrom I_{CEO} : Kollektorreststrom I_B : Basisstrom		1A 1A 1A
Netzdrossel $N = k_6 \cdot \frac{a}{I}$	$L = k_7 \cdot \frac{N^2 \cdot A_{Fe}}{a}$	Zweiweggleichrichtung 		Basiswiderstand 	
N : Windungszahl a : Luftspalt I : Stromstärke L : Induktivität A_{Fe} : Eisenquerschnitt	1cm 1A 1H 1cm ²	$U_{Sp} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{\sim}$	$U_{Sp} = \sqrt{2} \cdot U_{\sim}$	$R_B \approx 2 \cdot B \cdot R_C$	$R_B \approx B \cdot R_C$
$k_6 = 5,6 \cdot 10^5 \frac{A}{m}$	Zweiweggleichrichtung mit Ladekond. 		R_B : Basiswiderstand R_C : Kollektorwiderstand B : Gleichstromverstärkung		1Ω 1Ω
$k_7 = 1,1 \cdot 10^{-6} \frac{H}{m}$	$U_{Sp} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{\sim}$	$U_{Sp} = \sqrt{2} \cdot U_{\sim}$			
$I = 2 \cdot I_d$	$I = 2 \cdot I_d$				
Lautsprecherübertrager $A_{Fe} = k_8 \sqrt{\frac{P'}{f}}$		U_{sp} : Nennsperrsp. U_{\sim} : Wechselspann.	I_d : Nenndurchlaßstrom I : Gleichstrom	In diesen Feldern stehen Größengleichungen (Gesetze, Definitionen, Faustregeln)	
$N_p = k_9 \sqrt{\frac{R_{Lp} \cdot a}{A_{Fe} \cdot f}}$	$N_s = N_p \cdot \sqrt{\frac{R_{Ls}}{R_{Lp}}}$	Ladekondensator $C_L = k_3 \cdot \frac{I}{\Delta U_1}$		In diesen Feldern stehen Einheitengleichungen	
$d = 2 \cdot \sqrt{\frac{I_p}{i \cdot \mathcal{U}}}$	$I_p = I_a + \sqrt{\frac{P'}{R_{Lp}}}$	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 a : 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	1cm ² 1W 1Hz=1/s 1cm	$k_3 = 5 \cdot 10^{-3} s$ für Einweggleichrichtung $k_3 = 1,5 \cdot 10^{-3} s$ 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_1 : Restwelligkeit ΔU_2 : 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	
$k_8 = 20 \cdot \sqrt{\frac{Hz}{W}} \cdot cm^2$	$k_4 = 3,2 \cdot 10^{-3} s$ (RC-Siebung)	In diesen Feldern stehen die Korrekturfaktoren der Faustregeln			
$k_9 = 4,5 \cdot 10^5 \sqrt{\frac{Hz \cdot mm^3}{k\Omega}}$	$k_5 = 10^{-5} s^2$ (LC-Siebung)				

LOTHAR KÖNIG

RUNDFUNK UND FERNSEHEN SELBST ERLEBT

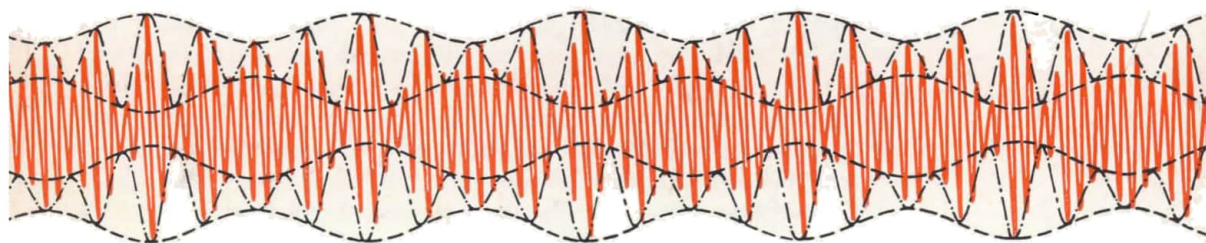
LOTHAR KÖNIG



Das kannst auch Du

Rundfunk und Fernsehen selbst erlebt

DAS EXPERIMENTIER- UND BASTELBUCH
FÜR RADIO UND FERNSEHEN



URANIA-VERLAG LEIPZIG · JENA · BERLIN

Lektoren: Dr. Rüdiger Friedrich, Manfred Quaas
2., durchgesehene Auflage 1972, 13.-22. Tausend
Alle Rechte vorbehalten
Copyright 1970 by Urania-Verlag Leipzig/Jena/Berlin,
Verlag für populärwissenschaftliche Literatur
VLN 212-475/43/72 · ES 20 K5
Einbandgestaltung: Wolfgang Würfel
Typografie: Hans-Jörg Sittauer
Fotos: Dewag-Werbung Dresden
Zeichnungen: Gerhard Pippig
Satz und Druck: Oswald Schmidt KG, Leipzig III/18/65
Buchbinderische Verarbeitung: E. P. Berger, Leipzig
Printed in the German Democratic Republic
15,80

Technische Anwendung von Naturgesetzen – selbst erleben

Zu sicheren, jederzeit verfügbaren Kenntnissen verhilft uns hauptsächlich das eigene Erleben, es führt uns von anfänglichen Unfähigkeiten zu bescheidenen Fähigkeiten und schließlich sogar zu Fertigkeiten, die wir ganz unbewußt anwenden. Das Erleben stellt aber auch 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 Zusammenhang¹ selbst erlebt und ihn vielleicht auch schon beim Bau einfacher elektrischer Geräte² angewendet. Dieses Buch soll Ihnen helfen, ein Teilgebiet der drahtlosen Nachrichtentechnik kennenzulernen und dabei sowohl die naturwissenschaftlichen Grundlagen als auch ihre Anwendungen, vorwiegend beim Bau von Funk-Empfangsgeräten, selbst zu erleben. Viele Bauelemente der Rundfunk- und Fernsehtechnik wirken für 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 Grunde müssen wir möglichst viel selbst bauen, auch wenn unsere selbstgefertigten Teile qualitativ den industriell hergestellten nicht ganz entsprechen. Vor bestimmten Bauelementen wird jedoch unser Bastlergeschick kapitulieren; hier können uns nur das gesparte Taschengeld oder der Weihnachtsmann helfen: Elektronenröhren und Halbleiter-Bauelemente müssen wir kaufen, und diese Teile sind nicht immer billig. Deshalb müssen wir sie auch äußerst sorgfältig behandeln. Wir überzeugen uns beispielsweise vor jedem erstmaligen Einsetzen einer Röhre davon, daß die anliegenden Spannungen die Betriebswerte nicht überschreiten. Ein werdender Funkamateurliebt – auch für viele andere Zwecke – 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 vielen mathematischen

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

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

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.

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. Zuvor müssen wir uns das Handwerkszeug aneignen, die kleinen Zusammenhänge selbst erleben. 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. Aber 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 lieben Mitmenschen 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. Auf alle Fälle brauchen wir einen eigenen Tisch als Werkbank und Versuchsplatz. Für das Aufbewahren von Werkzeugen und Material finden wir sicherlich einige alte Schubfächer oder flache Kisten; nur ein Parallelschraubstock mittlerer Größe und – wenn es unser Geldbeutel erlaubt – eine elektrische Handbohrmaschine mit Ständer haben ihren festen Platz auf der Tischplatte unserer Werkbank. Tafel 1 (Seite 351) 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 gerne 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. Ein weiteres, sehr oft benötigtes Baumaterial ist etwa 1 mm dickes Weicheisenblech, nach Möglichkeit verzinkt. Einfaches Schwarzblech genügt aber auch. 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 geglättet haben, wandert er in unser Materiallager. Aluminium-, Messing- und Kupferblech zwischen 0,5 und 1,5 mm Dicke brauchen wir zwar nicht in der Menge wie Pertinax und Weicheisenblech, eine geringe Menge sollte jedoch stets vorhanden sein. Zum Herstellen gedruckter Schaltungen benötigen wir einige Streifen kupferkaschiertes Hartpapier von etwa 1 mm Dicke.

Besonderes Augenmerk widmen wir dem Kästchen, in dem Schrauben und Muttern ordentlich in einzelnen Fächern untergebracht werden.

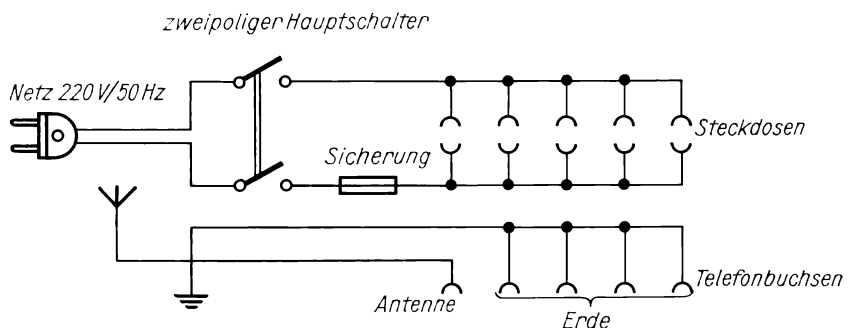
Kleine Schildchen an den Fächern geben Auskunft über ihren Inhalt. Schrauben und Muttern M3 benötigen wir am häufigsten. Deshalb sortieren wir sie noch nach Längen und Kopfformen (Senkkopf und Zylinderkopf). Daneben brauchen wir aber auch Schrauben mit Gewinde M4 und M5. Draht benötigen wir ebenfalls in verschiedenen Ausführungsformen. Für das Verbinden der Bauelemente einer Schaltung verwenden wir PVC-isolierten Kupferdraht von 0,5 bis 0,75 mm Durchmesser. 10 bis 20 m reichen für den Anfang. Spulen werden vorwiegend aus lackiertem Kupferdraht gewickelt. Wir brauchen Drähte folgender Durchmesser: 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 Fläschchen nicht erst leer werden, ehe wir uns neue besorgen. Das passende Lösungsmittel zum Auswaschen des Pinsels kaufen wir gleich zusammen mit der Farbe. Ein Alleskleber, wie Duosan oder Mökol, eine säurefreie Fotopaste, eine Flasche Schellack (Brücol o.ä.) sowie geringe Mengen an Spiritus, Waschbenzin und Eisen-III-Chlorid (FeCl_3 , zum Ätzen von gedruckten Schaltungen) in gut verschlossenen Behältern mit Aufschrift vervollständigen unsere Materialsammlung.

Haben wir in einer Gebrauchtwarenhandlung preisgünstig einen stabilen Tisch erstanden, richten wir ihn für unsere Zwecke entsprechend her. In den vorhandenen Schubfächern – unter Umständen bringen wir selber noch welche an – verstauen wir Werkzeug und Baumaterial; alles muß griffbereit sein. Für größere Pertinax- oder Blechstreifen bringen wir unterhalb der Schubfächer noch eine geeignete Ablage aus Holzleisten an.

An unserem Arbeitsplatz brauchen wir mindestens drei, besser fünf Steckdosen. Wir müssen sie von einem Elektriker anbringen lassen, der uns auch noch zwei Schutzkontakt-Steckdosen anschließt. Wir brauchen diese zum Anschluß einer elektrischen Bohrmaschine oder des LötKolbens. Die Steckdosen werden nebeneinander auf ein Brett von 15 cm Breite geschraubt. Die Länge des Brettes richtet sich nach der Tischlänge. Auf eine etwa 2 cm breite und 10 cm lange Aussparung des

Bild 1
Schaltung der Stromversorgung des Arbeitsplatzes



Brettes schrauben wir eine etwas größere Platte aus Pertinax mit 4 bis 6 Telefonbuchsen. An einer Buchse schließen wir eine Außenantenne an, die anderen werden untereinander und mit einer guten Erde verbunden. Wir kennzeichnen die Antennenbuchse, um Verwechslungen zu vermeiden. Der Einbau eines Hauptschalters und einer Sicherung ist zu empfehlen. Der Hauptschalter gestattet uns das Abschalten unserer gesamten Arbeitsplatz-Stromversorgung sowohl nach der abendlichen Bastelei als auch im Notfall. Die eingeschraubte Sicherungspatrone soll etwa bei 50% der Stromstärke durchbrennen, mit der die gesamte Wohnung abgesichert ist. Bei 6 A verwenden wir eine Sicherung für 3 A, bei 10 A sichern wir unseren Arbeitsplatz mit 6 A ab. Bild 1 zeigt das Schaltbild der elektrischen Anlage des Arbeitstisches. Das fertig verdrahtete Brett muß nun noch fest mit dem Tisch verbunden werden, und zwar am besten mittels zweier kleiner Bretter, die seitlich an die Tischplatte und an das Schaltbrett geschraubt werden. Bild 2 zeigt, wie unser fertiger Arbeitstisch nach diesen Umbauten etwa aussieht.

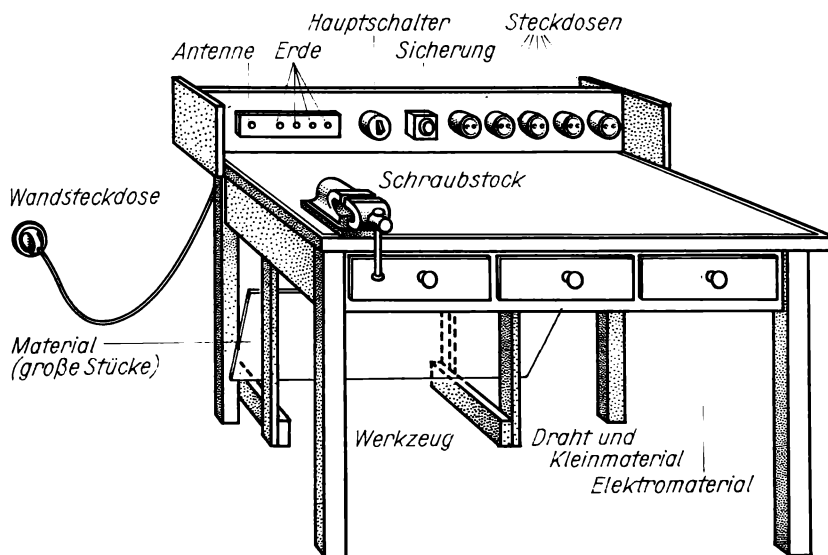
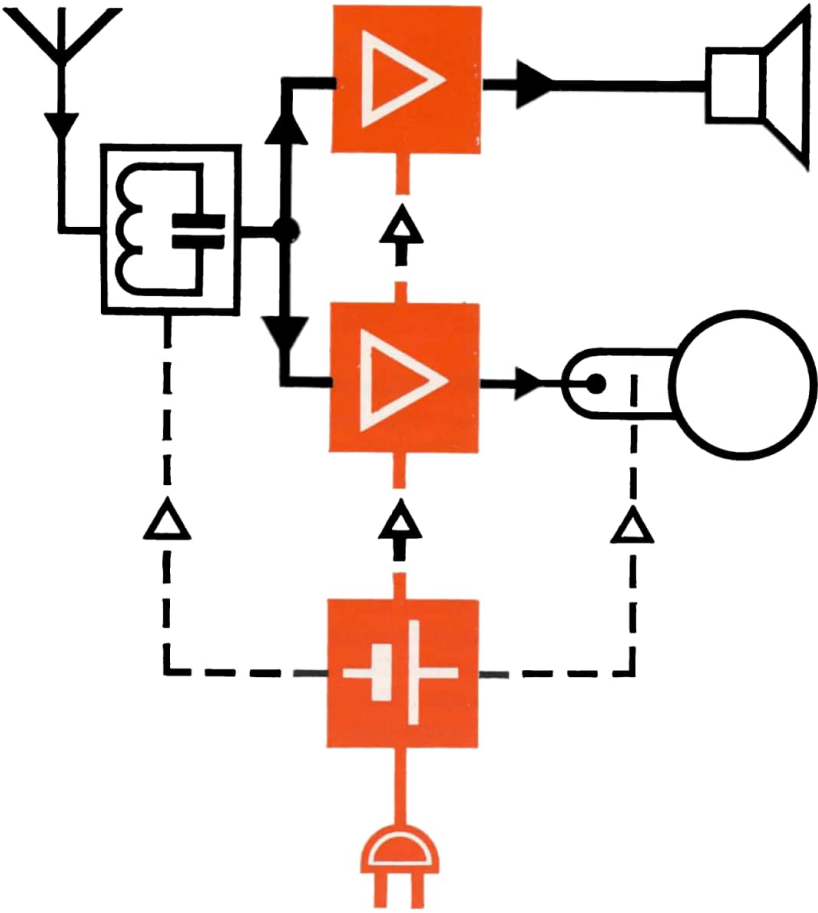


Bild 2
Unser Arbeitstisch

Für unseren LötKolben biegen wir aus stabilem Draht oder aus Blech einen kleinen Ständer, damit der heiße Teil des Kolbens beim Ablegen mindestens 5 cm von der Tischplatte entfernt bleibt. Auf keinen Fall legen wir den angeschlossenen LötKolben einfach auf den Tisch; die Brandgefahr wäre sehr groß.

Zum Schluß der Vorbereitungsarbeiten dürfen wir die Beleuchtung nicht vergessen. Ob unsere Wahl auf eine Arbeitsplatzleuchte mit Scherenarm oder auf eine Tischleuchte mit Kugelgelenken fällt, ist nebensächlich; auf alle Fälle muß es möglich sein, jeden Winkel unseres Tisches gleichgut auszuleuchten.

Wir beginnen nun – für die „alten“ Leser mit einer Wiederholung, für die „neuen“ mit einer knappen Darstellung der wichtigsten Gesetze und einiger Bauelemente der Rundfunktechnik.



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 k Ω groß sein muß und 50 k Ω 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

$$1 \Omega = \frac{1 \text{ V}}{1 \text{ A}} ; \quad 1000 \Omega = 10^3 \Omega = 1 \text{ k}\Omega \text{ (Kilohm)}$$
$$1000000 \Omega = 10^6 \Omega = 1 \text{ M}\Omega \text{ (Megaohm)}.$$

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 angegeben 4 V/0,3 A. 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 beziehungsweise 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 sind:

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

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, sagen wir 100 V an einem Widerstand von 470 kΩ, dann rechnen wir folgendermaßen:

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

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 leitet besser als Eisen. Der mathematische Zusammenhang lautet:

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

Die Symbole bedeuten:

ϱ : spezifischer Widerstand des Leitungsmaterials (siehe Tafel 2, Seite 352),

l : Länge des Leiters,

A : Querschnittsfläche des Leiters.

Wir wollen uns auch hierzu ein Beispiel ansehen.

Es soll ein Widerstand von 50 Ω aus Konstantandraht von $d = 0,2 \text{ mm}$ Durchmesser hergestellt werden. Welche Drahtlänge ist erforderlich?

$$l = \frac{R \cdot A}{\varrho} = \frac{R \cdot \pi \cdot d^2}{\varrho \cdot 4} = \frac{50 \Omega \cdot \pi \cdot 0,04 \text{ mm}^2}{0,5 \frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}} \cdot 4} = \frac{50 \Omega \cdot \pi \cdot 0,04 \text{ mm}^2 \cdot \text{m}}{4 \cdot 0,5 \Omega \cdot \text{mm}^2}$$

$$= 100 \cdot \pi \cdot 0,01 \text{ m} = 3,14 \text{ m}.$$

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 3):

Reihenschaltung

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

$$U = U_1 + U_2$$

$$I = \text{konstant}$$

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

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

Parallelschaltung

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

$$U = \text{konstant}$$

$$I = I_1 + I_2$$

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

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

Uns interessieren besonders die Widerstandsgleichungen. Angenommen, wir brauchen einen Widerstand von 60 kΩ. Da dieser nicht produziert wird, müssen wir ihn durch entsprechende Kombinationen selber „herstellen“. Besitzen wir Widerstände von 33 kΩ und 27 kΩ, schalten wir sie in Reihe, denn

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

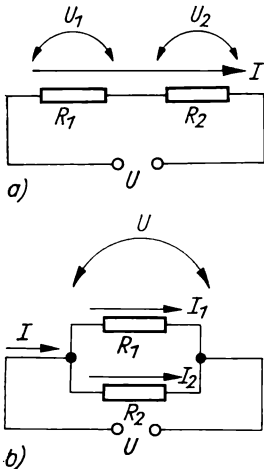


Bild 3
Schaltung von Widerständen: a) Reihenschaltung, b) Parallelschaltung

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

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

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

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

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

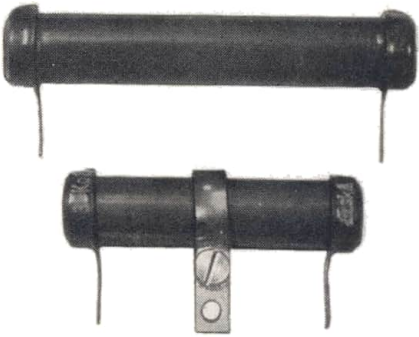
An der technischen Ausführung lassen sich verschiedene Arten von Widerständen unterscheiden. Uns interessieren besonders Draht- und Schichtwiderstände. Bei *Drahtwiderständen* ist der Widerstandsdraht einlagig auf einen zylindrischen Keramikkörper gewickelt. Zum Schutz der Wicklung gegen mechanische, 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 eingebraunt ist. Um bei kleinsten Abmessungen hohe Widerstandswerte zu erhalten, werden Wendel 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

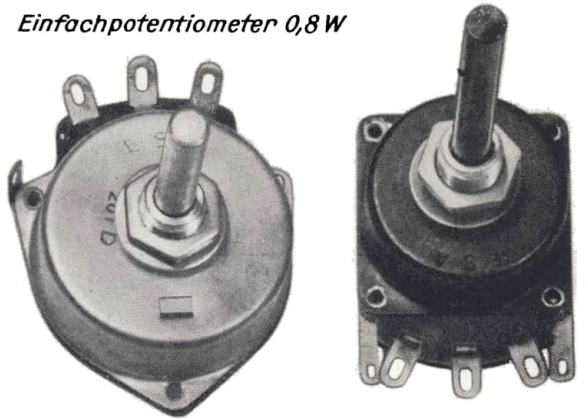
Jede Stufe darf mit 1, 10, 100, 1000 usw. multipliziert werden. Das ergibt beispielsweise für Stufe 4,7 die Widerstandswerte 4,7 Ω , 47 Ω , 470 Ω , 4,7 k Ω , 47 k Ω , 470 k Ω , 4,7 M Ω . Schichtwiderstände werden für Belastungen von 0,05; 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2; 3 und 5 W hergestellt. Die Kennzeichnung 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 (Seite 353).

In vielen Fällen brauchen wir Widerstände mit einstellbarem Widerstandswert. Die Industrie fertigt sowohl Schicht- als auch Draht-Dreh-

Drahtwiderstände



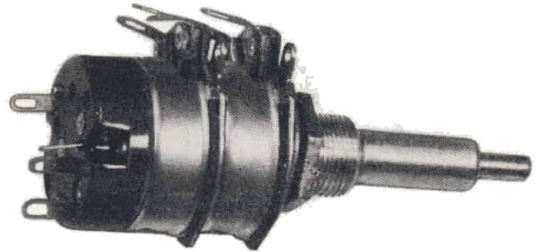
Einfachpotentiometer 0,8 W



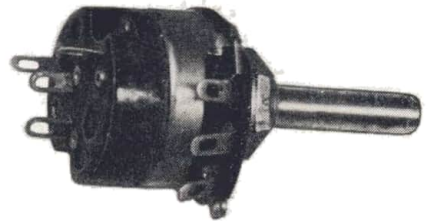
Schichtwiderstände unterschiedlicher Belastbarkeit



Doppelpotentiometer mit Schalter ; 0,3 W



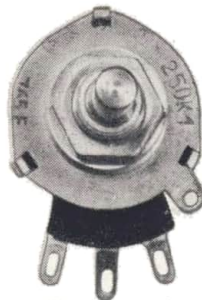
Einfachpotentiometer mit Schalter ; 0,3 W



Einstellregler ; 0,1 W



Einfachpotentiometer ; 0,3 W



Einfachpotentiometer ; 0,2 W

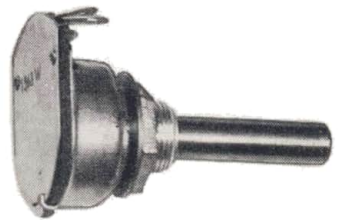


Bild 4
Ausführungsformen
von Widerständen

widerstände 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 Lautstärkeinstellung. Sie sind oft mit einem Schalter gekoppelt. Bild 4 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 (siehe Tafel 4, Seite 354).

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

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

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

$10^{-6} \text{ F} = 1 \mu\text{F}$ (Mikrofarad),

$10^{-9} \text{ F} = 1 \text{ nF}$ (Nanofarad), $1000 \text{ nF} = 1 \mu\text{F}$,

$10^{-12} \text{ F} = 1 \text{ pF}$ (Picofarad), $1000 \text{ pF} = 1 \text{ nF}$.

Rechnen wir auch hierzu ein Beispiel! Nach dieser Rechnung werden wir erstmalig ein funktechnisches Bauelement selber herstellen und später in einer Schaltung als Mittel zum Abstimmen eines einfachen Rundfunkempfängers verwenden. Wer im exakten Bearbeiten von Metallen und Hartpapier wenig Erfahrung besitzt, sollte sich hier die ersten Fähig-

keiten und Fertigkeiten aneignen. Nahezu alle wesentlichen Techniken, wie Anreißen, Körnen, Bohren, Nieten, Eben-Feilen, Winklig-Feilen, Entgraten, Sägen, Biegen, Gewindeschneiden und Lackieren, müssen ausgeführt werden; ihre Beherrschung ist eine wesentliche Voraussetzung für den Bau elektronischer und nachrichtentechnischer Geräte. Der handwerklich geübte Leser mag auf den Bau verzichten; er verwendet dafür einen handelsüblichen Hartpapierdrehkondensator oder noch vorteilhafter einen Luftdrehkondensator mit einer Kapazität von 500 pF. Unser Eigenbau-Kondensator soll eine größte Kapazität von 600 pF haben. Das Verkleinern dieses Wertes macht keine Schwierigkeiten – wir ziehen die Platten ganz einfach auseinander. Als Dielektrikum verwenden wir dünnes Schreibmaschinen-Durchschlagpapier, das eine Dicke von 0,06 mm hat. Die relative Dielektrizitätskonstante beträgt etwa 1,5. Wir wollen ermitteln, wie groß die Fläche unserer Kondensatorplatten sein muß, und stellen deshalb die Gleichung der Kapazität nach der Fläche A um.

$$A = \frac{C \cdot d}{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r} = \frac{600 \text{ pF} \cdot 0,06 \text{ mm}}{8,86 \cdot 10^{-12} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \cdot 1,5} = \frac{600 \cdot 10^{-12} \text{ F} \cdot 6 \cdot 10^{-3} \text{ cm} \cdot A \cdot \text{m}}{8,86 \cdot 10^{-12} \text{ V} \cdot \text{s} \cdot 1,5}$$

$$= \frac{600 \frac{\text{Vs}}{\text{A}} \cdot 6 \cdot 10^{-3} \text{ cm} \cdot A \cdot 10^2 \text{ cm}}{8,86 \text{ V} \cdot \text{s} \cdot 1,5} = \frac{60 \cdot 6 \cdot \text{cm}^2}{8,86 \cdot 1,5} = 27,2 \text{ cm}^2.$$

Wir wählen das Quadrat als Plattenform. Die Kantenlänge beträgt dann 5,22 cm. Sicherheitshalber vergrößern wir diese auf 5,5 cm.

Wir bauen einen Abstimm-Kondensator

Aus 1 mm dickem Weicheisenblech schneiden wir zwei quadratische Platten von je 55 mm Kantenlänge aus. Mit dem Holz- oder Gummihammer werden sie zunächst so gut wie möglich gerichtet. Dann feilen

Bild 5
So werden die Kondensatorstreben
gemeinsam verbohrt

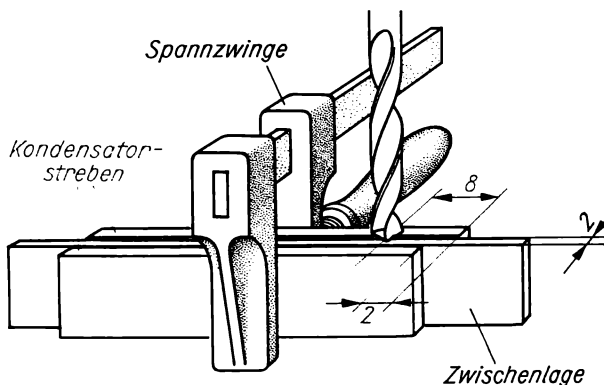
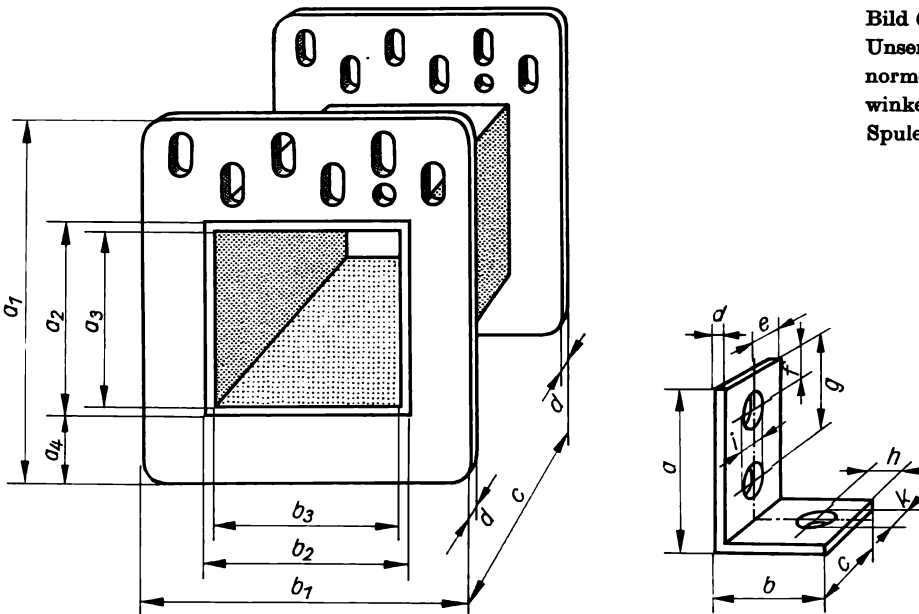


Bild 6
Unsere Werkstatt-
normen: Der Halte-
winkel N1 und der
Spulenkörper N2



wir die Kanten eben und winklig zueinander und entgraten sie. Die Ebenheit prüfen wir mit einem Stahllineal oder mit dem Schenkel eines Meßschiebers. Der zwischen Prüfling und Lineal sichtbare Lichtspalt zeigt uns, wo die Feile noch Material wegnehmen muß. Dann stellen wir zwei Streben aus 4 mm dickem Pertinax her. Beide sollen 16 mm breit und die eine 83, die andere 87 mm lang sein. Zwischen beide Streben legen wir einen Streifen aus 2 mm dickem Pertinax, schrauben sie mit einer Spannzwinde fest zusammen und bohren nach Bild 5 ein genau mittiges Loch von 6 mm Durchmesser in die Streben.

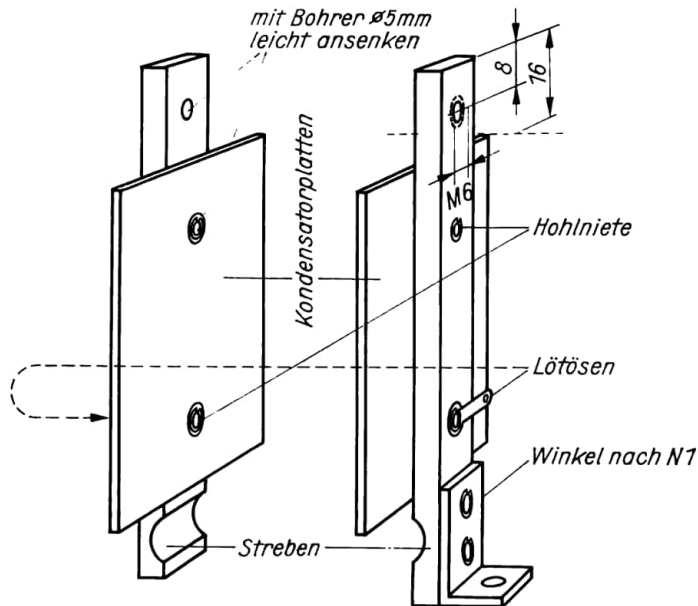
Ein Befestigungswinkel ist das nächste Einzelteil, das wir herstellen. Da wir ähnliche Winkel häufig brauchen, einigen wir uns auf die erste Norm nach Bild 6. Nun geben wir nur noch Maße in mm an:

$a = 16; b = 10, c = 16, d = 1, e = 8, f = 3, g = 13, h = 5, i = k = 3.$

Den fertigen Winkel streichen wir mit Silberbronze. Während der Trocknungszeit bohren wir in die längere Strebe ein Loch von 5 mm Durchmesser, in das wir anschließend Gewinde M6 schneiden. An der gleichen Stelle erhält die kürzere Strebe nur eine leichte Versenkung. Aus Bild 7 ist die Lage dieser Bohrung ersichtlich. Wir erkennen weiter, wie die Kondensatorplatten und der Winkel mit Hohlนieten von 3 mm Durchmesser an den Streben befestigt werden. Damit die Nietköpfe nicht über die Platten hervorstehen, versenken wir die entsprechenden Bohrungen vor dem Einsetzen der Niete. Mit je einem Niet bringen wir gleichzeitig eine Lötöse für den elektrischen Anschluß der Platten an.

Nun folgt die schwierigste Arbeit: das Ebenfeilen der sich gegenüberstehenden Flächen der Kondensatorplatten. Wir hatten bei der Berechnung die Dicke der Papierzwischenlage als Plattenabstand eingesetzt. Welchen Einfluß ein größerer Abstand infolge Unebenheit auf die Kapa-

Bild 7
So vernieten wir die
Platten mit den
Streben und dem
Winkel



azität unseres Kondensators hat, können wir selber leicht nachrechnen. Deshalb wollen wir sehr sorgfältig und gewissenhaft zu Werke gehen. An den langen Seitenflächen der Strebe spannen wir jeweils eine Platte in den Schraubstock und prüfen während der Bearbeitung sehr oft in der bekannten Art – sowohl diagonal als auch kantenparallel –, wo wir noch feilen müssen. Am besten verwenden wir eine Dreikantfeile, weil wir auf Grund ihrer Wölbung begrenzte Flächenteile bearbeiten können. An den Plattenrändern drücken wir nicht zu stark auf; das Blech darf sich nicht verbiegen. Sind wir nach zwei, drei Stunden mit unserem Ergebnis zufrieden, entgraten wir vorsichtig die Ränder, säubern die bearbeiteten Flächen und versehen sie mit einem Ölfilm. Lackieren dürfen wir nicht. Der Plattenabstand würde sich dadurch vergrößern und der Lack als weiteres Dielektrikum wirken. Nur die unbearbeiteten Außenflächen streichen wir wieder mit Silberbronze.

Während des Trocknens schneiden wir von einem 6 mm dicken Rundstab aus Eisen oder Aluminium zwei Stücke von 16 und 25 mm Länge ab. Das kürzere befeilen und entgraten wir an den Stirnseiten. Den fertigen Zylinder verwenden wir als Schwenklager-Bolzen. An das längere Stück feilen wir einen Kegel, dessen Winkel etwas spitzer als der der Senkbohrung in der kurzen Strebe ist. Dann entgraten wir das unbearbeitete Ende und schneiden vom Kegel her Gewinde M6 auf den Stab. Die Gewindelänge beträgt etwa 15 mm. Mit diesem Gewindebolzen können wir die Kapazität unseres Kondensators verändern. Ein Drehknopf an dem Ende ohne Gewinde erleichtert uns später ein genaues Einstellen. Zum Schluß streichen wir die Papierzwischenlage beiderseitig mit Schellack ein. Etwa vorhandene kleinste Löcher werden auf diese Weise geschlossen. Die fertigen Einzelteile setzen wir so zusammen, wie es aus Bild 8 ersichtlich ist. Wir überzeugen uns noch einmal, daß sich die

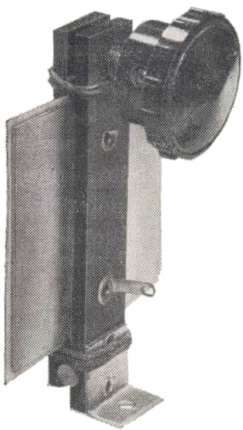
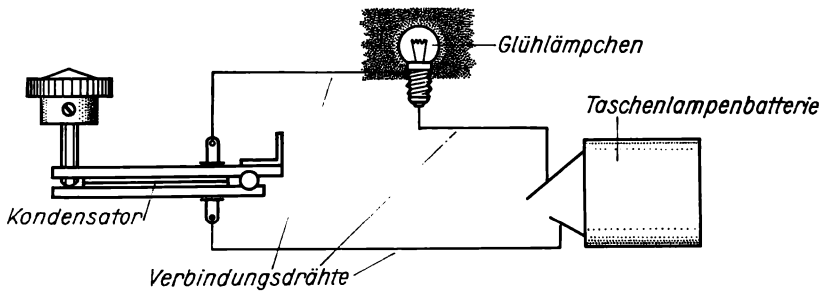


Bild 8
Unser
Abstimmkondensator

Bild 9
Wir prüfen den
Kondensator auf
Kurzschluß



Platten an allen Stellen gleichmäßig berühren, legen das Papier zwischen die Platten, schieben den Schwenklager-Bolzen ein, schlingen oberhalb und unterhalb der Platten je einen Schnipsgummi einige Male um die Streben und schrauben den Gewindebolzen ein. Damit ist unser Abstimm-Schwenk-Kondensator fertig. Mit einer Taschenlampenbatterie und einem Glühlämpchen prüfen wir noch nach Bild 9 auf eventuellen Kurzschluß. Das Lämpchen darf nicht leuchten. Sollte dies doch der Fall sein, untersuchen wir die Plattenränder noch einmal, ob wir an einer Stelle den Grat übersehen haben, beseitigen ihn gegebenenfalls und verwenden eine neue Papierzwischenlage. Dann legen wir unser erstes selbsthergestelltes Bauelement vorläufig zur Seite. Zu gegebener Zeit kommen wir darauf zurück.

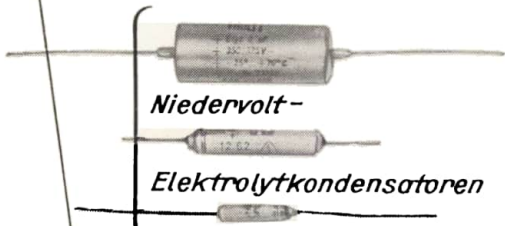
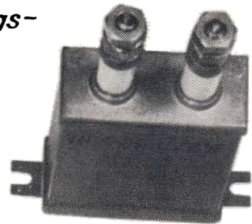
Die technische Ausführung von Kondensatoren entspricht im Prinzip der unsrigen; allerdings erkennt man die Ähnlichkeit nicht auf den ersten Blick. Bild 10 zeigt die Ansichten verschiedener Kondensatoren. Bei den *Rollenkondensatoren* und *Becherkondensatoren* bestehen die „Platten“ aus dünner Metallfolie, 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 Metallpapier-Kondensator, kurz *MP-Kondensator* genannt. Der Metallbelag ist hier auf das Papier als sehr dünne Schicht aufgedampft. Für besonders hohe Kapazitätswerte verwenden wir *Elektrolyt-Kondensatoren* (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 11 verdeutlicht uns den inneren Aufbau eines Elkos. Während bei allen anderen Kondensatoren die Metallbeläge völlig gleichberechtigt sind, dürfen wir den Elektrolyt-Kondensator nur so anschließen, daß am Elektrolyten, der mit dem Aluminium-Gehäuse in Verbindung steht, immer der negative Pol der Spannungsquelle anliegt. Elkos sind daher nur für Gleichspannung verwendbar.

Hochvolt-Elektrolytkondensatoren



Hochspannungs-Becherkondensator

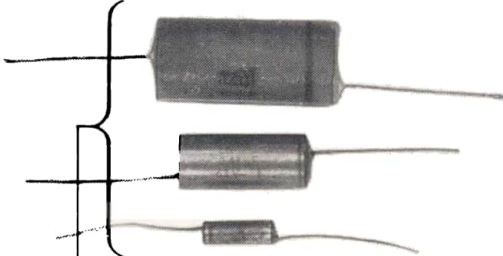
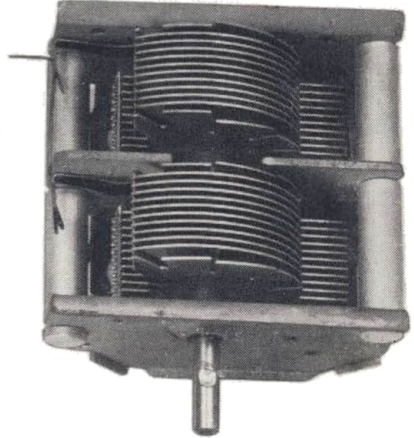


Niedervolt-Elektrolytkondensatoren

MP-Kondensator

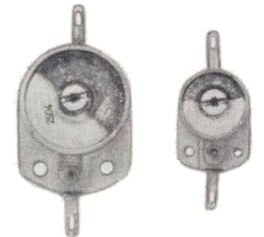
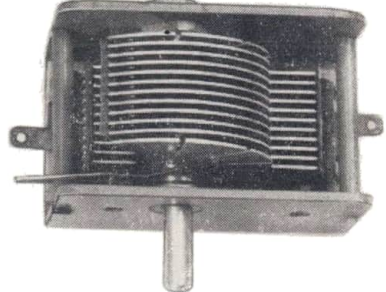


Zweifach-Drehkondensator



Rollkondensatoren

Luft-Drehkondensator



Keramische Scheibentrimmer



Keramische Kondensatoren

Durchführungs-kondensator



Hartpapier-Drehkondensator

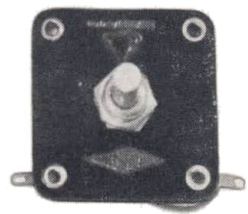
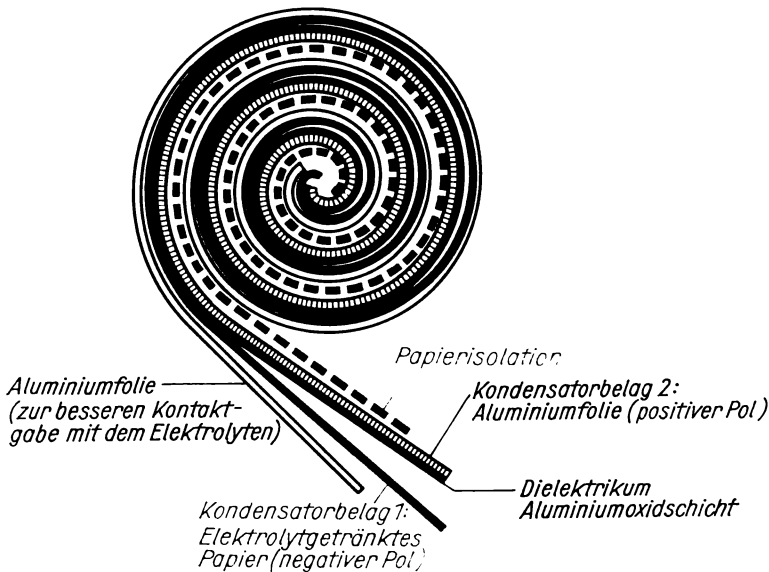


Bild 11
 Aufbau eines
 Elektrolytkonden-
 sators



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 aufgebracht. Als Dielektrikum dient der Keramikkörper.

Bild 10
 Ausführungsformen
 von Kondensatoren
 (linke Seite)

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* unter anderem – genau wie unser „Schwenkkondensator“ – zum Abstimmen eines Empfängers auf den gewünschten Sender. Sie werden mit Luft oder Polystyrolfolie als Dielektrikum hergestellt. Die Kapazität 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 selber 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:

$$\frac{1}{C_{\text{gesamt}}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} = \frac{1}{10 \text{ nF}} + \frac{1}{5 \text{ nF}} = \frac{1}{10 \text{ nF}} + \frac{2}{10 \text{ nF}} = \frac{1+2}{10 \text{ nF}} = \frac{3}{10 \text{ nF}};$$

$$\text{also } C_{\text{gesamt}} = \frac{10 \text{ nF}}{3} = 3,33 \text{ nF}.$$

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 12 dargestellt.

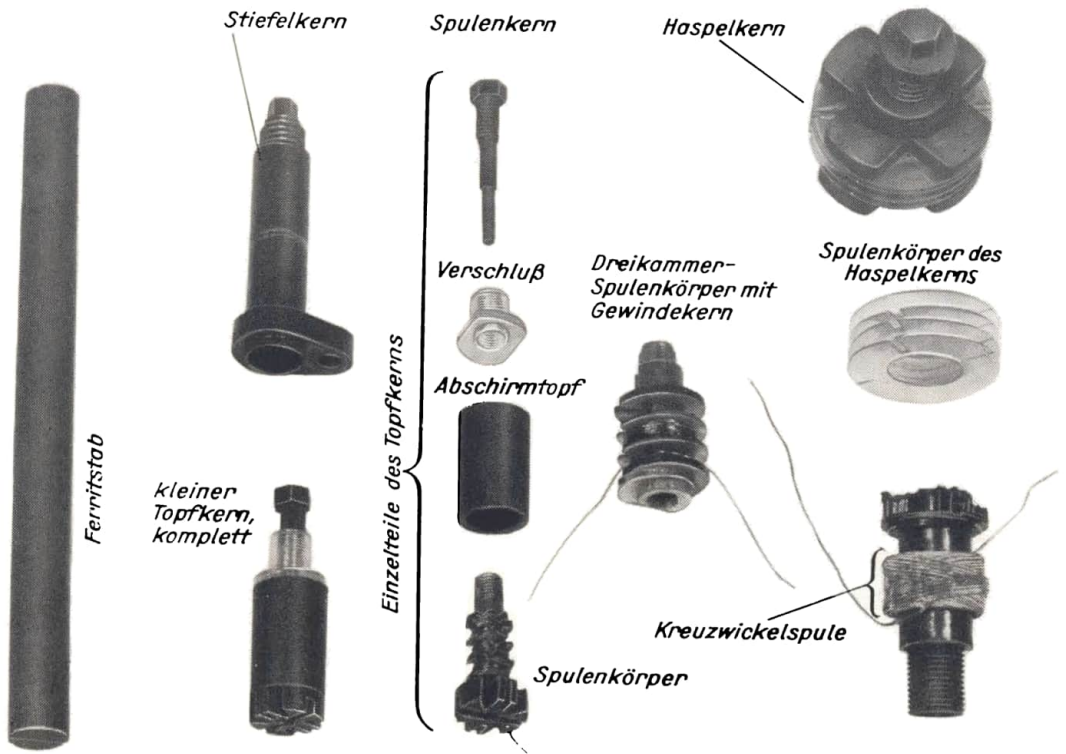


Bild 12
Verschiedene Spulenkörper

Die Spulen lassen sich auf zwei Arten wickeln: als *Zylinderspule* und als *Kreuzwickelspule*. Zylinderspulen können wir sehr leicht selbst wickeln. 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 ein in den Windungen der Spule induzierter

Strom, der dem ursprünglichen entgegengerichtet ist. 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:

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

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 (Seite 354) sind die Werte für verschiedene Stoffe angegeben. Wie wir diesen Wert für unbekannte Stoffe experimentell ermitteln können, wird uns unter anderem im Abschnitt Resonanzfrequenzmesser 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 des Anhangs 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 13 zu sehen ist. Sicherheitshalber umkleben wir ihn mit einer Lage dünnem Papier oder Zellglas-Selbstklebe-

Bild 13
Unsere Spule mit
Ferritstab

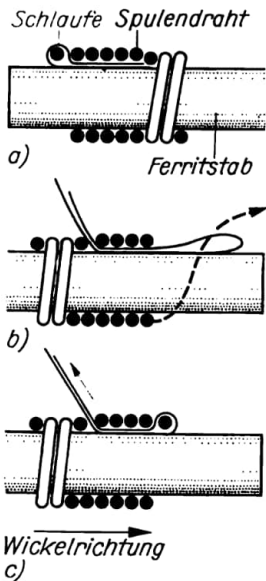


Bild 14

So werden Spulenden festgelegt: a) Festlegen des Spulenanfanges, b) Einfädeln des Spulenendes, c) Festziehen des Spulenendes

band. Für die Spule selber 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. Das ergibt eine Spulenlänge von $50 \times 0,43 \text{ mm} = 22 \text{ mm}$. Wie Spulenanfang und -ende festzulegen sind, entnehmen wir Bild 14. Dünne Kunststoffolie von etwa 5 mm Breite falten wir in der Mitte, 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. Zum Schluß bestreichen wir das Ganze mit einem Alleskleber und vermeiden so, daß sich die Windungen wieder lösen können.

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

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

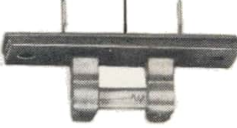
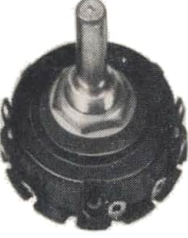
$$= \frac{\pi^2 \cdot 2,5 \cdot 30 \cdot 8,4^2 \cdot 0,86 \cdot 10^{-7} \text{ Vs}}{22 \text{ A}} = 2040 \cdot 10^{-7} \text{ H} = 0,204 \text{ mH}.$$

zweimal neunpoliger Umschalter

neunpoliger Umschalter

Sicherungsgehäuse

Klemmfassung mit Feinsicherung



zweipoliger Kippschalter

einpoliger Kippschalter

Schiebeschalter



Röhrenfassungen

Apparateklammer

Bananenstecker

Krokodilklemme

Telefonbuchsen

Lötöse

Nietlötösen

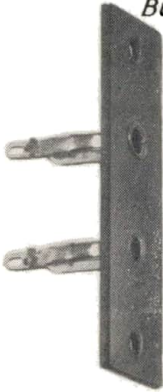


Diodenstecker

Buchsenbrett

Glimmlampen

Glimmlampenfassung



Drehknöpfe



Diodenbuchse

Glühlampe mit Winkelfassung

Bild 15
Funktechnische
Zubehörteile

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.

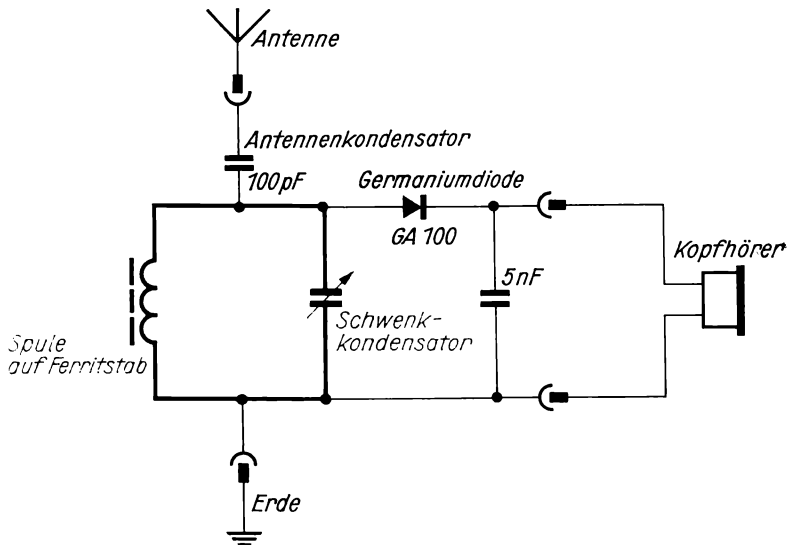
Wenn wir Geräte aufbauen, brauchen wir neben den erwähnten „Standard“-Elementen noch allerlei *Zubehör*. Im Bild 15 wird eine kleine Auswahl des vielfältigen Angebots gezeigt. Es ist ratsam, hiervon immer einen kleinen Vorrat auf Lager zu haben.

Unser erster Rundfunkempfänger

Mit den beiden selbstgefertigten Bauelementen wollen wir nun endlich unseren ersten Rundfunkempfänger aufbauen. Dazu brauchen wir zusätzlich noch einen Festkondensator von 100 pF, einen von 5 nF, eine beliebige Germaniumdiode (GA 100, alt: OA 625 oder ähnliche) und einen Kopfhörer.

Den Schwenkkondensator und die Ferritstabspule schalten wir miteinander parallel zu einem sogenannten *Schwingkreis*. Er wird uns in allen Empfängern wieder begegnen. Warum wir ihn so nennen und welche Aufgabe er und die Diode erfüllen, werden wir bald erfahren. Zunächst wollen wir die Funktionstüchtigkeit unserer selbstgefertigten Bauelemente in der einfachsten Empfängerschaltung ausprobieren und deshalb die Frage nach dem „wie“ noch etwas zurückstellen.

Bild 16
Schaltbild des
Diodenempfängers



Das Schaltbild und den Aufbau des Diodenempfängers zeigen die Bilder 16 und 17. Auf einer Pertinaxplatte von 100 mm × 100 mm sind der Kondensator und zwei Klemmschellen für den Ferritstab angeschraubt. Wir erkennen weiter den Antennenkondensator und die Diode. Die vier Telefonbuchsen dienen zum Anschließen eines wenigstens 3 m

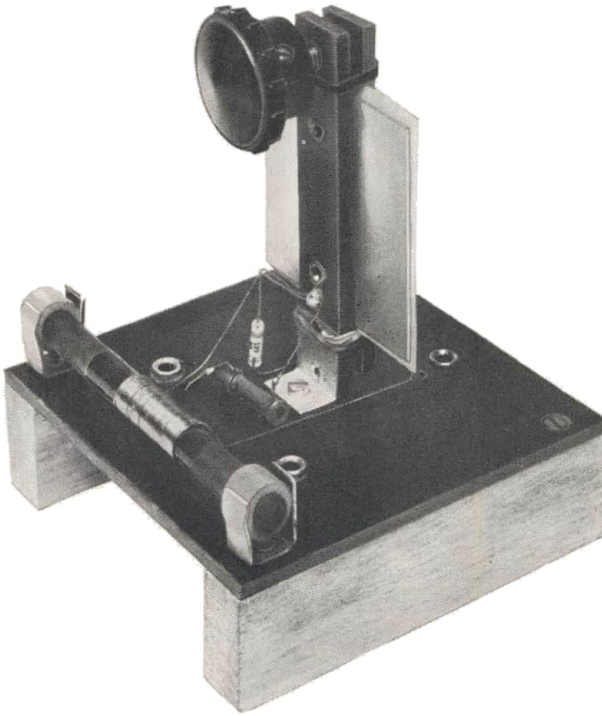


Bild 17
Unser erster Rund-
funkempfänger

langen Antennendrahtes, einer guten Erdleitung und des Kopfhörers. An der Unterseite der Pertinaxplatte schrauben wir entweder vier GummifüÙe oder zwei Holzleisten an.

Durch Verändern der Kapazität des Schwenkkondensators versuchen wir nun, den Orts- oder Bezirkssender zu empfangen. Dabei muß es im Zimmer mäuschenstill sein. 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 Eisenmembrane im Takt der Stromschwankungen mehr oder weniger anzieht. Die Membrane ihrerseits muß die angrenzende Luft in Schwingungen versetzen, was wir dann als Ton wahrnehmen. Der grundsätzliche Aufbau eines Kopfhörers ist im Bild 18 dargestellt. Auch ihn können wir selbst bauen. Eine ausführliche Anleitung dazu finden wir in dem schon erwähnten Buch „Elektrotechnik selbst erlebt“.

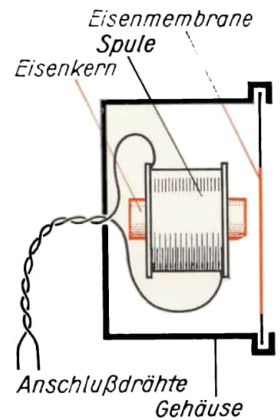


Bild 18
Aufbau eines Kopf-
hörers

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.

In fast all unseren Schaltungen treten Elektronenröhren auf, mit denen wir uns noch genauer beschäftigen werden. Sie benötigen meist drei Spannungen: eine Heizspannung, eine Anodenspannung und oft auch eine Gittervorspannung. Für die Heizung schreiben die Hersteller im allgemeinen Wechselspannungen von 4 oder 6,3 V vor. Sowohl die Gittervorspannung als auch die Anodenspannung müssen grundsätzlich Gleichspannungen sein. Die Anodenspannung liegt, je nach Röhrentyp, zwischen 50 und 300 V, die Gitterspannung brauchen wir stetig einstellbar zwischen 0 und 20 V. Für unsere Versuche benötigen wir weiter verhältnismäßig hoch belastbare Gleich- und Wechselspannungen bis 30 V.

Ein Transformator liefert uns die notwendigen Wechselspannungen

Als einzig verfügbare Ausgangsspannung liefert uns das Elektrizitätswerk eine Wechselspannung von 220 V. Diese 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, das heißt verlustlos arbeitenden Transformator wäre $U_p \cdot I_p = U_s \cdot I_s$. Diesen 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/70 mA,
2. 20 V/10 mA,
3. 30 V/1,5 A,
4. 4/6,3 V/2 A.

Mit diesen Angaben ermitteln wir die Sekundärleistung P_s :

$$P_{s1} = I_1 \cdot U_1 = 0,07 \text{ A} \cdot 300 \text{ V} = 21 \text{ W};$$

$$P_{s2} = 0,2 \text{ W}; \quad P_{s3} = 45 \text{ W}; \quad P_{s4} = 12,6 \text{ W}.$$

Zum Berechnen der Primärleistung P_p verwenden wir die Faustregel

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

In unserem Fall sind das $P_p = 1,2 \cdot 78,8 \text{ W} = 94,6 \text{ W}$. Hiervon ist der erforderliche Eisenquerschnitt A_{Fe} abhängig. Wir berechnen ihn ebenfalls mit einer Faustregel:

$$A_{Fe} = k_2 \cdot \sqrt{P_p}; \quad k_2 = 1 \frac{\text{cm}^2}{\sqrt{\text{W}}}$$

$$= 1 \frac{\text{cm}^2}{\sqrt{\text{W}}} \cdot \sqrt{94,6 \text{ W}} = 9,7 \text{ cm}^2.$$

Die Kernquerschnitte sind genormt. Der Tafel 7 des Anhangs können wir die wichtigsten Angaben der gebräuchlichen Trafokerne entnehmen. Wir wählen den Kern M 102a mit einem Querschnitt von 12 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 des Anhangs. Für unseren Querschnitt von 12 cm^2 lesen wir $n_p = 3,6$ und $n_s = 3,8 \frac{\text{Windungen}}{\text{V}}$ ab.

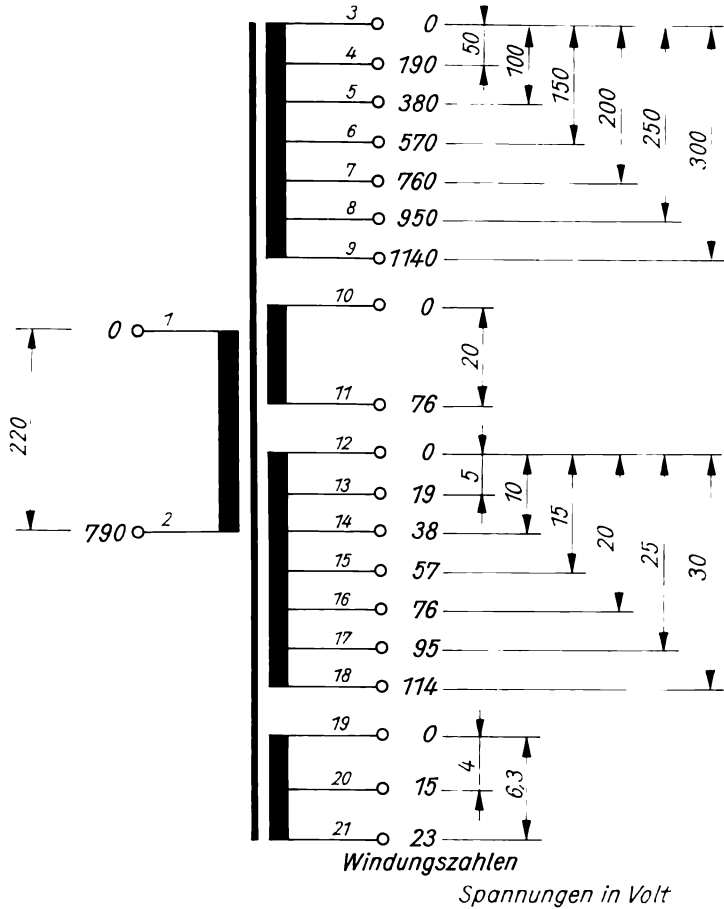
$$N_p = 3,6 \frac{\text{Windungen}}{\text{V}} \cdot 220 \text{ V} = 793 \text{ Windungen},$$

$$N_{s1} = 3,8 \frac{\text{Windungen}}{\text{V}} \cdot 300 \text{ V} = 1140 \text{ Windungen},$$

$$N_{s2} = 76 \text{ Windungen}, \quad N_{s3} = 114 \text{ Windungen}, \quad N_{s4} = 23 \text{ Windungen}.$$

Die Mittelspannungswicklung versehen wir mit Anzapfungen, damit wir folgende Teilspannungen abgreifen können: 50, 100, 150, 200, 250 und 300 V. Ähnlich verfahren wir bei der Niederspannungswicklung. Hier

Bild 19
Die einzelnen Abgriffe
unseres Transformators



einigen wir uns auf die Teilspannungen 5, 10, 15, 20, 25 und 30 V. Auch die Heizwicklung (6,3 V) muß einen Abgriff für 4 V erhalten. Bei welchen Windungszahlen wir für die angegebenen Spannungen Abgriffe vorsehen, können wir leicht selber ausrechnen und mit den im Bild 19 angegebenen Werten vergleichen.

Damit sich ein Transformator im Betrieb nicht übermäßig erhitzt, darf nur ein bestimmter Maximalstrom fließen, der vom jeweiligen Drahtquerschnitt A abhängt. Das Verhältnis $i = \frac{I}{A}$ wird als *Stromdichte* be-

zeichnet und soll in Spulen den Wert $2,55 \frac{A}{mm^2}$ nicht übersteigen. Als

Wickeldraht nehmen wir ausschließlich lackisolierten Kupferdraht. Zum Berechnen der Durchmesser müssen wir die letzte Gleichung noch etwas umstellen:

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

$$d_{s1} = 2 \sqrt{\frac{0,07 \text{ A}}{2,55 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2} \cdot \pi}} = 2 \cdot 0,093 \text{ mm} = 0,186 \text{ mm};$$

$$d_{s2} = 0,07 \text{ mm}; \quad d_{s3} = 0,87 \text{ mm}; \quad d_{s4} = 1 \text{ mm}.$$

Dort, wo es notwendig ist, runden wir auf den folgenden „glatten“ Durchmesser auf: $d_{s1} = 0,2 \text{ mm}$; $d_{s2} = 0,1 \text{ mm}$; $d_{s3} = 0,9$ oder $1,0 \text{ mm}$. Für die zweite Sekundärwicklung dürfen wir auch dickeren Draht nehmen, beispielsweise wie für die erste $0,2 \text{ mm}$; die Gefahr, daß der Draht beim Wickeln reißt, ist dann geringer. Um die Drahtdicke der Primärspule zu berechnen, müssen wir zunächst die Stromstärke ermitteln. Sie beträgt

$$I_p = \frac{P_p}{U_p} = \frac{94,6 \text{ W}}{220 \text{ V}} = 0,43 \text{ A}.$$

Für diesen Strom ist ein Draht von

$$d_p = 2 \sqrt{\frac{0,43 \text{ A}}{2,55 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2} \cdot \pi}} = 0,463 \text{ mm}$$

Durchmesser erforderlich. Wir runden auf und verwenden einen Draht von $0,5 \text{ mm}$ Durchmesser.

Nun können wir mit dem Wickeln beginnen. Von großem Vorteil erweist sich hier eine Spulenwickelvorrichtung mit Zählwerk, wie wir sie im Bild 20 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“ N2 ein (vgl. Bild 6). Die beiden Stirnseiten fertigen wir aus Pertinax, den eigentlichen Wickelkörper aus entsprechend dicker und fester Pappe. Verleimt wird alles mit Duosan oder einem anderen Azetonkleber und dann mit Schellack gestrichen. Die Maße in Millimetern be-

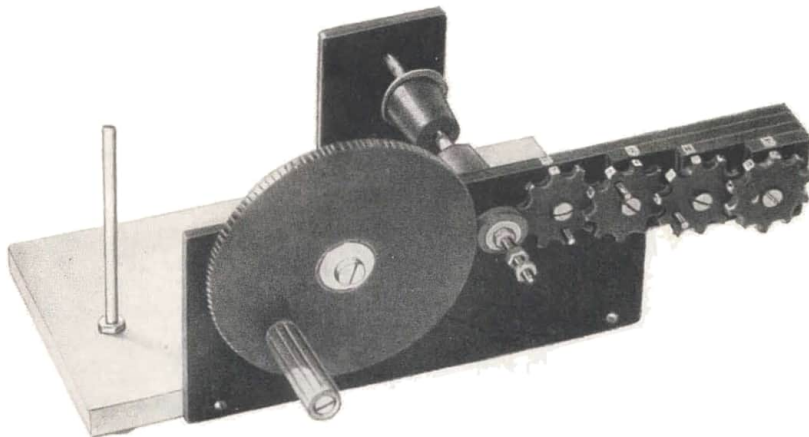


Bild 20
Spulenwickel-
vorrichtung mit Zähl-
werk

tragen $a_1 = 72$; $a_2 = 38$; $a_3 = 35$; $a_4 = 13$; $b_1 = 65$; $b_2 = 39$; $b_3 = 36$; $c = 63$; $d = 2$.

Zunächst wird die Primärspule gewickelt. Über den Drahtanfang schieben wir einen etwa 15 cm langen Isolierschlauch und lassen den 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 105 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 63 mm. Auf das Ölpapier wickeln wir die zweite Drahtlage und so fort, bis unser Zählwerk 790 Windungen anzeigt. Dann sichern wir das Spulenende 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 gefedertem Öllein ab.

Dann folgen die Sekundärwicklungen in der Reihenfolge 300 V, 20 V, 30 V, 6,3 V. An die Enden der 300- und 20-V-Wicklungen 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 21. Wir setzen sie so ein, daß die Trennfugen der Zungen immer wechselseitig zu liegen kommen. Sind die Bleche 0,5 mm dick, müssen insgesamt 60 in die Spulenöffnung, bei 0,35 mm Dicke sogar 95. Gegen Ende macht das „Stopfen“ etwas Mühe. Öfteres Zusammenpressen des Blechpaketes im Schraubstock hilft hier sehr viel. Die herausstehenden Drahtenden befestigen

Bild 21
Stopfen eines Spulenkörpers mit Kernblechen

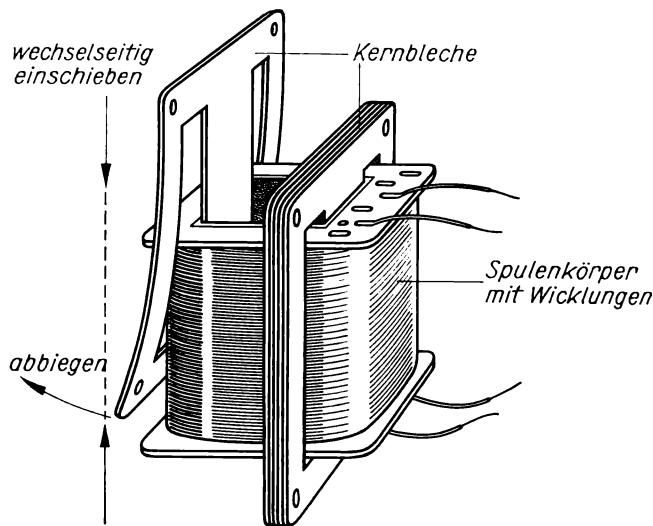
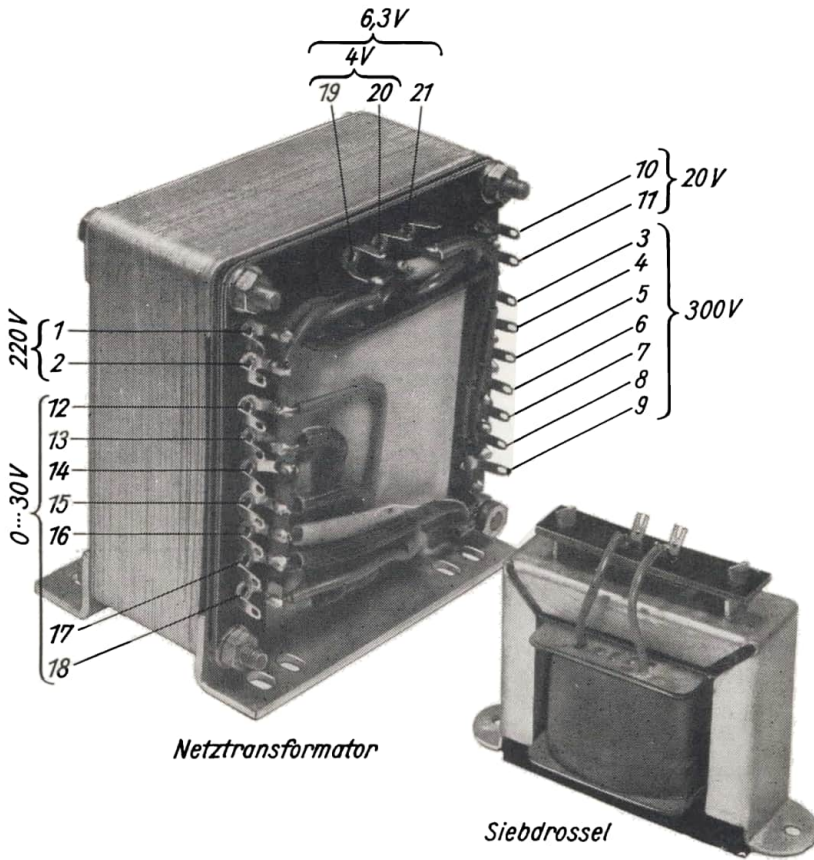


Bild 22
 Unser Trafo und die
 Siebdrossel



wir an drei Lötösenstreifen. Wir verwenden dazu Pertinax. Bevor diese Streifen montiert werden, legen wir in der Form gleiche Isolierstreifen aus etwa 1 mm dickem Pertinax unter.

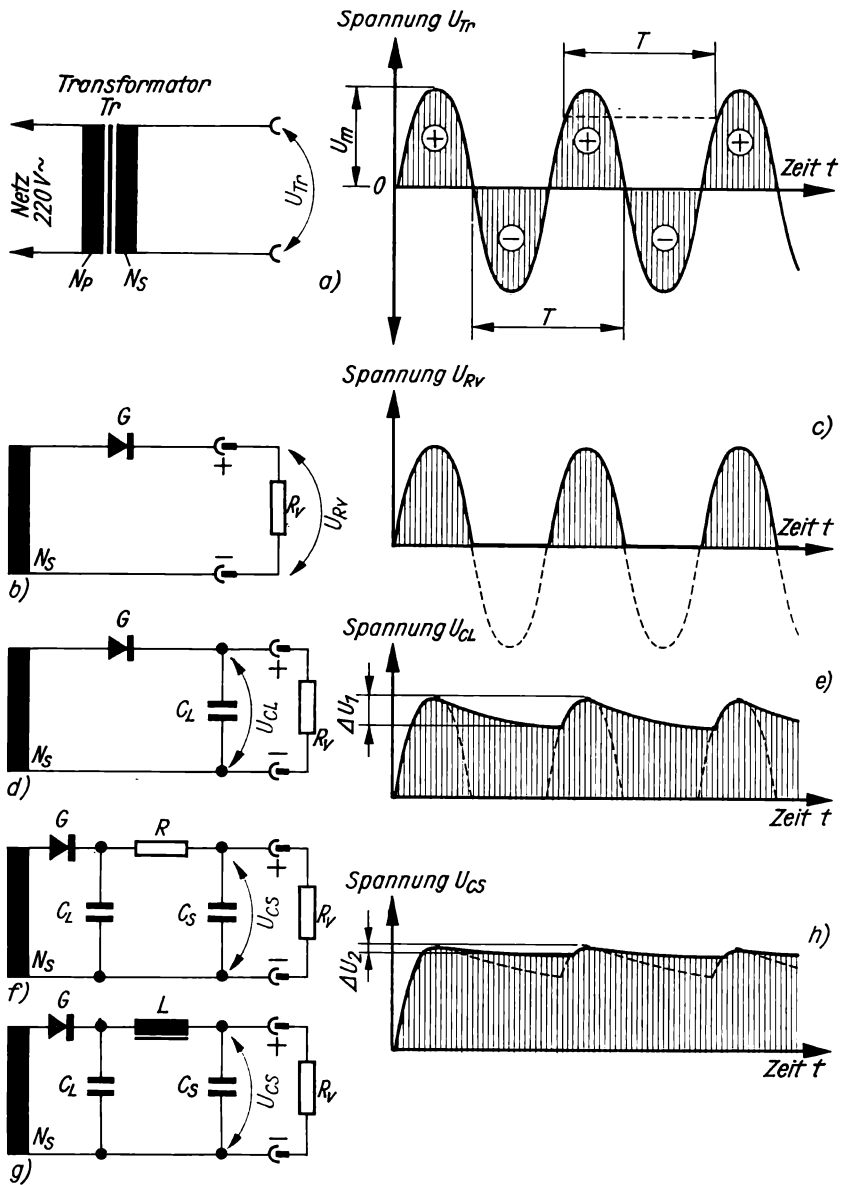
Zum gleichmäßigen Zusammendrücken brauchen wir noch zwei Druckstreifen aus 2 mm dickem Eisenblech und zum späteren Anschrauben des Transformators zwei Winkel aus dem gleichen Material. Vielleicht können wir diese Teile von defekten Trafos übernehmen, die in Rundfunkwerkstätten mitunter billig zu erstehen sind. 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 22 zeigt unseren fertigen Transformator und eine Siebdrossel, 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 Wechselspannung (Bild 23a). Die Zeit, nach der die Spannung wieder den gleichen Wert und die gleiche Richtung erreicht hat, nennt man *Periode* oder *Schwingungsdauer* T ; innerhalb dieser Zeit wechselt die Spannung zweimal ihre Richtung. Da von einem bis zum nächsten Richtungswechsel genau eine hundertstel Sekunde vergeht, beträgt die Schwingungsdauer unserer

Bild 23

So entsteht aus der Wechselfspannung eine Gleichspannung:

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



Wechselfspannung $T = 2 \cdot \frac{1}{100} \text{ s} = \frac{1}{50} \text{ s}$. Die Anzahl der Perioden in einer Sekunde nennt der Techniker *Frequenz* f . Ihre Maßeinheit ist das *Hertz* (abgekürzt Hz). Für unsere Wechselfspannung beträgt sie $f = \frac{50}{1 \text{ s}} = 50 \text{ s}^{-1} = 50 \text{ Hz}$. Der Strom in einem angeschlossenen Stromkreis fließt 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 23b). An einem im Stromkreis liegenden Widerstand R_v fällt dann eine pulsierende „Gleichspannung“ ab, die anfangs alles andere als „gleich“ ist (Bild 23c); sie muß noch geglättet werden. Diese Aufgabe übernimmt zunächst ein *Ladekondensator* C_L (Bild 23d). 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 23e). 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 Brumnton 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

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

$$k_3 = 1,5 \cdot 10^{-3} \text{ s} \quad \text{für Zweiweggleichrichtung.}$$

Unserer 300-V-Sekundärwicklung dürfen wir einen Strom von 70 mA entnehmen. Für Einweggleichrichtung beträgt bei einem Ladekondensator von 50 μF die Brummspannung

$$\Delta U_1 = 5 \cdot 10^{-3} \text{ s} \cdot \frac{70 \cdot 10^{-3} \text{ A}}{50 \cdot 10^{-6} \text{ F}} = 7 \frac{\text{s} \cdot \text{A} \cdot \text{V}}{\text{A} \cdot \text{s}} = 7 \text{ V.}$$

Damit können wir uns keinesfalls zufriedengeben. Wir müssen weiter glätten. Über einen Widerstand R oder eine *Drosselspule* der Induktivität L laden wir einen zweiten Kondensator auf, den *Siebkondensator* C_S (Bilder 23f und g). Die nun noch vorhandene Brummspannung ΔU_2 können wir nach

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

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

Ist das *Siebglied* richtig bemessen, wird die Brummspannung ΔU_2 verschwindend klein (Bild 23h). Wir wollen in unserem begonnenen Beispiel einen Siebkondensator von ebenfalls 50 μF verwenden. Welche Induktivität ist notwendig, wenn ΔU_2 nur noch 0,1 V betragen soll?

$$L = \frac{k_5 \cdot \Delta U_1}{\Delta U_2 \cdot C_S} = \frac{10^{-3} \text{ s}^2 \cdot 7 \text{ V} \cdot \text{V}}{0,1 \text{ V} \cdot 50 \cdot 10^{-6} \text{ As}} = \frac{7 \text{ Vs}}{5 \cdot 10^{-1} \text{ A}} = \frac{70}{5} \text{ H} = 14 \text{ H}.$$

Würden wir uns für eine RC-Siebung entscheiden, müßte der Widerstand

$$R = \frac{k_4 \cdot \Delta U_1}{\Delta U_2 \cdot C_S} = \frac{3,2 \cdot 10^{-3} \text{ s} \cdot 7 \text{ V} \cdot \text{V}}{0,1 \text{ V} \cdot 50 \cdot 10^{-6} \text{ As}} = \frac{3,2 \cdot 7 \text{ V}}{5 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = 4,48 \text{ k}\Omega \text{ groß werden.}$$

Bei einer maximalen Stromentnahme von 70 mA fiel über diesem Widerstand eine Spannung von $U = R \cdot I = 4,5 \cdot 10^3 \frac{\text{V}}{\text{A}} \cdot 70 \cdot 10^{-3} \text{ A} = 315 \text{ V}$

ab. Am Ausgang selber könnten wir demnach überhaupt keine Spannung mehr abgreifen; deshalb müssen wir hier eine LC-Siebung vorsehen. Für das Berechnen von Drosselspulen – eine exakte Berechnung ist äußerst schwierig – verwenden wir die Näherungsgleichungen

$$N = k_6 \cdot \frac{a}{I}; \quad k_6 = 5,6 \cdot 10^5 \frac{\text{A}}{\text{m}} \quad \text{und}$$

$$L = k_7 \cdot \frac{N^2 \cdot A_{\text{Fe}}}{a}; \quad k_7 = 1,1 \cdot 10^{-6} \frac{\text{H}}{\text{m}}.$$

Die Symbole bedeuten:

N : Windungszahl der Spule,

I : hindurchfließender Strom,

L : Induktivität,

A_{Fe} : Querschnittsfläche des Eisenkerns,

a : Luftspalt im Eisenkern.

Der Luftspalt soll verhindern, daß auf Grund der Gleichstromvormagnetisierung eine „Sättigung“ des Eisens auftritt. Wir wählen ihn 0,5 mm. Unser Maximalstrom von 70 mA bestimmt den Durchmesser des zu verwendenden Spulendrahtes (siehe Trafoberechnung): $d = 0,2 \text{ mm}$. Von diesem Draht müssen wir

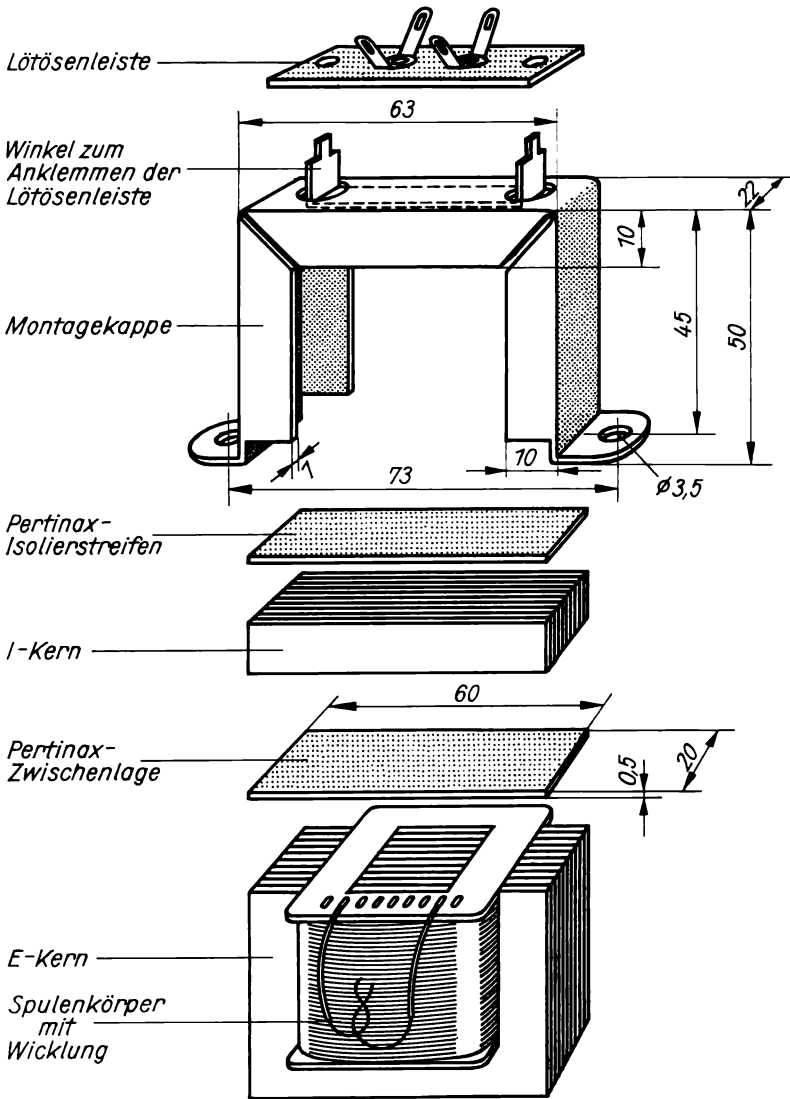
$$N = 5,6 \cdot 10^5 \frac{\text{A}}{\text{m}} \cdot \frac{0,5 \text{ mm}}{70 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = \frac{5,6 \cdot 0,5}{70} \cdot 10^5 = 4 \cdot 10^3 = 4000 \text{ Windungen}$$

auf einen Spulenkörper wickeln. Der für 14 H notwendige Eisenquerschnitt beträgt

$$A_{\text{Fe}} = \frac{L \cdot a}{N^2 \cdot k_7} = \frac{14 \text{ H} \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ m} \cdot \text{m}}{16 \cdot 10^6 \cdot 1,1 \cdot 10^{-6} \text{ H}} = \frac{70}{16 \cdot 1,1} \text{ cm}^2 = 3,99 \text{ cm}^2.$$

Da wir zum Herstellen des 0,5 mm breiten Luftspaltes einen EI-Kern verwenden müssen, wählen wir den Schnitt EI 60 mit einem Querschnitt von 4 cm² aus. Die Maße in mm des Spulenkörpers betragen nach N2: $a_1 = b_1 = 40$; $a_2 = b_2 = 22$; $a_3 = b_3 = 20$; $c = 29$; $d = 1$. Wie wir die Siebdrossel zusammenbauen, ist aus den Bildern 24 und 22 ersichtlich. Sind die Kernbleche 0,5 mm dick, müssen in die Spulenöffnung 37 Stück geschoben werden, bei 0,35 mm Dicke 60.

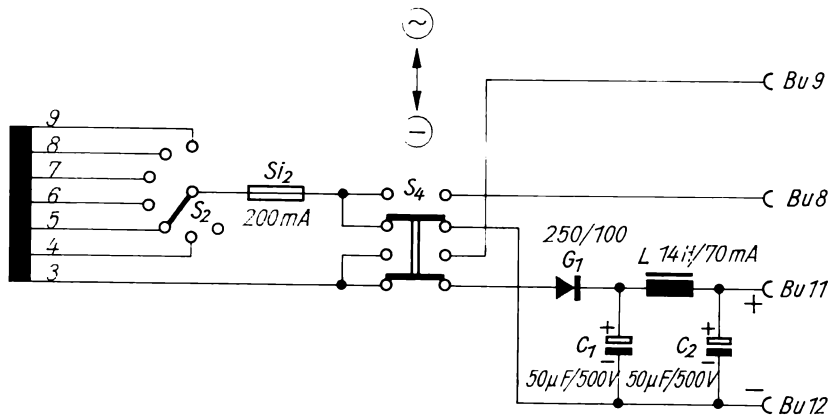
Bild 24
Montage der Sieb-
drossel



Die Teilschaltungen des Stromversorgungsgerätes

Wenn wir mit dem Stopfen fertig sind, können wir uns der ersten Teilschaltung unseres Stromversorgungsgerätes zuwenden (vgl. Bild 25): Die Anschlüsse der 300-V-Sekundärwicklung führen zu einem sieben- oder mehrpoligen Umschalter. Eine Sicherung von 0,2 A schützt die Teilschaltung im Fall eines äußeren Kurzschlusses. Ein weiterer zwei- oder einpoliger Umschalter ermöglicht es uns, entweder Wechselstrom oder Gleichstrom zu entnehmen. Das ist erforderlich, da bei gleichzeitiger Entnahme von 70 mA Gleichstrom und 70 mA Wechselstrom die Wicklung unseres Transformators mit 140 mA belastet würde.

Bild 25
Die erste Teilschaltung
unseres Stromver-
sorgungsgerätes
(Schaltbild des Mittel-
spannungsteiles)



Als „elektrisches Ventil“ verwenden wir einen *Selengleichrichter* für 250 V und 100 mA (vgl. Bild 30). Die Spannungsangabe bezieht sich auf die anliegende Wechselspannung. Sie beträgt in unserem Fall 300 V. Man rechnet für ein Element des Selengleichrichters mit einer maximalen Wechselspannung von etwa 15 V. Bei 20 in Reihe geschalteten Platten darf die gleichzurichtende Wechselspannung demnach bis zu 300 V betragen.

Nun noch eine Bemerkung zu der Größe der am Siebkondensator abgreifbaren Gleichspannung. Wenn wir diese am fertigen Gerät messen, lesen wir zunächst ohne Belastung über 400 V ab. Erst bei der Maximalbelastung von 70 mA sinkt die Spannung auf 300 V. Wie ist das zu erklären? Betrachten wir noch einmal Bild 23a: Der Absolutwert der Wechselspannung U_{Tr} beginnt bei Null, nimmt einen (positiven) Maximalwert an und fällt wieder auf Null ab. Dann wiederholt sich der Vorgang (mit negativer Polarität). Die Augenblicksspannung schwankt also ständig zwischen dem Wert Null und einem Maximalwert. Mit unserem 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 oder ein entsprechender Gleichstrom hervorruft. Wir wissen, daß nach den

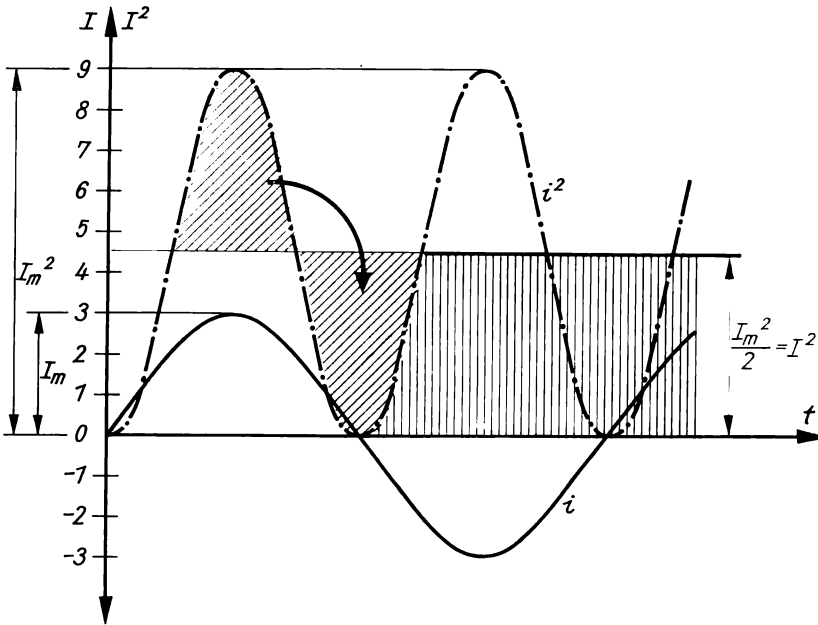
Beziehungen $P = R \cdot I^2$ und $P = \frac{U^2}{R}$ die Leistung vom Quadrat der

Spannung oder des Stromes abhängt.

Im Bild 26 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 $I_m^2 = 9$ und 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 Gleich-

stromes I und damit auch dem Quadrat des effektiven Wechselstro-

Bild 26
Zur Herleitung des
Effektivwertes eines
Wechselstromes



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

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

Die gleiche Abhängigkeit gilt auch für die Spannung:

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

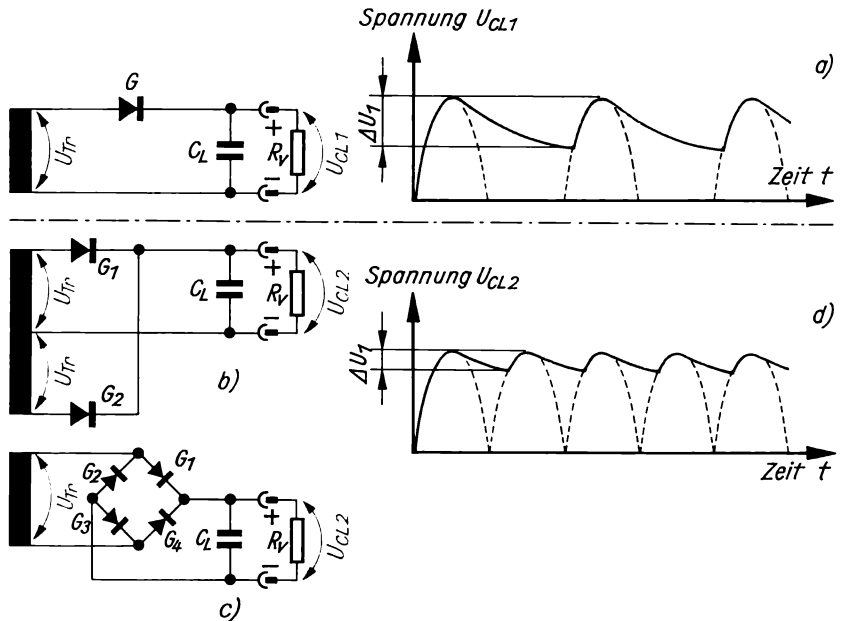
Die Maximalspannung unseres Transformators beträgt demnach $U_m = \sqrt{2} \cdot 300 \text{ V} = 425 \text{ V}$. Wie aus den Bildern 23c, e und h ersichtlich ist, lädt sich der Siebkondensator auf den Maximalwert der pulsierenden Gleichspannung auf. Damit wird uns verständlich, weshalb am Ausgang eine Spannung von über 400 V anliegt.

Schauen wir uns als nächstes die Niederspannungs-Teilschaltung an: Bis zum Wechselspannungsausgang ist sie genau wie die Schaltung für die Mittelspannung aufgebaut, also siebenpoliger Umschalter, Sicherung (diesmal für 2 A), zweipoliger Umschalter. Wie wir bereits wissen, ist die Welligkeitsspannung ΔU_1 vom entnommenen Strom abhängig. Die Trafowicklung haben wir für 1,5 A ausgelegt, mit dieser Größe müssen wir also auch rechnen. Da wir im allgemeinen mit dieser Gleichspannung keine brummempfindlichen Geräte betreiben werden, können wir auch eine verhältnismäßig große Welligkeitsspannung zulassen. Für $\Delta U_1 = 1 \text{ V}$ müßte der Ladekondensator eine Kapazität von $C_L = 5 \cdot 10^{-3} \text{ s} \frac{1,5 \text{ A}}{1 \text{ V}}$
 $= 7,5 \cdot 10^{-3} \text{ F} = 7500 \mu\text{F}$ haben. Dieser Wert liegt sehr hoch. Wir haben

Bild 27

Gleichrichter-
schaltungen:

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



aber eine Möglichkeit, ihn zu verkleinern. Bei unserer bisherigen Gleichrichtung 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 27). Diese Zweiweg- oder Vollweggleichrichtung – im Unterschied zur Einweggleichrichtung – 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 $1,5 \cdot 10^{-3}$ s. Damit erniedrigt sich die Kapazität des Ladekondensators auf

$$C_L = 1,5 \cdot 10^{-3} \text{ s} \cdot \frac{1,5 \text{ A}}{1 \text{ V}} = 2250 \mu\text{F}.$$

Wir verwenden einen Elektrolytkondensator von $2000 \mu\text{F}$ und $50/60 \text{ V}$. Auf eine weitere Siebung müssen wir aus folgenden Gründen verzichten: Da wir einen hohen Strom entnehmen wollen, dürfte ein Siebwiderstand nur einige Ohm groß sein, damit nicht die gesamte Spannung darüber abfiele. Die Siebwirkung wäre dann kaum feststellbar. Für die LC-Siebung brauchte man eine große Induktivität, so daß die Drossel die Abmessungen unseres Trafos annehmen würde.

Für die Fälle, bei denen wir eine hohe Stromstärke brauchen, reicht die Glättung mittels Ladekondensators aus. Das werden wir später feststellen. Außerdem wird bei geringeren Strömen auch die Brummspannung kleiner. So sinkt sie bei 10 mA bereits auf

$$\Delta U_1 = 1,5 \cdot 10^{-3} \text{ s} \cdot \frac{10 \cdot 10^{-3} \text{ A}}{2 \cdot 10^{-3} \text{ F}} = 0,75 \cdot 10^{-2} \text{ V} = 7,5 \text{ mV}.$$

Die Graetzschaltung bauen wir aus vier *Germaniumdioden* auf. Bei der Auswahl von Halbleiter-Gleichrichtern müssen wir zweierlei beachten. Weder die *Nennsperrspannung* U_{sp} noch der *Nenn durchlaßstrom* I_d dürfen überschritten werden. Wir wollen uns zunächst die Verhältnisse am Einweggleichrichter mit Ladekondensator ansehen (vgl. Bild 27a). Wie wir wissen, lädt sich C_L auf den Spitzenwert U_m der gleichgerichteten Wechselspannung U_{\sim} 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 die beiden Gleichrichter im Bild 27b gilt das gleiche. In der Graetzschaltung (Bild 27c) liegt sowohl die Ladespannung des nachgeschalteten Kondensators an zwei Gleichrichtern als auch die Trafospannung. Hier braucht die Sperrspannung jeder einzelnen Diode nur halb so groß wie in den ersten beiden Fällen zu sein. Für die Niederspannungs-Teilschaltung unseres Stromversorgungsgerätes beträgt die Wechselspannung $U_{\sim} = 30$ V. Demnach müssen die Gleichrichter eine Sperrspannung von mindestens $U_{sp} = \sqrt{2} \cdot U_{\sim} = \sqrt{2} \cdot 30$ V = 42,2 V haben.

Der Strom, mit dem eine Gleichrichterschaltung belastet werden darf, ist in starkem Maße von der Größe des Ladekondensators abhängig. Betrachten wir zunächst wieder den einfachsten Fall, Einweggleichrichtung mit Ladekondensator. 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. 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, prägen uns aber ein, daß die Stromentnahme nicht größer als $I = 0,6 \cdot I_d$ werden darf. Im Falle der Vollweggleichrichtung, und zwar sowohl bei der Zweiweggleichrichtung als auch bei der Graetzgleichrichtung, verteilt sich der Verbraucherstrom jeweils auf zwei Dioden, so daß wir hier mit $I = 1,5 \cdot I_d$ rechnen dürfen.

Da wir unserer Niederspannungs-Teilschaltung einen Gleichstrom von 1,5 A entnehmen wollen, müssen die Gleichrichter einen maximalen Durchlaßstrom von $I_d = \frac{I}{1,5} = \frac{1,5 \text{ A}}{1,5} = 1$ A haben. Wir wählen vier

Germanium-Flächendioden vom Typ GY 112 (75 V/1 A) aus. Bei einem Durchlaßstrom von 1 A tritt in den Gleichrichtern bereits eine beträchtliche Wärmeentwicklung auf. Deshalb montieren wir sie auf ein 1 mm dickes Kühlblech aus Aluminium. Es soll mindestens 60 mm × 80 mm groß sein. Ein größeres Blech schadet auf keinen Fall. Wie die Dioden auf das Blech geschraubt und untereinander verbunden werden, ent-

Bild 28
So schrauben wir die vier Dioden für die Graetzschaltung auf ein Kühlblech

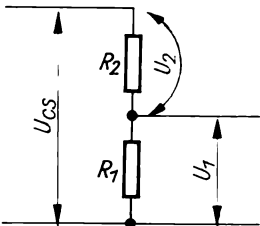
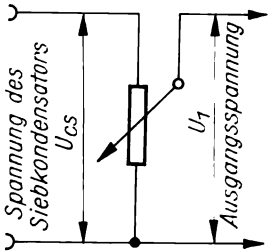
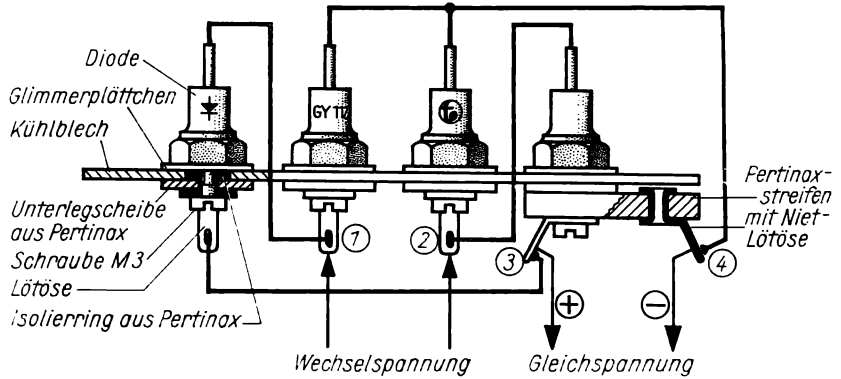


Bild 29
Ein Potentiometer dient als Spannungsteiler

nehmen wir Bild 28. Die Glimmerplättchen, Isolierringe und Unterlegscheiben kaufen wir gleich mit den Dioden.

Wenden wir uns nun der Teilschaltung zu, die uns eine stetig veränderliche Gleichspannung von 0 bis 20 V liefern soll. Als Schaltungsgrundlage wählen wir die Einweggleichrichtung mit Ladekondensator und RC-Siebung (Bild 23f). Um am Ausgang jede beliebige Spannung zwischen 0 und 20 V einstellen zu können, schalten wir ein Potentiometer parallel zum Siebkondensator. An seinen Enden liegt immer die volle Spannung. Für den Ausgang greifen wir aber nur die Teilspannung zwischen dem Mittelschluß und einem Ende ab. Wir dürfen das Potentiometer als Reihenschaltung zweier Widerstände auffassen (vgl. Bild 29), bei der sich der eine Teilwiderstand immer um den Betrag vergrößert, um den wir den anderen verkleinern. Da sich in einer Reihenschaltung die Teilspannungen wie die Teilwiderstände verhalten, verändert sich damit auch die abgegriffene Teilspannung.

Den Siebwiderstand bemessen wir so, daß bei einem äußeren Kurzschluß der Kurzschlußstrom nicht größer als der Strom wird, für den wir die Trafowicklung berechnet haben: 10 mA. Dann brauchen wir nämlich keine besondere Sicherung einzubauen. Wir gehen ganz „sicher“ und legen den Kurzschlußstrom mit 9 mA fest. Der Siebwiderstand muß demnach

$$R_s = \frac{U_{CL}}{I} = \frac{U_{\sim} \sqrt{2}}{I} = \frac{20 \text{ V} \sqrt{2}}{9 \text{ mA}} = 3,14 \text{ k}\Omega$$

groß sein. Wir verwenden einen Widerstand von 3,3 kΩ. Bei einem Kurzschlußstrom von

$$I = \frac{U_{CL}}{R_s} = \frac{28 \text{ V}}{3,3 \text{ k}\Omega} = 8,5 \text{ mA}$$

beträgt seine Belastung $P = R_s \cdot I^2 = 3,3 \cdot 10^3 \Omega \cdot 72 \cdot 10^{-6} \text{ A}^2 = 0,24 \text{ W}$, wir wählen 0,5 W. Der Siebwiderstand bildet mit dem Potentiometer einen Spannungsteiler, an dem die Spannung des Ladekondensators von rund 28 V anliegt. Da die Ausgangsspannung noch etwa 20 V betragen soll, dürfen über dem Siebwiderstand höchstens 8 V abfallen. Nach

$\frac{R_1}{R_2} = \frac{U_1}{U_2}$ berechnen wir die Größe des Potentiometers:

$$\frac{R_P}{R_S} = \frac{20 \text{ V}}{8 \text{ V}} \quad \text{und} \quad R_P = R_S \cdot \frac{20}{8} = 3,3 \text{ k}\Omega \cdot \frac{20}{8} = 8,3 \text{ k}\Omega.$$

Wir verwenden den nächstgrößeren Wert: 10 kΩ. Die Belastbarkeit muß $P = R_P \cdot I^2 = 10^4 \Omega \cdot 72 \cdot 10^{-6} \text{ A}^2 = 0,72 \text{ W}$ betragen. Ein Schichtpotentiometer von 10 kΩ/0,8 W genügt also den Anforderungen.

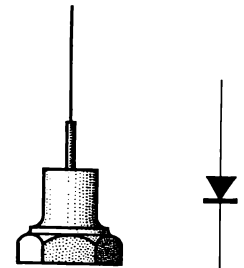
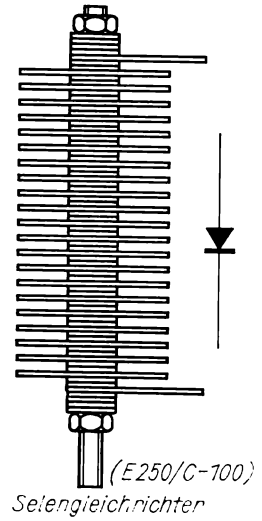
Da wir diese Spannung hauptsächlich als Gitterspannung für Elektronenröhren verwenden wollen, müssen wir sie äußerst gut glätten. Die Welligkeitsspannung ΔU_2 darf deshalb höchstens noch 0,01 % der entnehmbaren Gleichspannung betragen, das sind $20 \text{ V} \cdot 10^{-4} = 2 \text{ mV}$. Wenn Ladekondensator und Siebglied den gleichen Glättungsgrad haben, erhalten wir für $\Delta U_1 = 20 \text{ V} \cdot 10^{-2} = 0,2 \text{ V}$. Über das Gitter von Röhren fließt normalerweise kein Strom. Wir werden jedoch die Spannung messen müssen. Der Multiprüfer II hat einen Innenwiderstand von

$500 \frac{\Omega}{\text{V}}$, im Meßbereich 10 V sind das 5 kΩ. Über dieses Meßgerät fließen

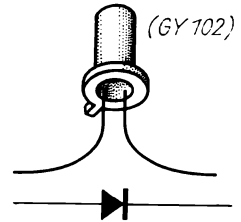
bei 10 V anliegender Spannung 2 mA. Außerdem fließt ständig ein Querstrom über das Potentiometer. Er beträgt ebenfalls 2 mA. Für das Berechnen des Ladekondensators müssen wir beide Ströme addieren. Wir rechnen selbständig durch und einigen uns auf die Werte $C_L = C_S = 100 \mu\text{F}/30 \text{ V}$.

Der Gleichrichter muß eine Sperrspannung von $U_{sp} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{\sim}$
 $= 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 20 \text{ V} = 57 \text{ V}$ und einen Durchlaßstrom von $I_d = \frac{I}{0,6} = \frac{8,5 \text{ mA}}{0,6}$

$= 14,2 \text{ mA}$ haben. Dafür eignen sich sowohl die Spitzendioden GA 108 (OA 686, 80 V/20 mA) und GA 102 (OA 665, 60 V/12 mA) als auch die Flächendiode GY 102 (75 V/0,1 A). Die GY 102 wurde in das Mustergerät eingebaut. Im Bild 30 sind die für unser Stromversorgungsgerät erforderlichen Gleichrichter zusammengestellt.



(GY 112)
Germanium-
Flächengleichrichter



(GY 102)

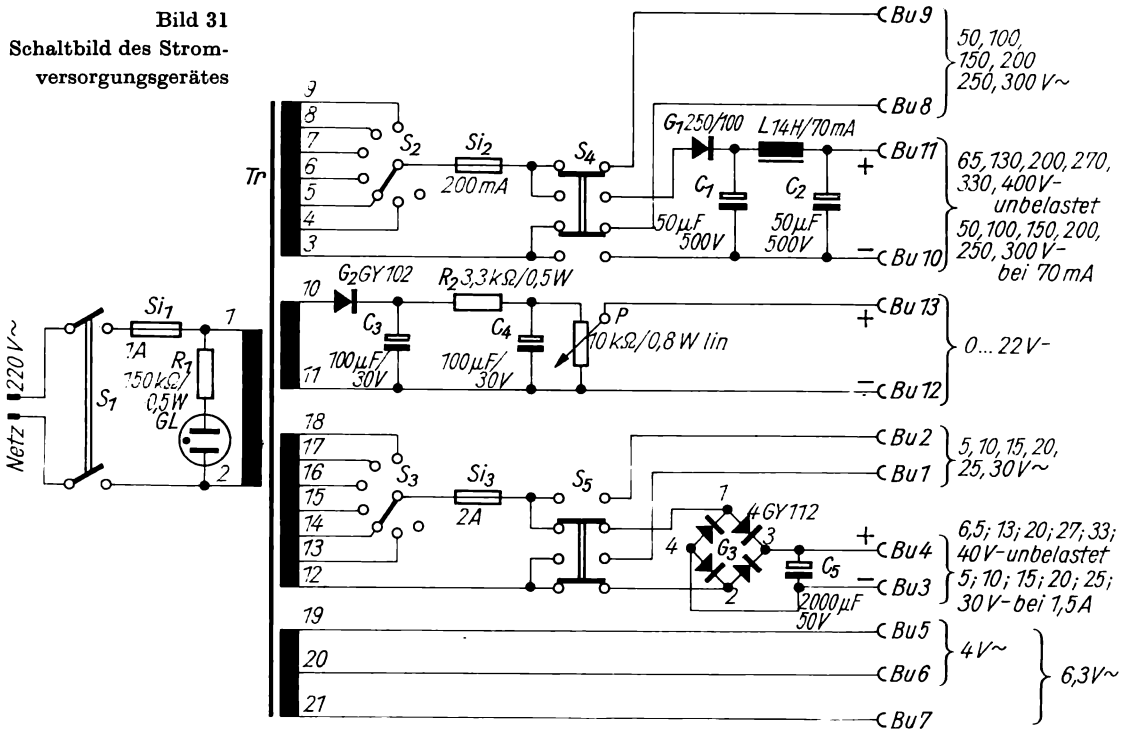
Wir bauen das Stromversorgungsgerät

Die gesamte Schaltung des Stromversorgungsgerätes zeigt Bild 31. In der Netzleitung liegen ein zweipoliger Hauptschalter, eine Sicherung und eine Glimmlampe zur Netzkontrolle. Welche Type wir einbauen, ist nebensächlich. Beim Kauf der Glimmlampe 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.

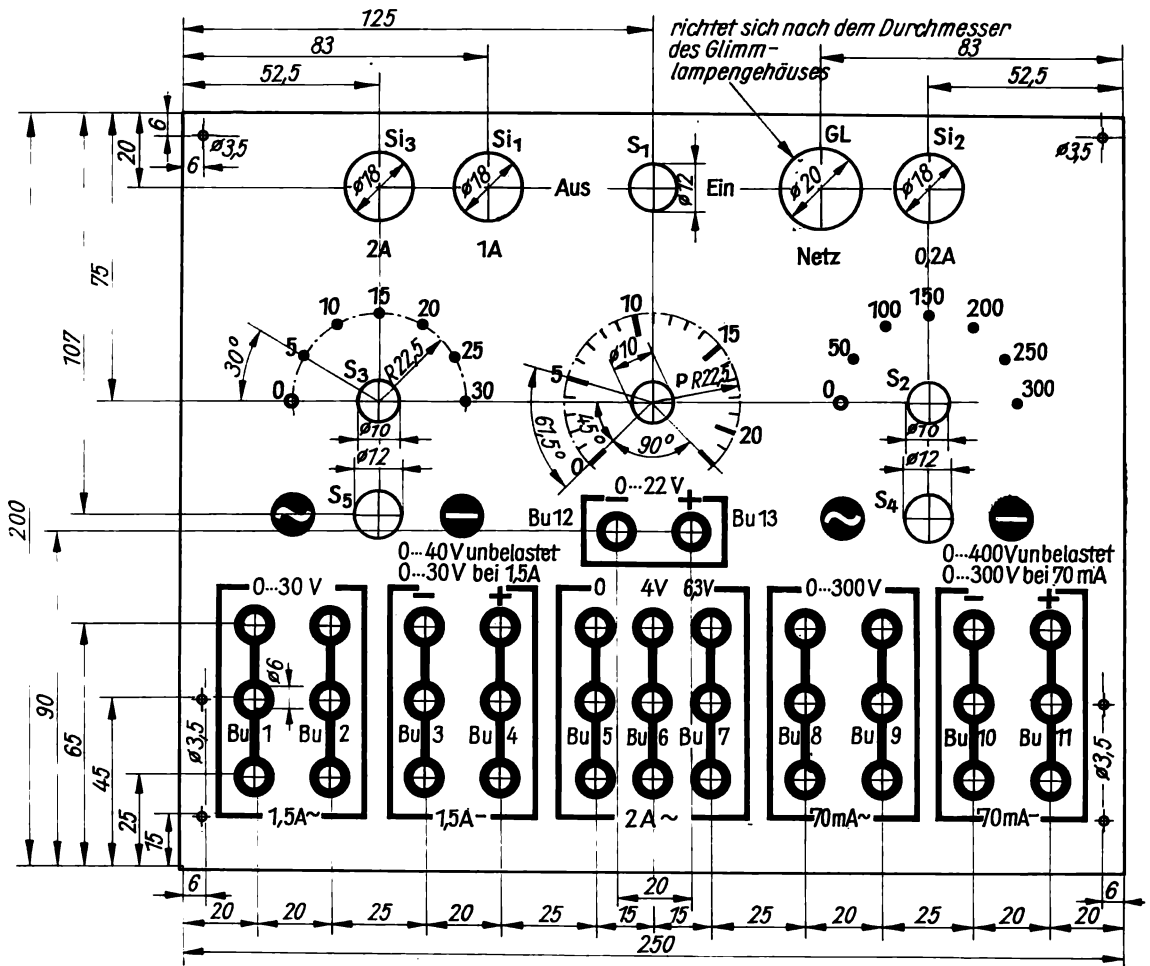
Beginnen wir mit dem Herstellen der Frontplatte. Sie ist das Gesicht unseres Stromversorgungsgerätes und muß ordentlich aussehen; deshalb fertigen wir auf fotografischem Wege ein Deckblatt an. Zunächst wird nach Bild 32 mit schwarzer Tusche das „Negativ“ in Originalgröße auf Transparentpapier gezeichnet. Dann setzen wir in einer entsprechend

Bild 30
Die Gleichrichter für
das Stromversorgungs-
gerät

Bild 31
Schaltbild des Strom-
versorgungsgerätes



großen Schale Papierentwickler an – beispielsweise ORWO-Papierentwickler N 103. In eine zweite, gleichgroße 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 240 mm × 300 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 250 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 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 Front-



platte zu befestigenden Bauelemente und setzen diese ein. Für Spannungen unter 42 V (Bu 1 bis 7, 12 und 13) dürfen wir einfache Telefonbuchsen verwenden, für höhere Spannungen kommen nur Telefonbuchsen mit isoliertem Kopf oder Apparateklemmen in Betracht (Bu 8 bis 11). Die Rückseite der Frontplatte verdrahten wir nach Bild 33 und verfolgen gleichzeitig die Leitungsführung im Schaltbild (siehe Bild 31). Die restlichen Bauelemente finden auf einer Montageplatte aus 3 mm dickem Pertinax Platz. Das Bohrschema entnehmen wir Bild 34. In die mit L₀ bezeichneten Bohrungen werden Lötösen genietet, bei L₁ und L₂ schrauben wir die Siebdrossel mit Schrauben und Muttern M3 an, in G findet der Selengleichrichter Platz. Die Bohrungen K₁ und K₂ dienen zum Anschrauben des Kühlbleches, auf dem die vier Dioden in Graetz-Schaltung sitzen. Die beiden Elektrolytkondensatoren des Mittelspannungsteiles setzen wir mit je einer Masse-Anschlußscheibe in C₁ und C₂ ein, der 2000- μ F-Kondensator kommt – ebenfalls mit einer Anschlußscheibe versehen – in eines der Löcher C₅. Im Mustergerät wurden zwei

Bild 32
Das Negativ für die Frontplatte des Stromversorgungsgerätes

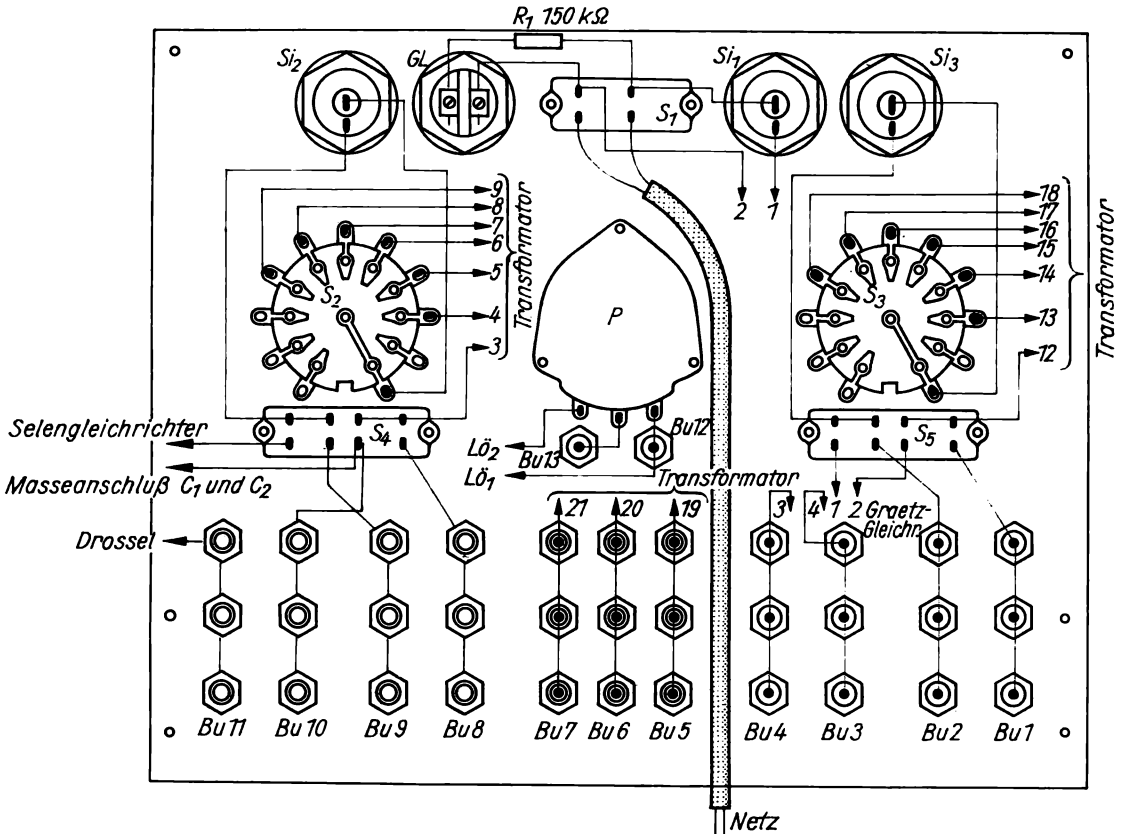


Bild 33
Verdrahtungsplan der
Frontplatte

Kondensatoren von je $1000 \mu\text{F}$ parallelgeschaltet. Deshalb sind auf der Montageplatte zwei Bohrungen C_5 vorgesehen. An $L\ddot{O}_1$ lötten wir die beiden kleinen Elkos von $100 \mu\text{F}$ mit dem Minuspol an, die Pluspole führen zu $L\ddot{O}_2$ beziehungsweise $L\ddot{O}_3$. Gleichzeitig lötten wir hier den Siebwiderstand von $3,3 \text{ k}\Omega$ mit fest. Die Germaniumdiode GY 102 liegt zwischen $L\ddot{O}_4$ und $L\ddot{O}_3$. Die „Gehäusenase“ muß dabei zu $L\ddot{O}_4$ zeigen. Während des Einlötens der Diode fassen wir die jeweilige Anschlußfahne dicht an der Lötstelle mit einer Flachzange. Wir verhindern damit ein übermäßiges Erwärmen oder gar Zerstören des sehr temperaturempfindlichen Halbleiters. Wir lötten deshalb auch so rasch wie möglich. Auf der Unterseite der Montageplatte lötten wir dann an die Pluspole der beiden Kondensatoren von $50 \mu\text{F}$ je einen Draht an. Durch die Bohrung D führen die zwei Drähte zur Drossel; ein dritter verbindet den positiven Pol des Lade-Elkos der Niederspannung mit dem Anschluß 3 des Graetz-Gleichrichters. Den Gehäuseanschluß des Lade-Elkos verbinden wir mit der Lötöse 4 (vgl. Bild 28). Abschließend lötten wir einen Draht zwischen dem Drosselanschluß nahe L_1 und der unteren Anschlußfahne des Selengleichrichters ein.

Nun müssen wir zunächst die Lötarbeiten unterbrechen und weitere Bauteile herstellen. Das Bohrschema der Grundplatte entnehmen wir Bild 35. Zwei Winkel nach Bild 36 aus 1 mm dickem Eisenblech ver-

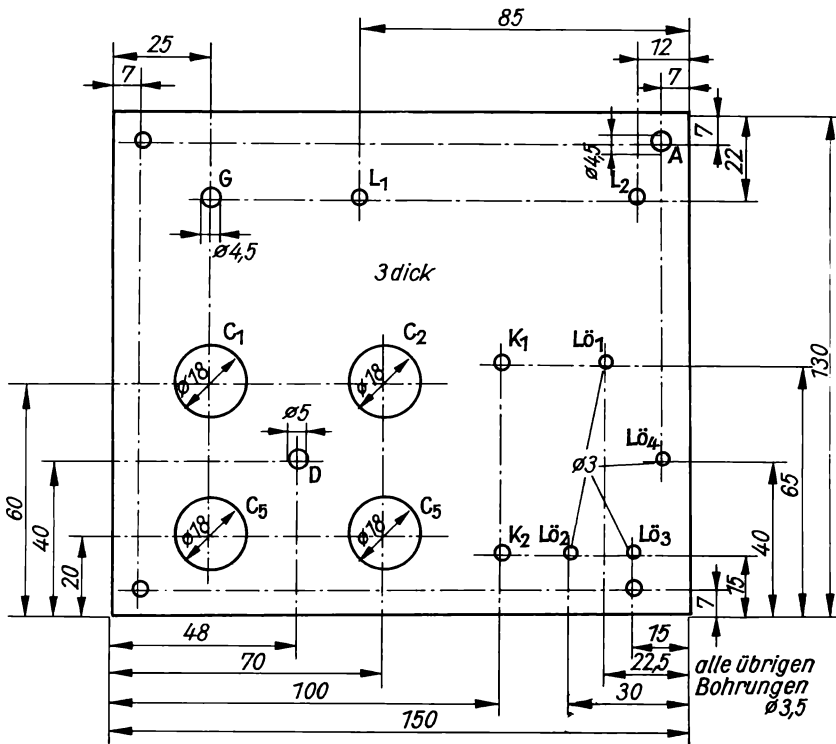


Bild 34
Die Montageplatte für
das Stromversorgungs-
gerät

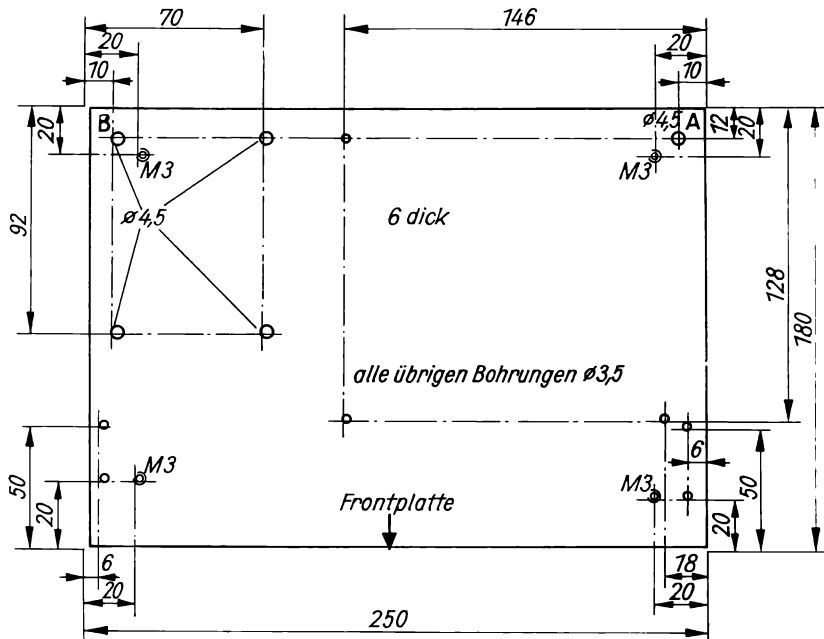


Bild 35
Die Grundplatte des
Stromversorgungs-
gerätes

Mutter M4 angelötet, Blech durchbohrt ($\varnothing 4,5$)

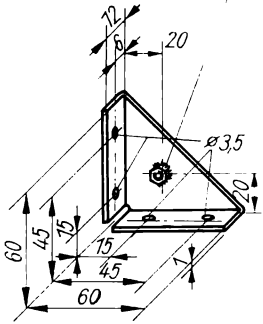


Bild 36

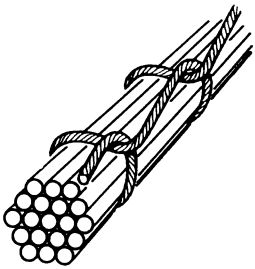
Die Winkel zum Verschrauben der Grundplatte mit der Frontplatte

binden die Grundplatte mit der Frontplatte. Die Dreieckseiten sollen mit den beiden Plattenrändern gleichmäßig abschließen. Dann fertigen wir zwei weitere Winkel nach Norm N 1 (S. 19). Die Maße in mm betragen $a = 30$; $b = 15$; $c = 20$; $d = 1$; $e = 10$; $f = 10$; $h = 5$; $i = 4,5$; $k = 4,5$. An der Bohrung i löten wir, nach der abgewinkelten Seite zeigend, eine Mutter M4 an. Den richtigen Abstand von etwa 15 mm zwischen Grundplatte und Montageplatte stellen vier Klötzchen aus Hartholz, Pertinax oder Metall her. Drei von ihnen erhalten eine Bohrung von 3,5 mm Durchmesser, eines durchbohren wir mit 4,5 mm.

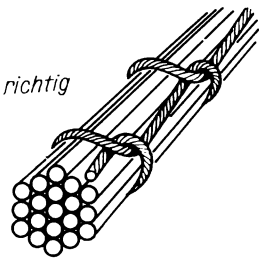
Die Endmontage verläuft folgendermaßen: Wir setzen eine etwa 20 mm lange Schraube M4 in Loch A der Grundplatte ein, schieben einen Winkel so über den Gewindenschaft, daß der freie Schenkel in einer Ebene mit der Dreieckfläche des Frontplattenwinkels liegt, stecken das Abstandsklötzchen mit der großen Bohrung und dann die Montageplatte mit Loch A auf. Eine Mutter M4 hält das Ganze zusammen. Für die übrigen drei Ecken der Montageplatte nehmen wir 20 mm lange Schrauben M3. In den verbleibenden vier Bohrungen wird der Transformator mit Schrauben und Muttern M4 befestigt; bei B gleichzeitig damit der zweite Winkel. Die Gewindebohrungen M3 dienen zum Anschrauben der Gummifüße.

Nun können wir weiter verdrahten. Zunächst verbinden wir die Trafoausgänge 12 bis 18 mit den Umschaltern S_5 und S_3 . Bild 32 zeigt uns, wie wir anschließen müssen. Jeder Draht wird exakt gebogen und einzeln eingelötet. Wir ordnen die Drähte so an, daß wir sie später in einem Kabelbaum zusammenlegen können. Dann schließen wir die Primärwicklung des Transformators an (1 und 2). Die Ausgänge 3 bis 9 verbinden wir analog dem Niederspannungsteil mit den Umschaltern S_2 und S_3 . An die Buchsenpaare Bu5, Bu6 und Bu7 legen wir in der richtigen Reihenfolge die Heizspannungen von 4 und 6,3 V (Trafoausgänge 19, 20 und 21). Als nächstes sind die restlichen Buchsen anzuschließen: Bu3 an Lötöse 4 und Bu4 an Lötöse 3 des Graetz-Gleichrichters (vgl. Bild 28), Bu10 an den Masseanschluß der beiden Elkos von 50 μ F, Bu11 an den Drosselanschluß nahe der Montageplattenbohrung L_2 (Bild 33). Die noch freie Lötöse des Umschalters S_4 verbinden wir mit der oberen Anschlußfahne des Selengleichrichters, die beiden von S_5 mit den Lötösen 1 und 2 des Graetz-Gleichrichters. Zum Schluß ist noch die Teilschaltung für 0...20 V Gleichspannung zu verdrahten: Trafoausgang 10 an Lötöse L_4 auf der Montageplatte, Ausgang 11 an L_1 und von da gleich weiter an Buchse Bu12. Der letzte Draht verbindet L_2 mit der noch freien Anschlußfahne des Potentiometers. Das Anlöten eines etwa 2 m langen zweiadrigen Netzkabels mit Netzstecker an die beiden Ösen des Hauptschalters S_1 schließt den elektrischen Aufbau unseres Stromversorgungsgerätes ab.

Das Netzkabel klemmen wir mit einer passenden Schelle fest, die mit der Grundplatte verschraubt wird. Bevor wir die Spannungen an den Ausgangsbuchsen prüfen, vergessen wir nicht, die drei Sicherungen einzusetzen. Im Bild 31 sind die am Mustergerät gemessenen Spannungen eingetragen. Ist alles in Ordnung, binden wir die Kabelbäume. Wie man das richtig macht, entnehmen wir Bild 37.



falsch



richtig

Bild 37

So wird ein Kabelbaum abgebunden

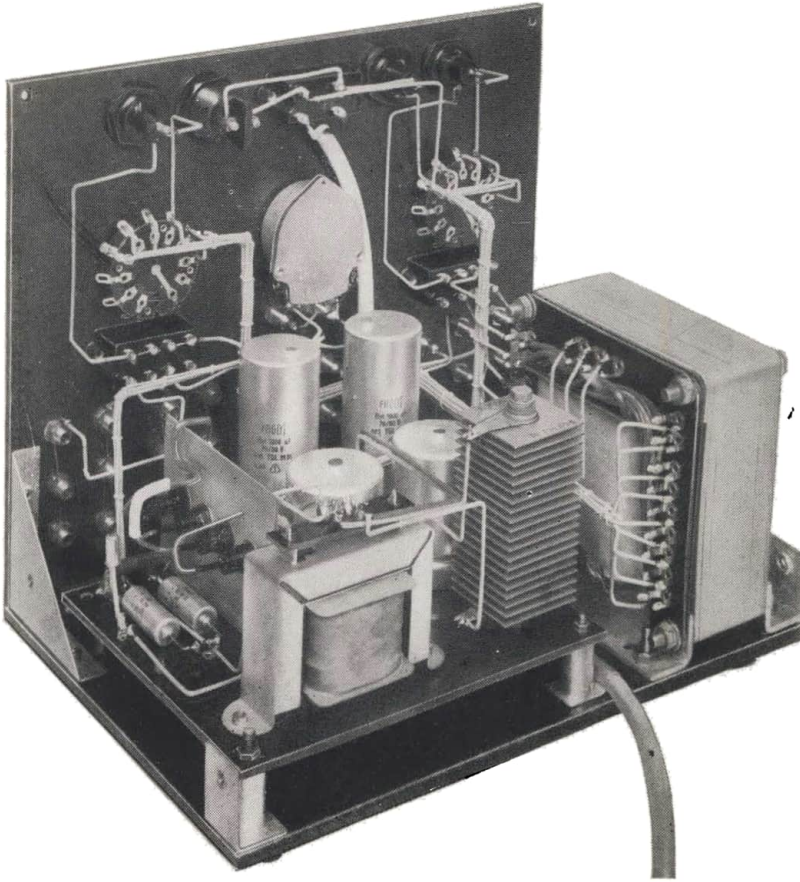


Bild 38
Blick in das Innere des
Stromversorgungs-
gerätes

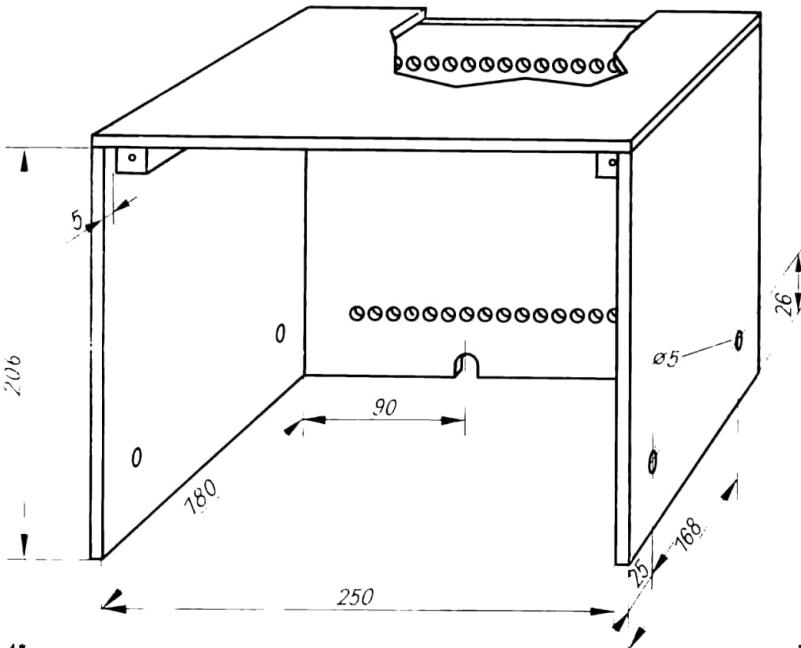


Bild 39
Die Abmessungen des
Gehäuses für das
Stromversorgungs-
gerät

Bild 40
 Unser Strom-
 versorgungsgerät

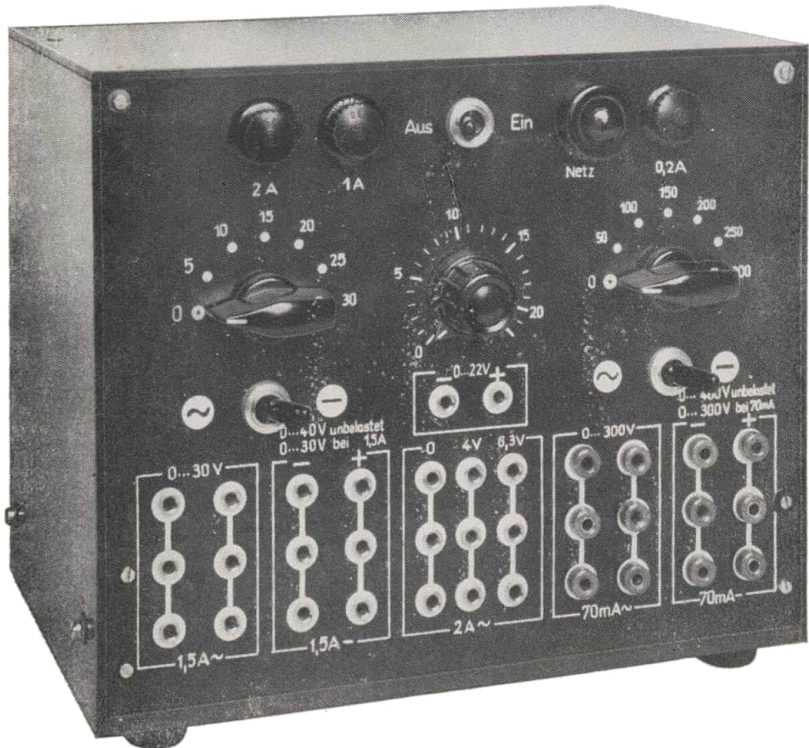


Bild 38 zeigt uns den Aufbau des Stromversorgungsgerätes. Damit dies alles nicht übermäßig verstaubt oder wir gar unbeabsichtigt in die Verdrahtung greifen, bauen wir noch ein Gehäuse. Die Abmessungen sind aus Bild 39 ersichtlich. Die Rückseite versehen wir mit zwei Reihen Bohrungen, damit eine gute Belüftung gesichert ist. Das nunmehr betriebsbereite Stromversorgungsgerät können wir im Bild 40 betrachten. Wenn wir anschließend Versuche damit durchführen, wollen wir noch folgende Hinweise beachten: Die Siebkondensatoren an den Gleichspannungsgängen von 5 bis 30 V und von 50 bis 300 V können die Spannungen sehr lange speichern. Am Niederspannungsausgang ist das für uns zwar ungefährlich, eine für 2 V Betriebsspannung vorgesehene Schaltung kann jedoch sehr leicht Schaden nehmen, wenn der Kondensator noch auf eine Spannung von 25 V geladen ist. Deshalb gewöhnen wir uns daran, zwei Buchsen des 30-V-Gleichspannungsausgangs vor Anschluß einer neuen Teilschaltung über einen Widerstand von 200 Ω zu verbinden; die gespeicherte Ladung kann dann abfließen, und die Spannung bricht zusammen. Der Entladungsvorgang dauert etwa 5 Sekunden. Entladen wir den Kondensator nicht, so hat er nach Abschaltung des Stromversorgungsgerätes nach einer Minute noch eine Spannung von etwa 35 V, nach zehn Minuten ist sie erst auf etwa 25 V gesunken.

Weitaus gefährlicher – und zwar jetzt auch für den Menschen – sind die Ladungen, die in den beiden Kondensatoren des 300-V-Gleichspannungs-

teiles gespeichert sind. Am Mustergerät wurde, nachdem der Netzschalter bereits eine Minute geöffnet war, noch eine Spannung von 250 V gemessen. Selbst nach zehn Minuten betrug sie noch 100 V. Hier ist nicht nur die anzuschließende Schaltung in Gefahr, sondern – und das wollen wir uns ganz besonders gut einprägen – auch der Experimentator! *Spannungen über 42 V sind für den menschlichen Organismus lebensgefährlich.* Zum Entladen der Kondensatoren fertigen wir eine kleine Vorrichtung an. In ein 5 mm dickes Pertinaxbrettchen, etwa 40 mm hoch und 60 mm breit, setzen wir im Abstand von 20 mm zwei Bananenstecker ein und löten auf der Steckerseite einen Schichtwiderstand 50 k Ω /1 W dazwischen. Auf die den Steckern abgewandte Seite schrauben wir mit vier kurzen Senkschrauben M3 eine zweite, gleichgroße Pertinaxplatte. Die Steckerplatte erhält dazu in den vier Ecken je eine Gewindebohrung M3. Auf der Steckerseite feilen wir die überstehenden Gewindeenden der Schrauben bis auf die Platte ab. Ein auf die zweite Platte geklebtcs Stück Zeichenkarton erhält die Aufschrift:

<p style="text-align: center;">Achtung! Entladezeit länger als 1 Minute</p>
--

Wir machen es uns zur Gewohnheit, diese Entladevorrichtung nach jedem Abschalten des Stromversorgungsgerätes in zwei benachbarte Buchsen des 300-V-Gleichspannungsausgangs einzustecken. Sie wird erst dann entfernt, wenn eine neue Versuchsschaltung aufgebaut und nochmals genau überprüft wurde. Ebenso achten wir aber auch darauf, daß die Vorrichtung nur dann eingesetzt werden und eingesetzt sein darf, wenn das Stromversorgungsgerät vom Netz getrennt ist.

Aber nicht nur Gleichspannungen, auch Wechselfspannungen über 42 V sind lebensgefährlich.¹ Zu unserem Vorteil können sie jedoch nach Abschalten der Spannungsquelle nicht länger in einem Bauelement gespeichert werden. Für alle Versuche mit Spannungen oberhalb 42 V merken wir uns folgendes:

Vor Anlegen der Spannungsquelle Versuchsaufbau gründlich auf Schaltungsfehler untersuchen!

Überzeugen, daß in der Spannungsquelle keine Ladung gespeichert ist!

Während der Versuchsdurchführung keine blanken Stellen innerhalb der Leitungsführung berühren!

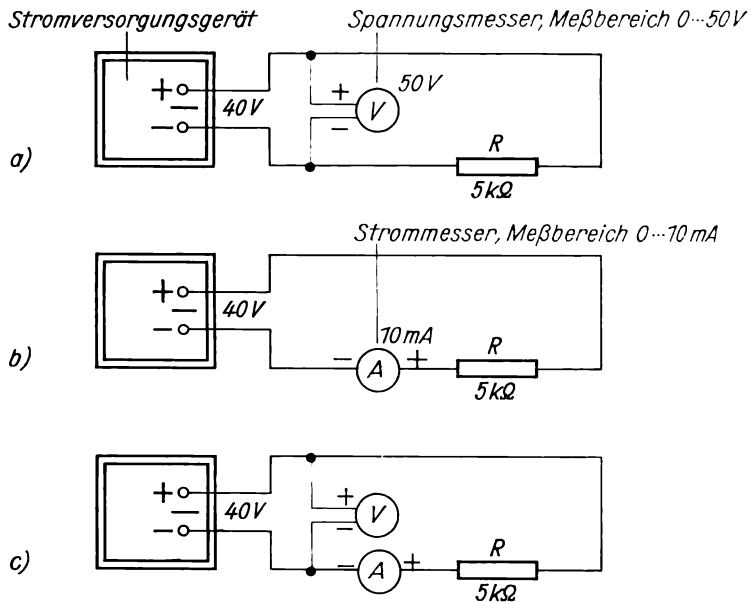
Niemals eine Schaltung unter Spannung ändern! Auch bei kleinen Schaltungsänderungen erst alles abschalten und Versuchsaufbau von der Spannungsquelle trennen!

¹ Zur Information über die Bestimmungen für das Errichten von Starkstromanlagen sei verwiesen auf VDE 0100, VDE 0100 Z und VDE 0101 Ü, besonders VDE 0100, III, A: Schutzmaßnahmen.

4. Wir messen allerlei Widerstände

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 bekannten Widerstand bei einer bestimmten Spannung fließenden Strom. Als Meßgerät verwenden wir beispielsweise den Multiprüfer II, einen anderen Vielfach-Messer oder ein selbstgebautes Meßinstrument¹. Die erforderliche Gleichspannung entnehmen wir dem Niederspannungsausgang unseres Stromversorgungsgerätes. Zunächst messen wir nach Bild 41 a bei angeschlossenem Widerstand die Spannung, dann nach Bild 41 b den fließenden Strom. Mit zwei Meßgeräten können wir auch

Bild 41
So werden Widerstandswerte durch Strom- und Spannungsmessung ermittelt: a) Messen der anliegenden Spannung, b) Messen des hindurchfließenden Stromes, c) Gleichzeitiges Messen von Strom und Spannung



¹ In Backe u. König „Elektrotechnik selbst erlebt“ ist der Bau eines Drehspulgerätes mit den Meßbereichen 20 mA, 0,2 A, 2 A, 2 V, 20 V, 200 V und eines Dreheisenengerätes mit den Meßbereichen 0,2 A, 2 A, 20/40 V und 100/200 V beschrieben. Das Drehspulgerät ist im Bild 61 zu sehen.

Strom und Spannung gleichzeitig messen (vgl. Bild 41 c). Hat unser Schichtwiderstand eine Größe von $5 \text{ k}\Omega$, zeigen die Meßgeräte folgende Werte an: $U = 43 \text{ V}$; $I = 8,4 \text{ mA}$. Durch Division erhalten wir

$$R = \frac{U}{I} = \frac{43 \text{ V}}{8,4 \text{ mA}} = 5,1 \text{ k}\Omega.$$

Der gemessene Wert stimmt recht gut mit dem aufgedruckten überein. Mit diesem Verfahren erhalten wir jedoch keine vollkommen 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 $U_{\sim} = 31,5 \text{ V}$ fließt ein Strom von $I_{\sim} = 6,2 \text{ mA}$. Der *Wechselstromwiderstand* beträgt demnach

$$R_{\sim} = \frac{U_{\sim}}{I_{\sim}} = \frac{31,5 \text{ V}}{6,2 \text{ mA}} = 5,1 \text{ k}\Omega.$$

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

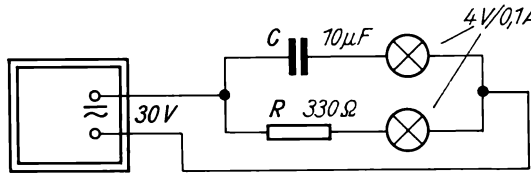


Bild 42
Kondensator und
Ohmscher Widerstand
an Gleich- und
Wechselspannung

Ein Ohmscher Widerstand von 330Ω und ein Becher-Kondensator von $10 \mu\text{F}$ sind im Bild 42 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 30 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. Betreiben wir nun unseren Versuch mit einer Wechselspannung von 30 V . Jetzt brennen zu unserer Überraschung beide Lämpchen etwa gleichhell. 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 Sym-

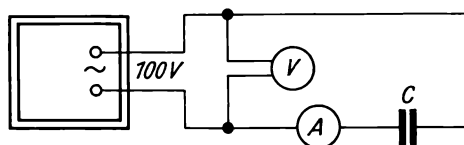


Bild 43
Wir ermitteln den
kapazitiven Wider-
stand

bol R_C verleihen. Untersuchen wir ihn etwas genauer! An verschiedenen Kondensatoren wollen wir nach Bild 43 Strom und Spannung messen und daraus den kapazitiven Widerstand berechnen. Für die Kapazitäten $C_1 = 0,1 \mu\text{F}$, $C_2 = 1 \mu\text{F}$ und $C_3 = 2 \mu\text{F}$ erhalten wir folgende Werte:

C in μF	U_{\sim} in V	I_{\sim} in mA
0,1	100	3,1
1	100	31
2	100	62

Wir erkennen, daß bei gleicher Wechselspannung mit größer werdender Kapazität der Wechselstrom größer wird. Demnach muß der kapazitive Widerstand kleiner geworden sein. Für die betrachteten Kapazitäten erhalten wir folgende Widerstände:

$$R_{C1} = \frac{U_{\sim 1}}{I_{\sim 1}} = \frac{100 \text{ V}}{3,1 \text{ mA}} = 32,2 \text{ k}\Omega; \quad R_{C2} = \frac{100 \text{ V}}{32 \text{ mA}} = 3,22 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{C3} = 1,61 \text{ k}\Omega.$$

Neben der Kapazität ist der kapazitive Widerstand auch noch von der Frequenz des Wechselstromes abhängig:

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

Zum Nachweis der Richtigkeit dieser Beziehung wollen wir R_C für den im vorigen Versuch 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

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

Schauen wir uns die Verhältnisse an einer Spule ebenfalls an! Zuvor müssen wir sie jedoch wickeln. Wir verwenden einen Kern EI 66. Die Maße des Spulenkörpers betragen in mm nach unserer Norm N2: $a_1 = 48$, $a_2 = 25$, $a_3 = 22$, $a_4 = 13$, $b_1 = 42$, $b_2 = 24$, $b_3 = 22$, $c = 32$, $d = 1$. 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. Wir bauen die Spule in der Art unserer Siebdrossel zusammen, allerdings ohne Luftspalt.

Und nun zu den Versuchen! Nach Bild 44a 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.

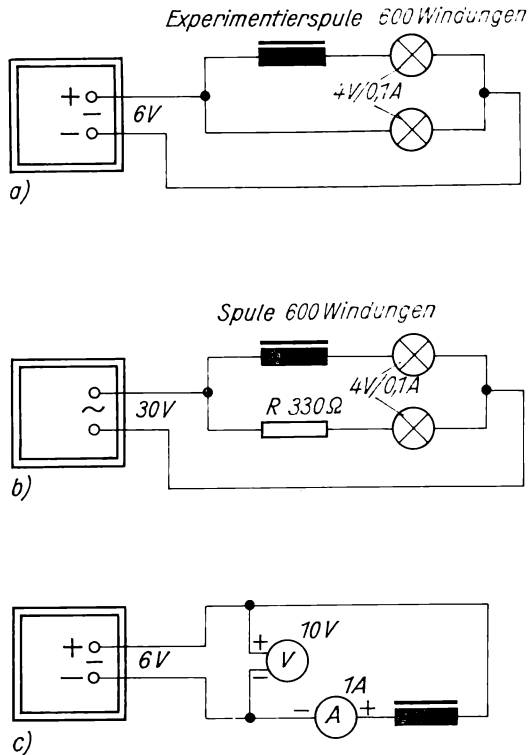


Bild 44
 Versuche mit unserer Experimentierspule:
 a) Die Spule im Gleichstromkreis,
 b) Spule und Ohmscher Widerstand an Wechselspannung,
 c) wir ermitteln die „Widerstände“ unserer Spule

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 gleichhell. Ersetzen wir nun die Gleichspannung durch eine Wechselspannung von 5 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.

Nun bauen wir nach Bild 44 b) in den zweiten Lampenkreis einen Ohmschen Widerstand von 330Ω ein und erhöhen die Wechselspannung auf 30 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 44 c)! Bei einer Spannung von 6 V fließt

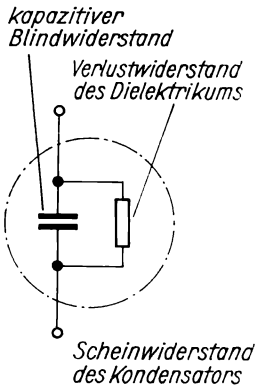
ein Strom von 0,64 A. Das ergibt einen Widerstand von $R = \frac{U}{I} = \frac{6 \text{ V}}{0,64 \text{ A}}$

= 9,4 Ω . Das ist einfach der Widerstand des Spulendrahtes. Den induktiven Widerstand wollen wir in Abhängigkeit von den Windungszahlen feststellen. Wir verwenden einheitlich eine Wechselspannung von 15 V:

N	U_{\sim} in V	I_{\sim} in mA	R_L in Ω
150	15	720	20,8
300	15	175	85,5
600	15	44	341

Die 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

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

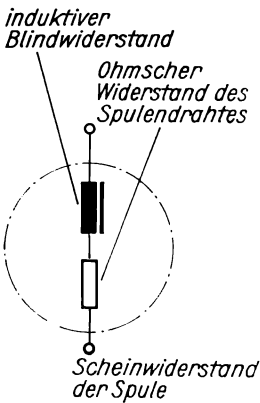


In den uns bisher begegneten Gleichungen der Induktivität – Induktivität der einlagigen Zylinderspule und Induktivität der Siebdrossel – ist die Induktivität dem Quadrat der Windungszahl direkt proportional; L wird viermal so groß, wenn wir N verdoppeln. Da der gleiche Zusammenhang auch zwischen R_L und N besteht, muß es zwischen R_L und L eine Beziehung der Form $R_L = x \cdot L$ geben. Wie in der entsprechenden Gleichung für den kapazitiven Widerstand hat auch hier der Faktor x den Wert $2\pi f$, so daß wir schreiben können

$$R_L = 2\pi f \cdot L$$

Unsere Spule mit 600 Windungen muß demnach eine Induktivität von

$$L = \frac{R_L}{2\pi f} = \frac{341 \Omega}{2\pi \cdot 50 \text{ s}^{-1}} = 1,08 \text{ H} \text{ haben.}$$



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 $\frac{U_{\sim}}{I_{\sim}}$ sowie dem induktiven bzw. kapazitiven Blindwiderstand

$$R_L = 2\pi f \cdot L \text{ bzw. } R_C = \frac{1}{2\pi f \cdot C}$$

Vollkommen „reine“ Blindwiderstände gibt es nicht; jede Spule hat zusätzlich einen Wirkwiderstand – bei unserer Spule ist er $9,4 \Omega$ groß – und kein Kondensator-Dielektrikum ist ein vollkommener Isolator. Deshalb müssen wir uns die Scheinwiderstände von Spule und Kondensator, wie aus Bild 45 ersichtlich, vorstellen. Für unsere weiteren Betrachtungen vernachlässigen wir das vorerst, müssen uns aber später wieder daran erinnern.

Bild 45
So müssen wir uns die Scheinwiderstände von Spule und Kondensator „zusammengesetzt“ vorstellen

Eigenartige 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 eines Schwingkreises kennenlernen. Zunächst bauen wir einen Versuch nach Bild 46 auf. Von

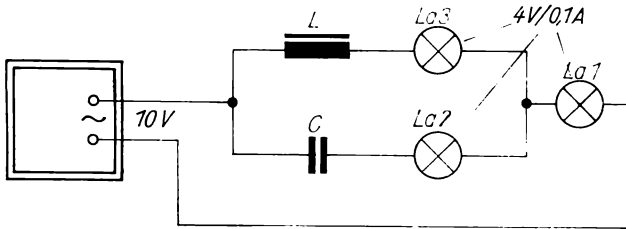


Bild 46
Spule und Kondensator
an Wechselspannung

unserer Experimentierspule L verwenden wir 150 Windungen, der Kondensator C hat eine Kapazität von $1 \mu\text{F}$. Bei einer Wechselspannung von 10 V brennen die Lämpchen La1 und La3 etwa gleichhell, 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 30 V . Jetzt leuchtet 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 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 – 341Ω , der kapazitive 318Ω . La2 und La3 brennen jetzt etwa gleichhell, La1 verlischt. Die Teilströme I_L und I_C sind größer als der Gesamtstrom. Eine exakte Strommessung soll diese Tatsache untermauern. An Stelle der Lämpchen bauen wir drei Strommesser in die Schaltung und notieren folgende Meßwerte:

$$I_C = 95 \text{ mA}, I_L = 95 \text{ mA}, I_{\text{gesamt}} = 20 \text{ mA}.$$

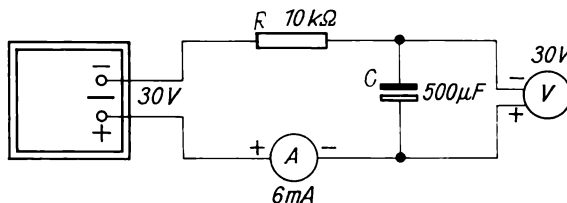


Bild 47
Wir laden einen
Kondensator auf

Warum ist bei der Parallelschaltung von Wechselstromwiderständen der Gesamtstrom kleiner als die Teilströme? Ein Versuch soll uns auch hier weiterhelfen. Wir schalten nach Bild 47 einen Kondensator der Kapazität $500 \mu\text{F}$ mit einem Widerstand von $10 \text{ k}\Omega$ in Reihe an eine Gleichspannung und nehmen zunächst die Kondensatorspannung in Abhängigkeit von der Zeit auf. Wir messen die Ladespannungen nach einer, zwei, drei, vier, fünf und zehn Sekunden. Vor jeder neuen Messung entladen wir bei abgeschaltetem Stromversorgungsgerät den Kondensator über einen Widerstand von etwa $1 \text{ k}\Omega$. Die zu den angegebenen Zeiten ermittelten Spannungswerte übertragen wir in ein Diagramm nach Bild 48, verbinden die eingezeichneten Punkte und erhalten die Spannungscurve einer Kondensatoraufladung.

Anschließend messen wir in der gleichen Art den Ladestrom. Der Zeiger des Strommessers steigt rasch an und geht dann langsam wieder zurück. Wir übertragen auch diese Punkte in das Diagramm und erhalten einen Abschnitt der Stromkurve für die Ladung eines Kondensators. Zu Beginn der Ladung fließt ein maximaler Ladestrom, den das Meßgerät auf Grund seiner Trägheit aber nicht anzeigen kann. Wir halten fest, daß bei einem Einschaltvorgang die Spannung am Kondensator den Wert Null hat, der Strom dagegen ein Maximum und daß nach einer gewissen Zeit die Spannung ihr Maximum erreicht, während der Strom auf Null sinkt.

Da wir eine Wechselspannung – allerdings sehr vereinfacht – als sich ständig wiederholende Schaltvorgänge auffassen dürfen, muß diese Strom-Spannungs-Beziehung auch hier gelten. Wir erhalten einen Kurvenverlauf, wie er im Bild 49a dargestellt ist. Der Strom erreicht eine Viertelperiode vor der Spannung sein Maximum, er eilt der Spannung um $\frac{T}{4}$

Bild 48
Strom- und
Spannungsverlauf
während der Aufladung
eines Kondensators

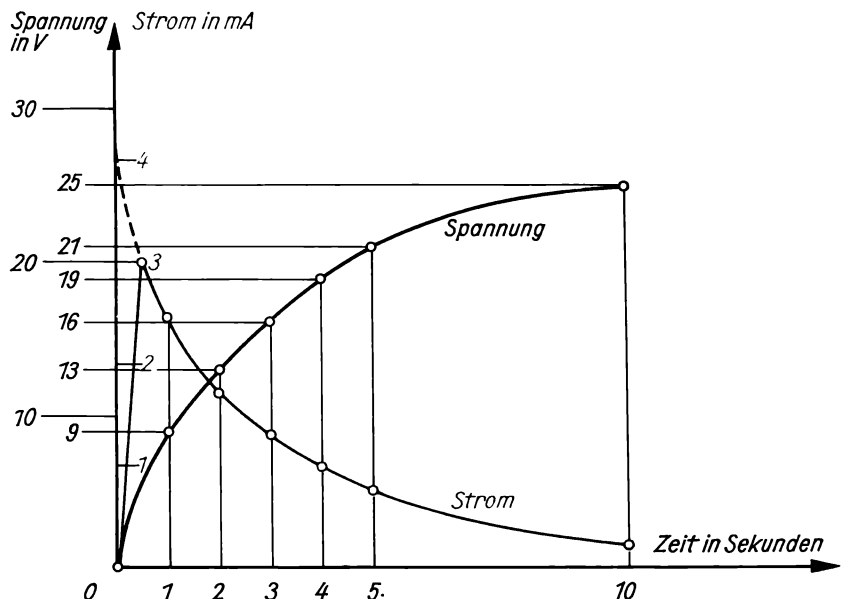
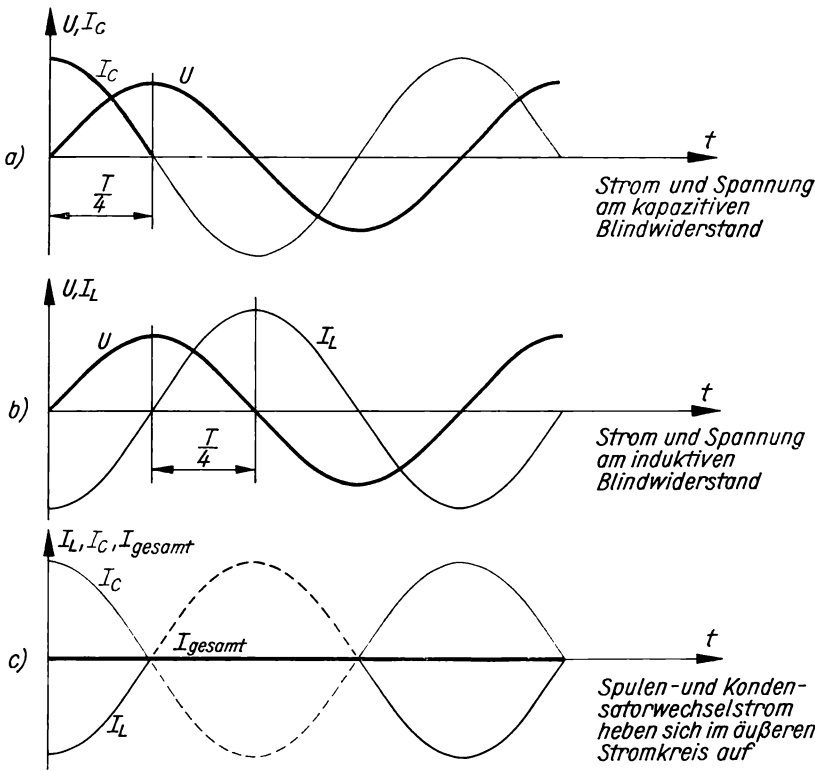


Bild 49
Zur Phasenbeziehung
zwischen Strom und
Spannung



voraus. Diese Erscheinung bezeichnen wir als *Phasenverschiebung* zwischen Strom und Spannung. Wie am kapazitiven Blindwiderstand tritt auch am induktiven eine Phasenverschiebung auf. Hier eilt jedoch die Spannung dem Strom um $\frac{T}{4}$ voraus (vgl. Bild 49 b). 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 (siehe Bild 49 c) werden. In unserer Parallelschaltung beträgt er aber noch 20 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 50). 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.

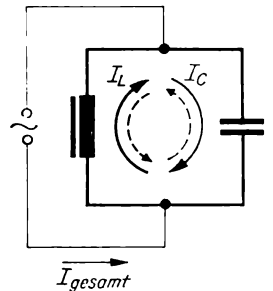


Bild 50
 I_L gleich I_C gleich
Schwingkreisstrom

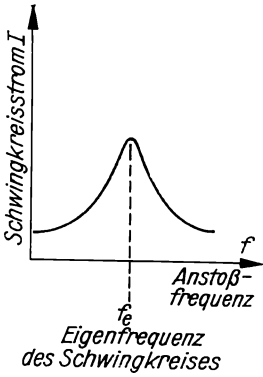


Bild 51
Resonanzkurve eines
Schwingkreises

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

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

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

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

Die Eigenfrequenz stimmt also ziemlich genau 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 51 ist die Resonanzkurve eines Schwingkreises aufgezeichnet.

Auf dieser Grundlage arbeitet auch der Schwingkreis unseres Diodenempfängers nach Bild 16. Hier fließt im „äußeren Stromkreis“ Antenne-Erde nicht nur ein einziger Wechselstrom, sondern 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 Schwenkkondensators sowohl vergrößern als auch verkleinern können, sind wir in der Lage, die Eigenfrequenz unseres Diodenempfängers mit jedem Mittelwellensender in Resonanz zu bringen, das heißt, auf diesen *abzustimmen*.

Die Frequenzen der Rundfunksender liegen beträchtlich höher als die Netzfrequenz von 50 Hz. Angenommen, unser Schwenkkondensator habe gerade eine Kapazität von 200 pF. Da die Spule auf dem Ferritstab eine Induktivität von 0,204 mH hat, könnten wir einen Sender der Frequenz

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{0,204 \cdot 10^{-3} \text{ H} \cdot 200 \cdot 10^{-12} \text{ F}}} = \frac{10^7}{2\pi \sqrt{4,08}} \text{ s}^{-1} = 788 \cdot 10^3 \text{ Hz}$$

= 788 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.

Zum Schluß unseres kleinen Ausfluges in das Gebiet der Wechselstromwiderstände wollen wir noch einen Sonderfall der Reihenschaltung untersuchen. Wir bauen einen Versuch nach Bild 52 auf. Uns interessiert hier der Zusammenhang zwischen der anliegenden Spannung und den Spannungsabfällen. Die Kapazität des Kondensators beträgt 2 μF, sein kapazitiver Widerstand für 50 Hz demnach 1,61 kΩ. Etwa ebensgroß soll der Wert des Ohmschen Widerstandes sein. Wir schalten zu diesem

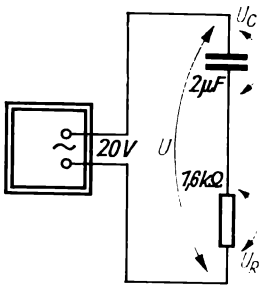


Bild 52
Widerstand und
Kondensator an
Wechselspannung

Zweck zwei Schichtwiderstände von je $3,3\text{ k}\Omega$ parallel. Zunächst messen wir die anliegende Wechselspannung und lesen beispielsweise 20 V ab. Dann messen wir die Spannung über dem Widerstand, anschließend die über dem Kondensator. In beiden Fällen zeigt der Spannungsmesser 14 V an und nicht 10 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 deshalb Bild 53. 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

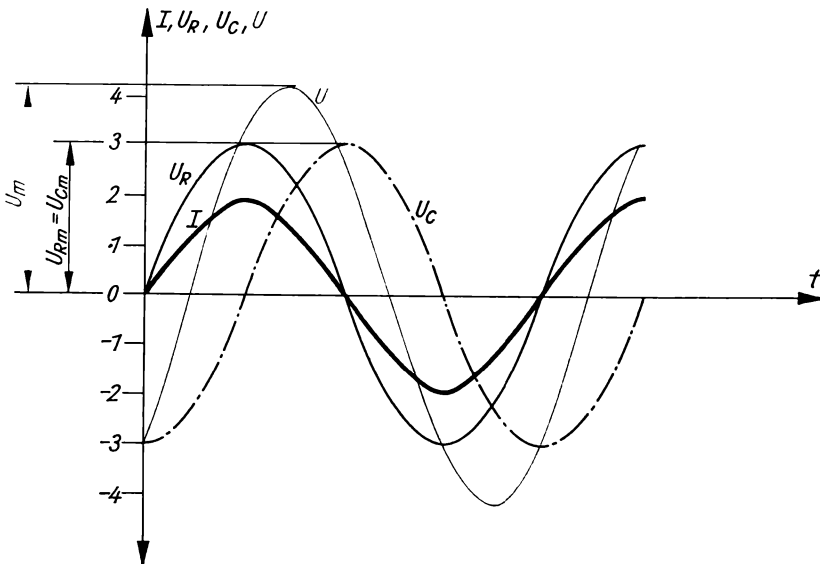


Bild 53
Teilspannungen und Gesamtspannung für die Reihenschaltung eines Wirkwiderstandes mit einem gleichgroßen Blindwiderstand

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. $\frac{U_m}{U_{Rm}} = \frac{4,2}{3} = 1,4$ stimmt recht gut mit dem Verhältnis der Meßwerte $\frac{20\text{ V}}{14\text{ V}} = 1,43$ überein. Der genaue Wert dieses Verhältnisses beträgt $\sqrt{2}$.

Wir halten fest: Ist ein Wirkwiderstand mit einem gleichgroßen Blindwiderstand in Reihe an eine Wechselspannung geschaltet, fällt über jeden von beiden das $\frac{1}{\sqrt{2}}$ -fache, d.h. etwa das 0,7fache der Gesamtspannung ab. Im nächsten Kapitel werden wir auf diese Gesetzmäßigkeit zurückgreifen.

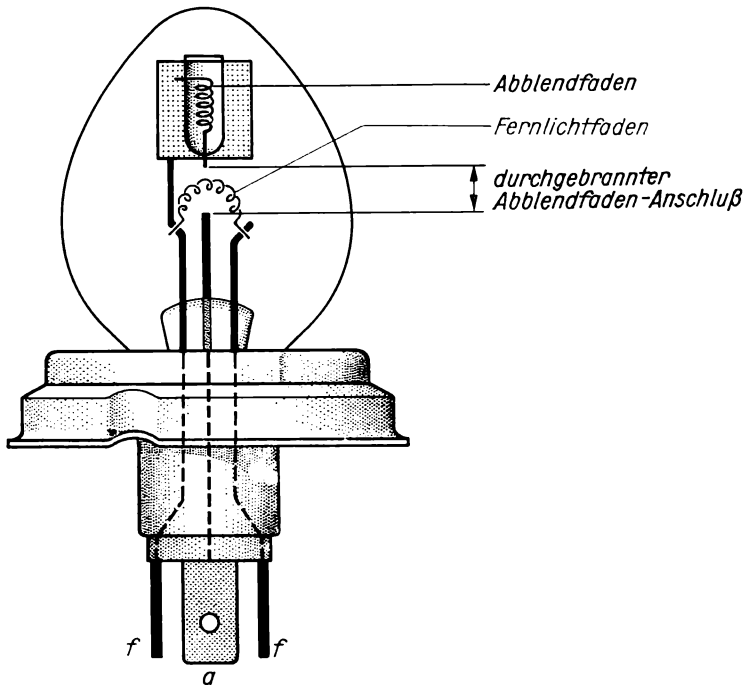
5. Versuche mit Elektronenröhren

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 heutige breite Anwendung der Nachrichtentechnik. Wir wollen nun eine Reihe von Versuchen durchführen, die uns mit dem Wesen und den Eigenschaften der Elektronenröhre vertraut machen sollen.

Eine defekte Biluxlampe als elektrisches Ventil

Wir beschaffen uns für unsere ersten Versuche eine defekte Biluxlampe, deren Ablendfaden durchgebrannt ist (vgl. Bild 54). Biluxlampen haben zwei getrennte Wendeln für Fernlicht und Ablendlicht und werden in

Bild 54
Eine defekte Bilux-
lampe dient uns als
Elektronenröhre



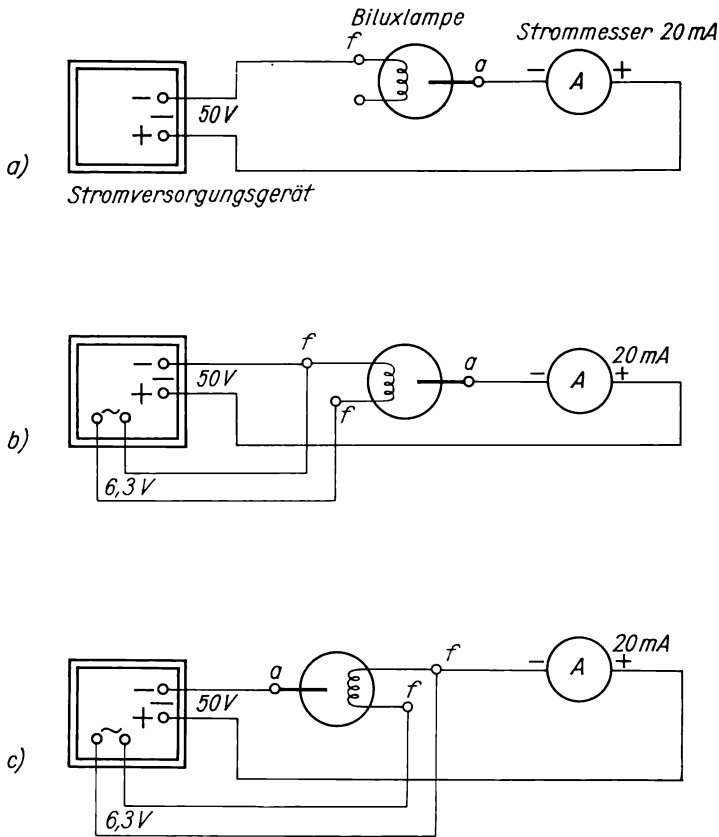


Bild 55
 Versuche mit der Biluxlampen-Röhre:
 a) Der Stromkreis ist innerhalb der Lampe unterbrochen; es fließt kein Strom. b) Sobald der Fernlichtfaden aufglüht, zeigt das Meßgerät einen Stromfluß an. c) Liegt der positive Pol an der glühenden Elektrode, fließt kein Strom

Kraftfahrzeugen verwendet. Diese Lampe legen wir nach Bild 55a in Reihe mit einem Strommesser 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 von 6,3 V. Obwohl nach wie vor der Stromkreis innerhalb der Lampe unterbrochen ist, zeigt unser Strommesser einen Strom von 0,015 A, also 15 mA an. Wie ist das möglich?

Bisher haben wir uns über das Wesen des elektrischen Stromes wenig Gedanken gemacht; diese Unterlassungssünde müssen wir jetzt schnellstens nachholen. Schauen wir uns deshalb in Gedanken den Fernlichtfaden etwas genauer an! Er besteht aus einem zu einer Wendel gewickelten Metalldraht. Die kleinsten Bausteine eines Metalls sind die Atome. Versuchen wir, uns eine gedankliche Vorstellung von diesen unsichtbaren Teilchen zu verschaffen. Als Modell soll uns die Sonne mit ihren Planeten dienen. So etwa, wie sich diese um den Fixstern bewegen, kreisen im Atom *Elektronen* um den *Atomkern*. Die Masse eines Elektrons ist im Verhältnis zur Masse des Kerns vernachlässigbar klein. Im Atomverband eines Metalls sind nicht alle Elektronen an bestimmte Atome gebunden. Diese nicht fest gebundenen Elektronen sind leicht beweglich und werden

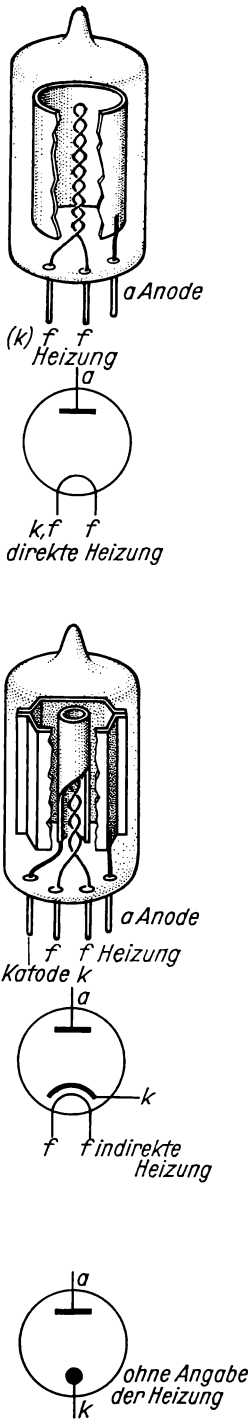


Bild 56
 Aufbau und Schalt-
 zeichen von Dioden

als *Leitungselektronen* bezeichnet. Bei den meisten Metallen liefert etwa jedes Atom ein Leitungselektron. Führen wir einem Metall Energie zum Beispiel in Form von Wärme zu, vermögen die Leitungselektronen die Metalloberfläche zu verlassen. Man bezeichnet diesen Vorgang als *Elektronenemission*.

Im letzten Versuch zeigte das Meßgerät einen Stromfluß an. Die aus dem glühenden Fernlichtfaden *f* ausgetretenen Elektronen müssen sich zum Abblendfaden-Anschluß *a* bewegt haben. Da dieser am positiven Pol der Spannungsquelle liegt, dürfen wir den Schluß ziehen, daß die Elektronen negativ geladen sind. Zum Überprüfen dieser Annahme vertauschen wir im nächsten Versuch die Anschlüsse an der Lampe (vgl. Bild 55 c). Jetzt bewegt sich der Zeiger unseres Meßgerätes nicht. Es fließt kein Strom. Die Elektronen werden von der negativen Elektrode *a* nicht angezogen. Unsere Vermutung ist damit bestätigt: Elektronen sind negative Ladungsträger. Sie können sich sowohl in metallischen Leitern als auch im luftleeren Raum unter dem Einfluß einer äußeren Spannung bewegen.

Kehren wir noch einmal kurz zu unserem Atommodell zurück! Wir wissen, daß Metalle weder positiv noch negativ geladen sind. Wenn jedoch bestimmte Teile, die Elektronen, negative Ladungen tragen, dann müssen im Atom auch ebensoviele positive Ladungsträger vorhanden sein. Sie werden als *Protonen* bezeichnet und haben ihren Platz im Atomkern.

Bisher nahmen wir an, der Strom fließe in einem Stromkreis vom Pluspol zum Minuspol. Aus unseren Versuchen und den angestellten Überlegungen zum Aufbau eines Atoms müssen wir jedoch den Schluß ziehen, daß sich die Träger der Elektrizität, die Leitungselektronen, nur vom negativen zum positiven Pol in der Schaltung außerhalb der Spannungsquelle bewegen können. Mit diesem Widerspruch müssen wir uns etwas genauer auseinandersetzen.

Als man in den Entstehungsjahren der Elektrotechnik die Stromrichtung festlegte, wußte man noch nichts von den strömenden Elektronen. Man einigte sich darauf, der Strom fließe vom Pluspol zum Minuspol. Als später das Wesen der Elektrizität genauer erforscht und das Elektron entdeckt wurde, mußte man sich korrigieren. Der Widerspruch zwischen der *Strömungsrichtung der Elektronen* und der früher festgelegten „*technischen*“ *Stromrichtung* führte und führt immer wieder zu Mißverständnissen. Geht es darum, die Vorgänge in Bauelementen wie Elektronenröhre oder Diode und Transistor zu erklären, müssen die Elektronen und damit ihre Strömungsrichtung berücksichtigt werden. Viele Regeln der Elektrotechnik, wie die „*Rechte-Hand-Regel*“ oder die „*Drei-Finger-Regel*“, beziehen sich dagegen auf die „*technische*“ *Stromrichtung*. Damit im vorliegenden Buch solche Mißverständnisse weitestgehend ausgeschlossen werden, müssen wir eine Festlegung treffen. In ihr muß der genannte Widerspruch beseitigt sein. Eine exakte und mit der Praxis übereinstimmende *Definition* fällt uns nicht schwer:

Der elektrische Strom fließt in einem an eine Spannungsquelle angeschlossenen Stromkreis vom Minuspol zum Pluspol.

Stromfluß und Elektronenfluß stimmen damit überein; eine Unterscheidung zwischen beiden ist nicht mehr erforderlich. Wenn künftig allgemein von Strom gesprochen wird, so erinnern wir uns dieser Definition; unser Strom fließt vom negativen zum positiven Pol.

Mit unseren ersten Versuchen sind wir sowohl dem Wesen der Elektrizität auf die Spur gekommen als auch dem Wesen der Elektronenröhre. Sie besteht im einfachsten Fall aus einem luftleer gepumpten Glas- oder Metallkolben, in dem ein Heizfaden *ff* und eine metallische Elektrode eingeschmolzen sind. Diese wollen wir künftig *Anode* nennen. Sie umgibt bei technischen Röhren zylinder- oder kastenförmig den senkrecht angeordneten Heizfaden. Den Röhrentyp, den unsere Biluxlampe charakterisiert, bezeichnet man als direkt geheizt, da der Heizfaden gleichzeitig als *Katode* *k* dient. Um eine Trennung des Heizstromkreises vom Anodenstromkreis herbeizuführen, werden indirekt geheizte Röhren gebaut. Hier wird der Minuspol an ein den Heizfaden umgebendes Röhrchen gelegt.

Im Bild 56 sind der prinzipielle Aufbau und die entsprechenden 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*. 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 Halbleiter-Gleichrichter ebenfalls Dioden genannt werden. Den Strom – das ist wichtig –, der von der Katode zur Anode fließt, bezeichnen wir als *Anodenstrom* I_a ; die zwischen Anode und Katode liegende Spannung als *Anodenspannung* U_a . In einem weiteren Versuch wollen wir unsere Diode als Gleichrichter verwenden.

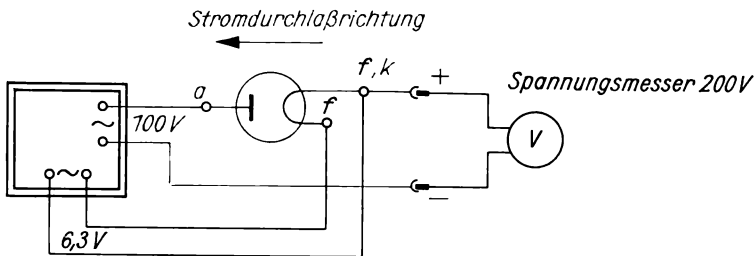


Bild 57
Die Biluxlampe als Gleichrichter

In Übereinstimmung mit Bild 23 b bauen wir nach Bild 57 eine Einweg-Gleichrichterschaltung auf. Am Spannungsmesser lesen wir eine Gleichspannung von etwa 50 V ab. Um uns zu überzeugen, daß wir tatsächlich den Wechselstrom gleichgerichtet haben, vertauschen wir einmal – aber nur im größten Meßbereich und nur für einen kurzen Augenblick – die Anschlüsse des Spannungsmessers (der Multiprüfer ist hierzu ungeeignet). Wir erkennen, daß der Zeiger in die falsche Richtung ausschlagen will. Diese Art des Nachweises einer Gleichspannung wollen wir jedoch künftig

im Interesse der Lebensdauer unserer Meßgeräte unterlassen. Nachdem das Meßgerät wieder richtig angeschlossen ist, bauen wir nach Bild 23 d einen Ladekondensator von 1 bis $2\ \mu\text{F}/250\ \text{V}$ ein. In unserer Schaltung liegt er parallel zum Spannungsmesser, der jetzt rund 100 V anzeigt.

Wir nehmen Röhren-Kennlinien auf

Eine zweite Versuchsserie wollen wir mit technischen Elektronenröhren durchführen. Um auch später eine einfache Prüfmöglichkeit für Röhren zu haben, fertigen wir uns ein *Röhrenbrett* an. Aus etwa 3 mm dickem Pertinax sägen wir eine $100\ \text{mm} \times 150\ \text{mm}$ große Platte aus. Den Bohrplan zeigt Bild 58. In die Öffnung A setzen wir eine siebenpolige Miniaturfassung ein, in B kommt eine neunpolige (Novalfassung). Verschraubt werden beide mit je zwei Schrauben und Muttern M3. Die neun 6-mm-Bohrungen sind für Telefonbuchsen vorgesehen. Wir verdrahten

Bild 58
Bohrplan für die
Schaltplatte des
Röhrenbrettes

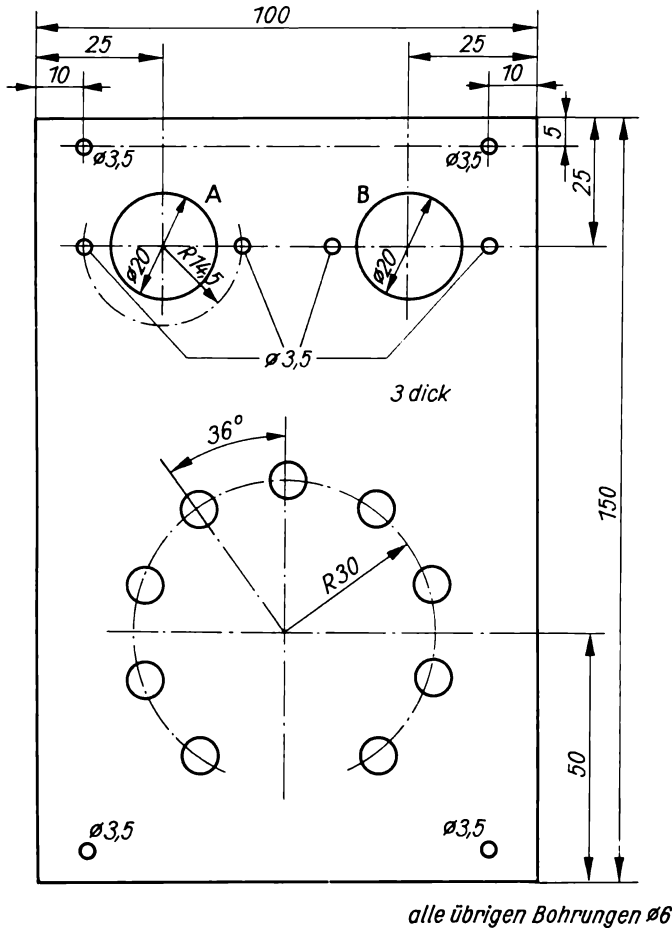
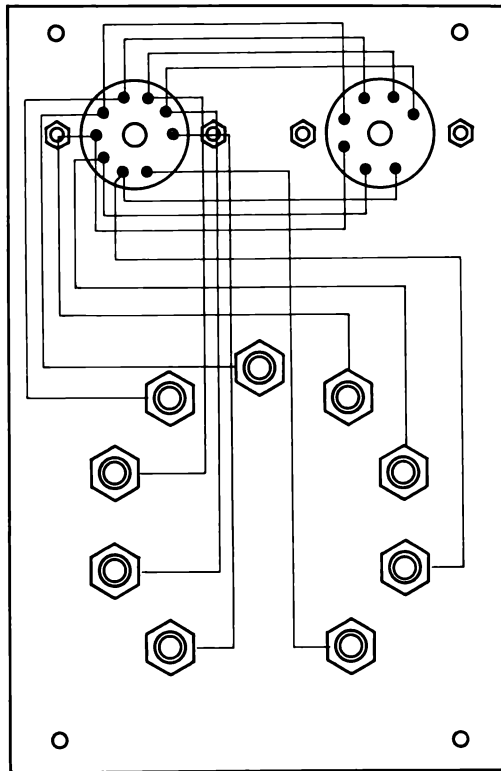


Bild 59
Verdrahtungsplan des
Röhrenbrettes



nach Bild 59 das Röhrenbrett derartig, daß die Telefonbuchsenanordnung ein getreues Abbild der Sockelschaltung darstellt. Zwei Holzbrettchen von 100 mm Länge, 10 mm Dicke und etwa 20 mm Höhe schrauben wir zum Schluß mit Holzschrauben an die kurzen Seiten des Röhrenbrettes.

Damit wir nie eine Röhre versehentlich falsch anschließen, fertigen wir auf das Röhrenbrett passende Sockelschaltbilder der jeweils verwendeten Röhren an. In der Tafel 10 (Seite 360) sind die wichtigsten zusammengestellt. Die Schaltbilder zeichnen wir sauber mit Tusche auf Zeichenkarton der Größe 100 mm \times 100 mm. Dort, wo auf dem Röhrenbrett die Buchsen angeordnet sind, schneiden wir mit einem Korkbohrer kreisrunde Löcher in die Sockelschablone. Weitere Einzelheiten entnehmen wir dem Bild 61. Die Sockelschaltbilder bewahren wir geordnet in einem kleinen Kästchen ähnlich Karteikarten auf. Sie werden uns auch später beim Verdrahten von Schaltungen gute Dienste leisten.

Im ersten Versuch wollen wir den durch die Röhre fließenden Anodenstrom in Abhängigkeit von der anliegenden Anodenspannung punktweise aufnehmen und die erhaltenen Wertepaare in ein Diagramm übertragen. Als Diode verwenden wir beispielsweise die Zweiweg-Gleichrichterröhre EZ 80. Selbstverständlich eignet sich auch jede andere Diode für diesen Versuch, den wir nach Bild 60 aufbauen. Infolge der indirekten

Bild 60
Schaltung zur Aufnahme der Diodenkennlinie

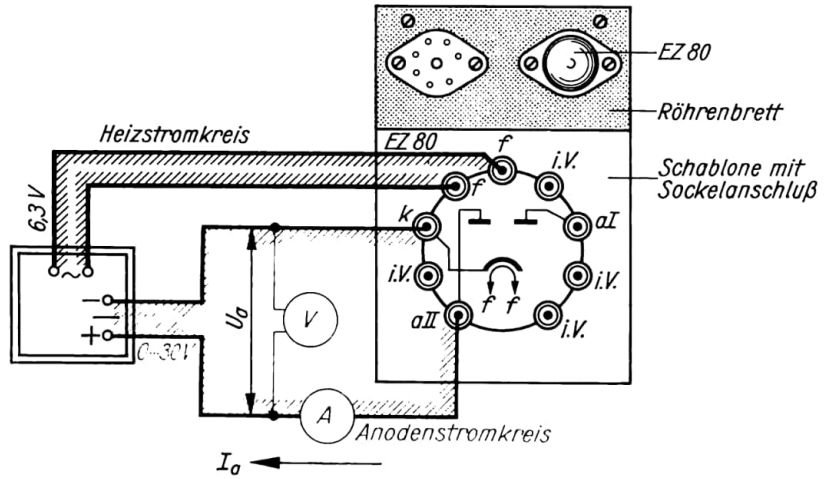
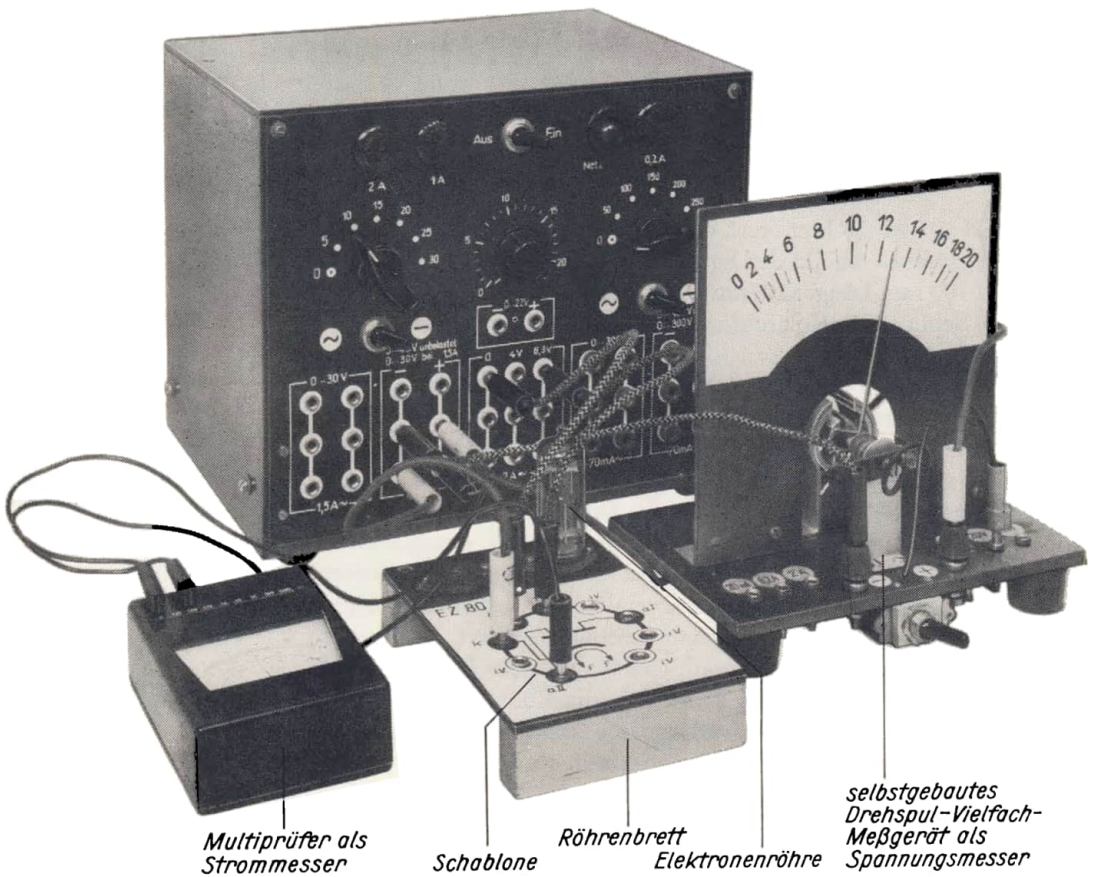


Bild 61
Der Versuchsaufbau zur Kennlinienaufnahme



Multiprüfer als Strommesser

Schablone

Röhrenbrett

Elektronenröhre

selbstgebautes Drehspul-Vielfach-Meßgerät als Spannungsmesser

Heizung sind Heizstromkreis und Anodenstromkreis galvanisch getrennt. Als Heizspannung dient die Wechselfspannung von 6,3 V, als Anodenspannung verwenden wir die gleichgerichtete Niederspannung unseres Stromversorgungsgerätes. Den entsprechenden Versuchsaufbau zeigt Bild 61.

Nach einer kurzen Anheizzeit zeigt der Strommesser bei einer Anodenspannung von 6,5 V einen Strom von 10 mA an. Bei 12,5 V Anodenspannung lesen wir 28 mA, bei 19 V 50 mA und 26 V 80 mA Anodenstrom ab. Die jeweils zusammengehörenden Werte tragen wir nach Bild 62 in ein Diagramm ein. Die letzten Punkte liegen auf einer geraden Linie; für geringere Spannungen verläuft unsere Kurve – die *Anodenstrom-Anodenspannungs-Kennlinie* – gekrümmt. Allerdings haben wir nur einen Teil davon aufgenommen. Würden wir die Anodenspannung weiter erhöhen – dazu fehlt uns jedoch die geeignete Spannungsquelle –, verliefte die Kurve wieder flacher, wir kämen in das „Sättigungsgebiet“. Das Elektronen-Aussendevermögen oder, wie der Techniker sagt, die Emissionsfähigkeit der Katode ist erreicht; mit wachsender Spannung steigt der Anodenstrom nicht mehr an. Wie die Kennlinie bei negativen Anodenspannungen verläuft, wollen wir uns auch noch überlegen. Negative Anodenspannung heißt, daß an der Anode der negative, an der Katode der positive Pol der Spannungsquelle liegt. Wie wir aber bereits wissen (vgl. Bild 55 a), können aus der kalten Anode keine Elektronen austreten; es fließt also kein Anodenstrom. Die vollständige Diodenkennlinie verläuft demnach so, wie wir sie im Bild 63 eingetragen finden.

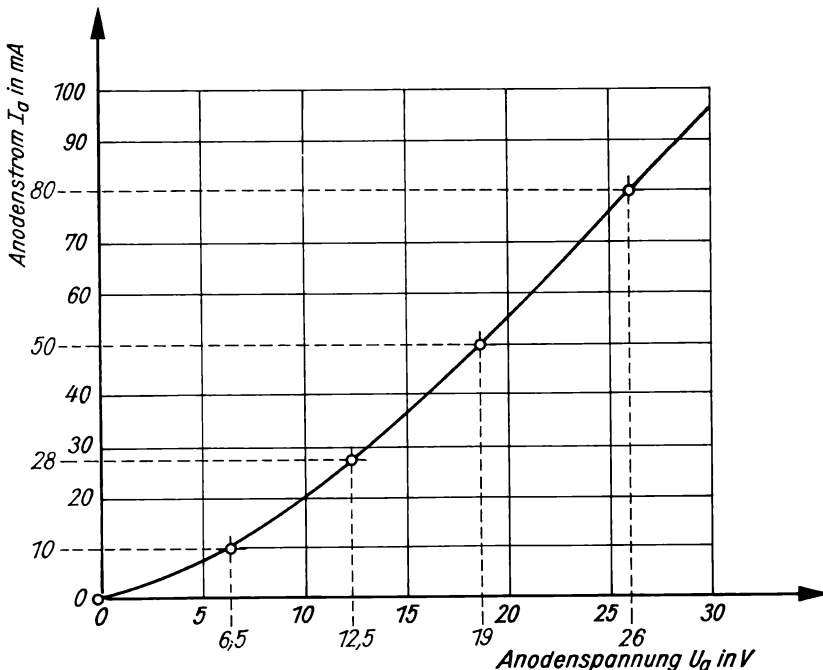


Bild 62
Anodenstrom-
Anodenspannungs-
Kennlinie der Diode
EZ 80

Bild 63
Zur Gleichrichter-
wirkung der Diode

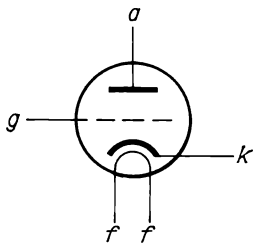
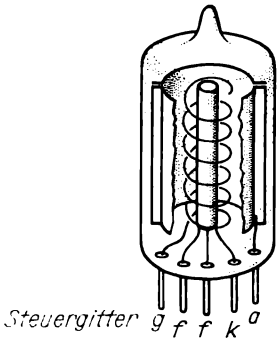
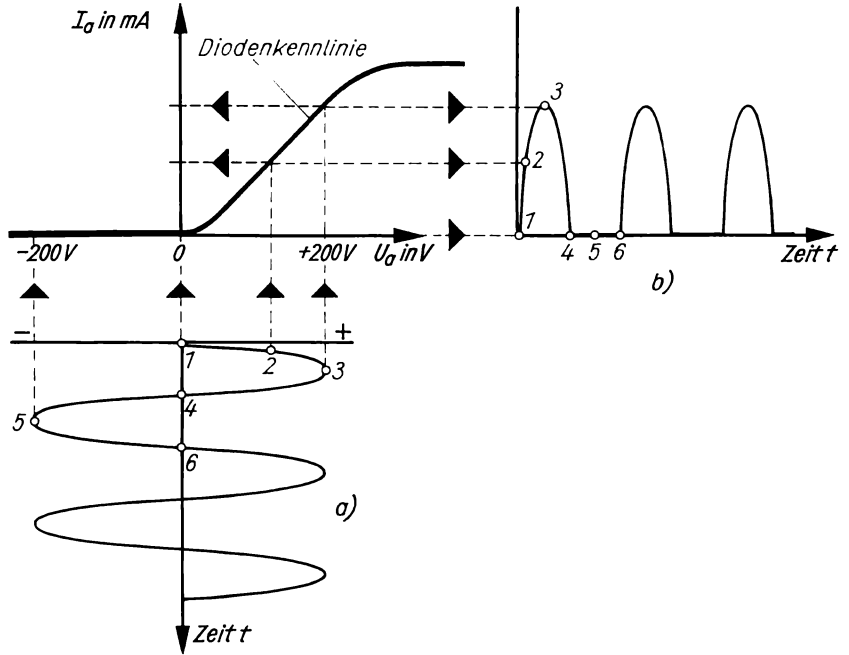
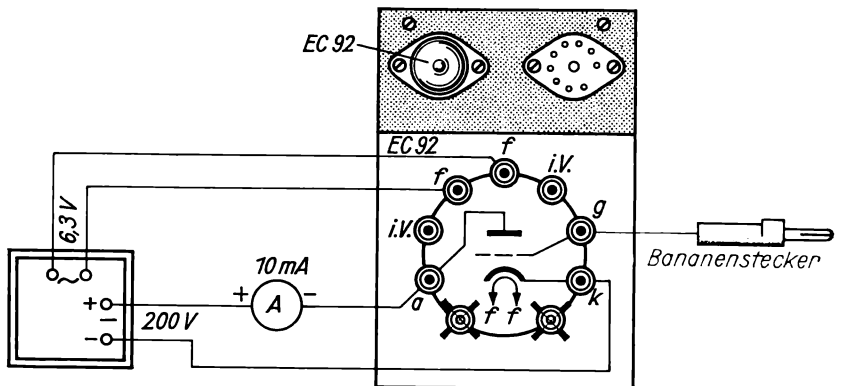


Bild 64
Aufbau und Schalt-
zeichen der Triode

Hier dient uns die Kennlinie zum Erklären der Gleichrichterwirkung. Den Vorgang selbst kennen wir bereits. Im Spannungs-Zeit-Diagramm a) ist eine Wechselspannung eingetragen. Sie steigt mit positiver Polarität an und verursacht einen wachsenden Anodenstrom (siehe Zeitdiagramm b, Punkte 1, 2 und 3). Dann fällt die Spannung wieder auf Null ab. Der Anodenstrom verhält sich analog. Für die Zeitdauer der negativen Spannung an der Anode fließt kein Strom (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.

Elektronenröhren werden nicht nur zum Gleichrichten, sondern auch zum Erzeugen und Verstärken von Wechselspannungen unterschiedlichster Frequenzen verwendet. Sie müssen aber zu diesen Zwecken mindestens noch eine dritte Elektrode haben. Elektronenröhren mit drei

Bild 65
Ladungen am Gitter
beeinflussen den
Anodenstrom



Elektroden nennen wir *Trioden*. Die dritte Elektrode ist ein in dem freien Raum zwischen Anode und Katode angebrachter wendelförmiger Draht. Sie heißt *Steuergitter* (vgl. Bild 64). Den nächsten Versuch bauen wir nach Bild 65 auf. Als Triode verwenden wir die EC 92. Da sie einen siebenstiftigen Miniatursockel hat, bleiben zwei Anschlüsse auf dem Steckbrett unbenutzt. In die Gitterbuchse stecken wir ein kurzes Kabel und lassen das freie Ende auf unserem Tisch liegen. Der Strommesser zeigt bei 200 V Anodenspannung einen Strom von etwa 2 mA an. Nun berühren wir mit einer Hand den Bananenstecker des Gitterkabels. Hier dürfen wir dies ausnahmsweise einmal machen; mit anderen Anschlüssen sind wir jedoch nach wie vor vorsichtig. Im Augenblick der Berührung können wir am Meßgerät ein Sinken des Anodenstromes beobachten. Von außen auf das Gitter gelangte Ladungen vermögen demnach den Anodenstrom zu beeinflussen.

Im folgenden Versuch wollen wir den Anodenstrom in Abhängigkeit von der Gitterspannung aufnehmen und wieder eine Kurve zeichnen: die *Anodenstrom-Gitterspannungs-Kennlinie* der Triode. Wir schalten nach Bild 66. Auf das ständige Zeichnen des Heizstromkreises können wir

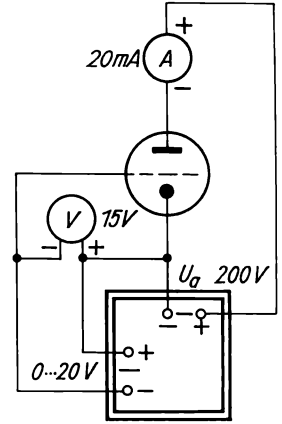


Bild 66
Schaltung zur Aufnahme der Triodenkennlinie

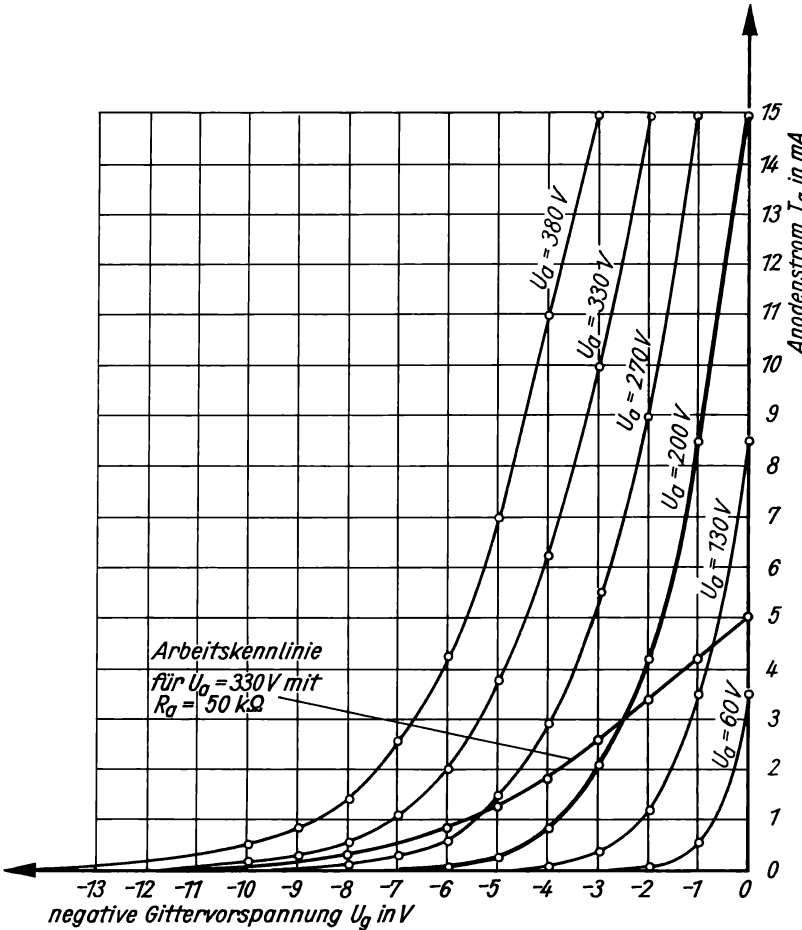
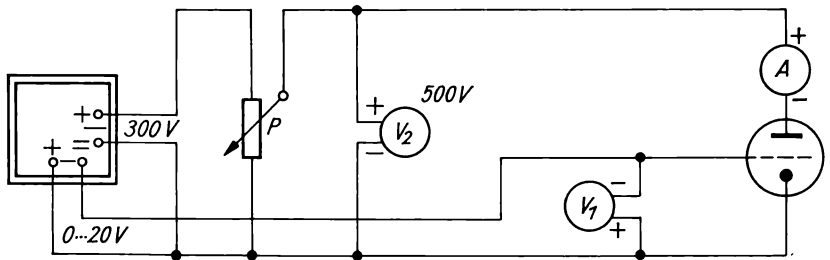


Bild 67
Anodenstrom-Gitterspannungs-Kennlinien der Triode EC 92 für verschiedene Anodenspannungen und Arbeitskennlinie

zunehmend verzichten. In der Schaltung dürfen wir diese beiden Leitungen jedoch nicht vergessen. Als Anodenspannungsquelle verwenden wir den Mittelspannungsausgang, Stufe 3, 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 Null und lesen die jeweils angezeigten Stromwerte ab. Die so gewonnenen Zahlenpaare werden, wie bekannt, nach Bild 67 in das Diagramm eingetragen. Wir erhalten die stark ausgezogene Anodenstrom-Gitterspannungs-Kennlinie für eine Anodenspannung von 200 V. Wenn wir am Ende des Versuchs, also bei einem Anodenstrom von 14 mA, nochmals die Anodenspannung messen, zeigt das Meßgerät nur noch 180 V an.

Um die Kennlinie für eine konstante Spannung aufnehmen zu können, brauchten wir eigentlich ein drittes Meßgerät und ein Drahtpotentiometer von etwa 10 k Ω mit einer Belastbarkeit von mindestens 25 W.

Bild 68
Schaltung zur Aufnahme der Triodenkennlinie mit konstanter Anodenspannung



Damit läßt sich für jeden Anodenstrom die Anodenspannung wieder auf den Ausgangswert einstellen. Die entsprechende Schaltung ist aus Bild 68 ersichtlich. Aber auch ohne diese Feinheit ist unsere I_a-U_g -Kennlinie recht brauchbar. Nehmen wir an, zwischen Gitter und Katode liegt eine Wechselspannung von 1 V Maximalwert. Die Augenblicksspannung am Gitter wechselt demnach zwischen -1 V, 0 und $+1$ V gegenüber der Katode. Die Spannungsänderung zwischen 0 V und -1 V wird eine proportionale (verhältnisgleiche) Anodenstromänderung hervorrufen. Sobald das Gitter positiver als die Katode wird, fließt aber ein Strom über das Gitter, der dem Anodenstrom verlorenght. Um auf diese Art auftretende Verzerrungen zu vermeiden, müssen wir im geradlinigen Teil der Kennlinie arbeiten und dafür sorgen, daß das Gitter nicht positiv werden kann. Deshalb erhält in unserem Fall das Gitter zunächst eine feste Vorspannung von -1 V. Erst dann legen wir die Wechselspannung an. Nun schwankt die Gitterspannung zwischen -2 V und 0 V. Im Bild 69 ist der Sachverhalt dargestellt. Mit dieser Gesamt-Gitterspannung wird der Anodenstrom der Röhre abbildungsgetreu gesteuert. Nun wissen wir auch, warum die dritte Elektrode Steuergitter heißt.

Die Anodenstromänderung 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.

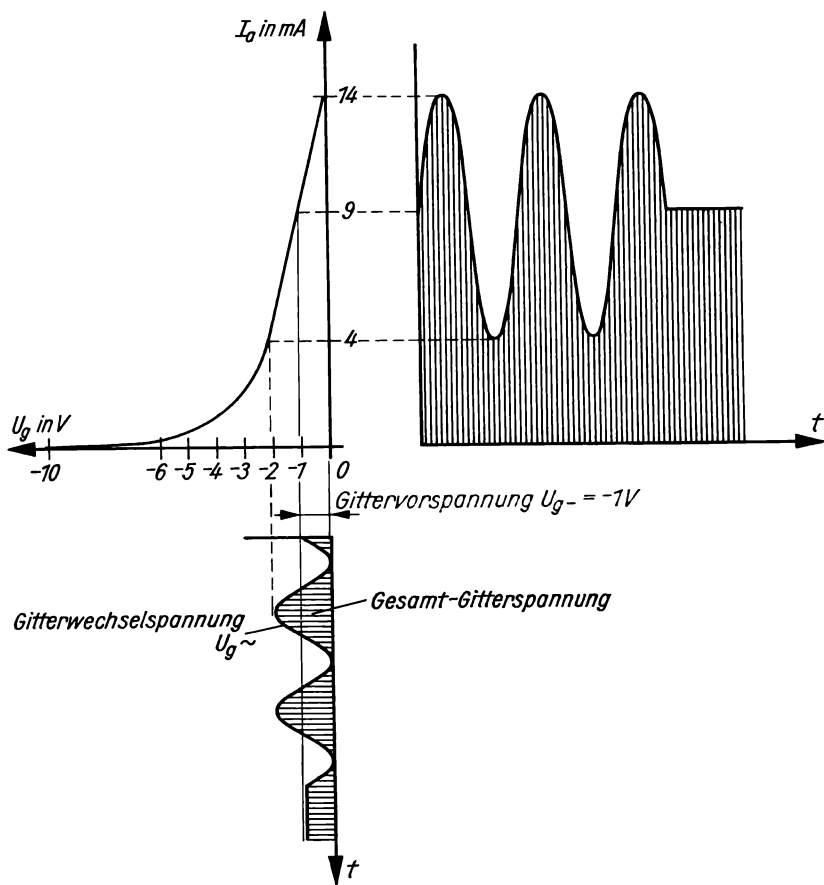


Bild 69
Die Gitterspannung steuert den Anodenstrom

Damit haben wir eine Möglichkeit, niedrige Wechselspannungen zu verstärken. Im Bild 70 ist die grundsätzliche Schaltung eines *Röhrenverstärkers* dargestellt. Eine besondere Gleichspannungsquelle erzeugt die erforderliche Gittervorspannung U_{g-} , $U_{g\sim}$ ist die zu verstärkende Eingangsspannung. Über dem Arbeitswiderstand R_a erzeugt der Anodenstrom unterschiedlicher Stärke Spannungen U_{Ra} verschiedener Größe.

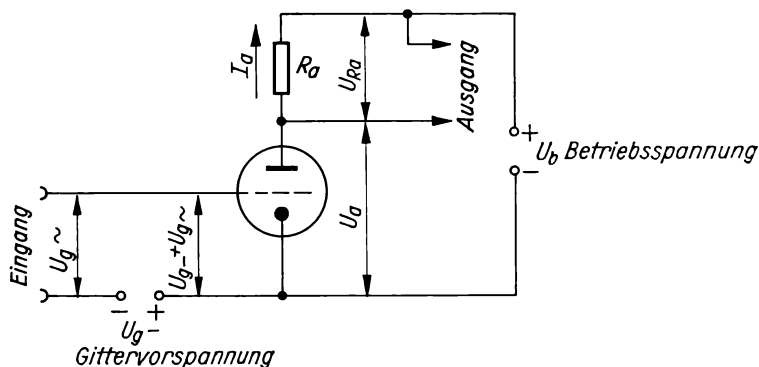


Bild 70
Grundsätzliche Schaltung eines Verstärkers

Bei $I_a = 4 \text{ mA}$ müßten an einem Arbeitswiderstand von $10 \text{ k}\Omega$ 40 V abfallen, bei 14 mA 140 V . Um diesen Spannungsbetrag wird die Anodenspannung jeweils kleiner, da die Betriebsspannung U_b unverändert bleibt. Von der Diodenkennlinie wissen wir, daß mit fallender Anodenspannung auch der Anodenstrom kleiner wird.

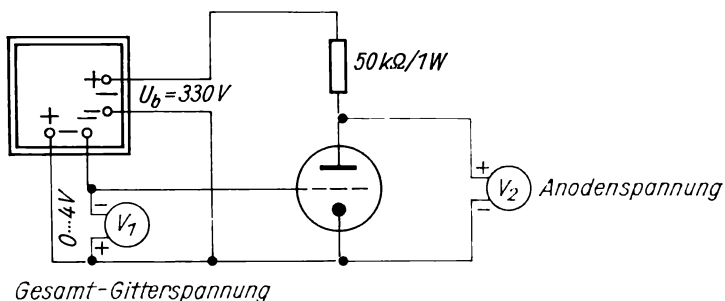
Schauen wir uns deshalb die Anodenstrom-Gitterspannungs-Kennlinien noch für andere Anodenspannungen an. Wir nehmen sie in der bekannten Art auf und beginnen jeweils bei einem Anodenstrom von 0 mA . Sobald er 15 mA erreicht hat, brechen wir die Kennlinienaufnahme ab. Für höhere Ströme ist die EC 92 nicht ausgelegt. Die aufgenommenen Wertepaare übertragen wir entsprechend Bild 67 in das bereits begonnene Diagramm. Da diese Kurven mit der „nackten“ Röhre gewonnen wurden, nennen wir sie *statische* Kennlinien; zum Erkennen des Betriebsverhaltens der Röhre können sie uns nur mittelbar dienen. Auskunft darüber gibt die *dynamische* Kennlinie oder *Arbeitskennlinie*. Wir nehmen sie für eine Betriebsspannung von 330 V mit einem Arbeitswiderstand von $50 \text{ k}\Omega/1 \text{ W}$ auf, der zwischen Anode und Strommesser geschaltet wird.

Die ermittelten Werte tragen wir in unser Kennlinienfeld ein und erkennen, daß die neue Kurve flacher als die statischen Kennlinien und zwischen 0 und -4 V linear verläuft. In diesem Bereich darf die zu verstärkende Gitterspannung schwanken. Deshalb legen wir die Vorspannung mit -2 V fest. Bei -4 V fließt ein Strom von $1,8 \text{ mA}$. Der Spannungsabfall an R_a beträgt $U_{Ra} = 50 \text{ k}\Omega \cdot 1,8 \text{ mA} = 90 \text{ V}$, die Anodenspannung dementsprechend $U_a = U_b - U_{Ra} = 330 \text{ V} - 90 \text{ V} = 240 \text{ V}$. Bei 0 V Gitterspannung steigt der Anodenstrom auf 5 mA an, am Arbeitswiderstand fallen 250 V ab, und die Anodenspannung sinkt auf 80 V . Während des Betriebs arbeiten wir also auf einer ganzen Schar von statischen Kennlinien. In unserem Beispiel haben wir eine Gitterspannungsänderung von 4 V angenommen. Die Spannung am Arbeitswiderstand schwankt daraufhin zwischen 90 und 250 V , also um 160 V . Das ergibt eine Verstärkung von $\frac{160 \text{ V}}{4 \text{ V}} = 40$. Die gleiche Spannungsdifferenz

können wir aber auch an der Röhre zwischen Anode und Katode abgreifen. Auch hier beträgt sie $240 \text{ V} - 80 \text{ V} = 160 \text{ V}$. Überprüfen wir das an einem Versuch!

Wir schalten nach Bild 71. Am Potentiometer stellen wir eine Gitterspannung von -4 V ein. Der Spannungsmesser zeigt eine Anoden-

Bild 71
Wir messen die
Spannungsverstärkung



spannung von 230 V an (wir hatten 240 berechnet). Dann nehmen wir die Gitterspannung weg, an V_2 lesen wir 70 V ab (berechnet 80 V). Bewegen wir nun den Drehknopf des Potentiometers ständig zwischen 0 und 4 V, so pendelt der Zeiger des Anodenspannungsmessers stetig zwischen 70 und 230 V; die Spannungsschwankung beträgt 160 V. Wie bereits ermittelt, hat die EC 92 in unserer Schaltung einen Verstärkungsfaktor von $\frac{160 \text{ V}}{4 \text{ V}} = 40$.

An diesem Versuch wollen wir weiter untersuchen, wie sich eine Änderung des Arbeitswiderstandes auf die Verstärkung auswirkt. Wir verkleinern ihn zunächst auf 10 k Ω . Dann beträgt bei $U_g = -4 \text{ V}$ $U_a = 290 \text{ V}$, bei $U_g = 0 \text{ V}$ $U_a = 170 \text{ V}$. Das ergibt nur noch eine Verstärkung von $\frac{290 \text{ V} - 170 \text{ V}}{4 \text{ V}} = \frac{120 \text{ V}}{4 \text{ V}} = 30$. Vergrößern wir ihn auf 100 k Ω , lesen wir bei $U_g = -4 \text{ V}$ $U_a = 210 \text{ V}$, bei $U_g = 0 \text{ V}$ $U_a = 30 \text{ V}$ ab. Die Verstärkung wächst auf $\frac{180 \text{ V}}{4 \text{ V}} = 45$ an. Mit einem großen Arbeitswiderstand erhalten

wir also eine hohe Verstärkung. Wir entnehmen aber den letzten Meßwerten auch, daß eine weitere Vergrößerung des Widerstandes nicht mehr sinnvoll erscheint, wenn an der Röhre bei geringer Gitterspannung überhaupt noch eine vertretbare Anodenspannung anliegen soll.

So wirkt eine Verstärkerschaltung

Wenden wir uns nun dem technischen Aufbau eines Verstärkers zu! In vielen Fällen ist die zu verstärkende Wechselspannung von einer Gleichspannung überlagert, die – gelangte sie ans Gitter – die Vorspannung verändern und somit den Arbeitsbereich verschieben würde. Durch einen *Gitterkondensator* C_g halten wir diese Gleichspannung vom Gitter selbst fern, gleichzeitig aber auch die notwendige Vorspannung U_g . Damit wird der Einbau eines *Gitterwiderstandes* R_g erforderlich. Über ihn gelangt die Vorspannung wieder an das Gitter. Ein Spannungsabfall tritt nicht auf, da bei negativer Vorspannung des Gitters zwischen Katode und Gitter kein Strom fließen kann. Die Größenordnung des Ableitwiderstandes liegt zwischen 200 k Ω und 1 M Ω . Für unsere Schaltung legen wir ihn mit 500 k Ω fest. An den Enden der Reihenschaltung $C_g R_g$ liegt die zu verstärkende Wechselspannung, aber nur der über R_g abfallende Teil gelangt an das Gitter.

Aus Kapitel 4 ist uns bekannt, daß bei Widerstandsgleichheit von R_g und R_C über beiden Widerständen 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_g wird, bezeichnet man als untere *Grenzfrequenz* des Verstärkers. Wir müssen deshalb die Kapazität des Gitterkondensators so groß wählen, daß sein Wechselstromwiderstand auch bei den tiefsten Tönen nicht größer als

der Wert des Gitterwiderstandes wird. Uns ist mittlerweile der 50-Hz-Brummtone geläufig geworden. Noch niedrigere Tonfrequenzen kommen bei Rundfunkübertragungen nur selten vor. Damit jedoch auch die tiefsten Töne so wie die höheren verstärkt werden, setzen wir die untere Grenzfrequenz mit 30 Hz fest. Der Gitterkondensator muß dann eine Kapazität von

$$C_g = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot R_C} = \frac{1}{2\pi \cdot 30 \text{ s}^{-1} \cdot 500 \text{ k}\Omega} = \frac{10^{-3}}{30\pi} \text{ F} = 0,0106 \mu\text{F}$$

haben.

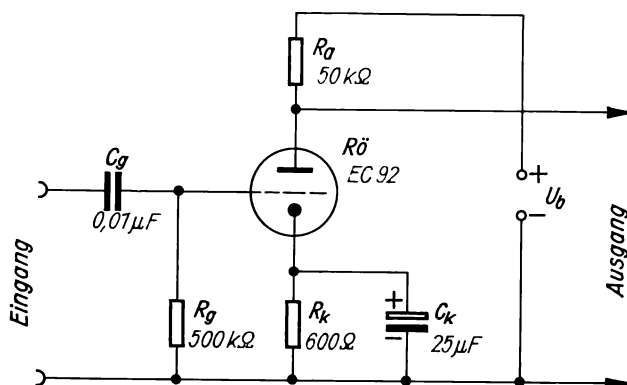
Im allgemeinen sind Gitterkondensatoren in Tonfrequenz- oder Niederfrequenzverstärkern – kurz *NF-Verstärker* genannt – zwischen 0,1 und 0,02 μF groß. Wir könnten nun den Verstärker aufbauen, aber eines gefällt uns im Bild 70 noch nicht: die gesonderte Gitterspannungsquelle. Erzeugen wir diese Spannung automatisch in der Verstärkerschaltung! Über einem in der Katodenleitung liegenden Widerstand R_k muß infolge des fließenden Anodenstroms eine Spannung U_k mit positiver Polarität an der Katodenseite abfallen. Da das Gitter über R_g mit dem negativen Pol der Anodenspannungsquelle verbunden ist und über R_g selber kein Strom fließt, wird die Katode positiver als das Gitter. Die Spannung zwischen Anode und Katode wird um den Betrag von U_k kleiner; aber das können wir vernachlässigen. Die notwendige negative Gittervorspannung hatten wir aus der dynamischen Kennlinie nach Bild 67 mit 2 V ermittelt. Wir ersetzen sie durch eine positive „Katodenvorspannung“ von ebenfalls 2 V. Der *Katodenwiderstand* muß dann

$$R_k = \frac{U_k}{I_a} = \frac{2 \text{ V}}{3,3 \text{ mA}} = 600 \Omega$$

groß werden.

Wenn im Betrieb die zu verstärkende Wechselfrequenz in ihrer Größe schwankt, vergrößert oder verkleinert sich auch der Anodenstrom und mit ihm die über R_k abfallende Gittervorspannung. Das müssen wir aber unter allen Umständen vermeiden. Die Vorspannung muß konstant bleiben. Deshalb darf nur der Gleichstromanteil des Anodenstromes über

Bild 72
Einstufiger Ton-
frequenz-Verstärker
(NF-Verstärker)



den Widerstand fließen; für den Wechselstromanteil schaffen wir eine Umleitung geringen Widerstandes, indem wir zu R_k einen Kondensator C_k parallel schalten. Sein Wechselstromwiderstand soll für die untere Grenzfrequenz nicht größer als $R_C = \frac{1}{3} \cdot R_k$ werden. In unserem Beispiel muß die Kapazität des *Katodenkondensators*

$$C_k = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot R_C} = \frac{1}{2\pi \cdot 30 \text{ s}^{-1} \cdot 200 \Omega} = 26,5 \mu\text{F}$$

betragen. Bild 72 zeigt die Schaltung unseres Verstärkers.

Oft ist die zu verstärkende Wechselspannung so gering, daß eine 40fache Verstärkung nicht ausreicht. Dann müssen wir eine zweite Verstärkerstufe hinter die erste schalten. Nehmen wir an, die Eingangsspannung betrage 10 mV. Sie wird in der ersten Stufe auf $40 \cdot 10 \text{ mV} = 400 \text{ mV} = 0,4 \text{ V}$ verstärkt. Hat die zweite Stufe den gleichen Verstärkungsfaktor, erhalten wir am Ausgang $40 \cdot 0,4 \text{ V} = 16 \text{ V}$. Die Gesamtverstärkung beträgt also $\frac{16 \text{ V}}{0,01 \text{ V}} = 1600$. Wir erkennen, daß sich bei einem mehr-

stufigen Verstärker die einzelnen Verstärkungsfaktoren multiplizieren, denn $40 \cdot 40$ ist ebenfalls 1600. Im Bild 73 ist der grundsätzliche Aufbau eines zweistufigen Triodenverstärkers dargestellt. Der Kondensator C_{g2}

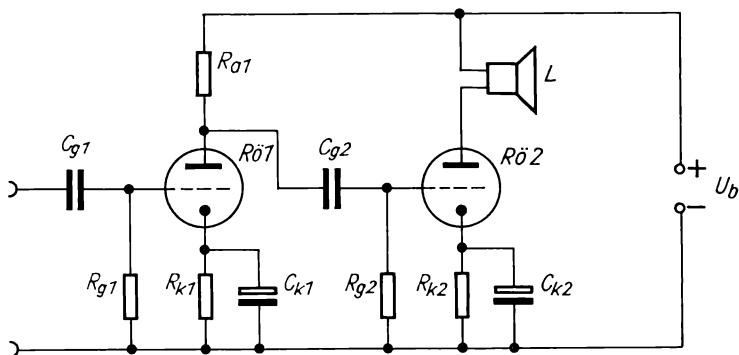
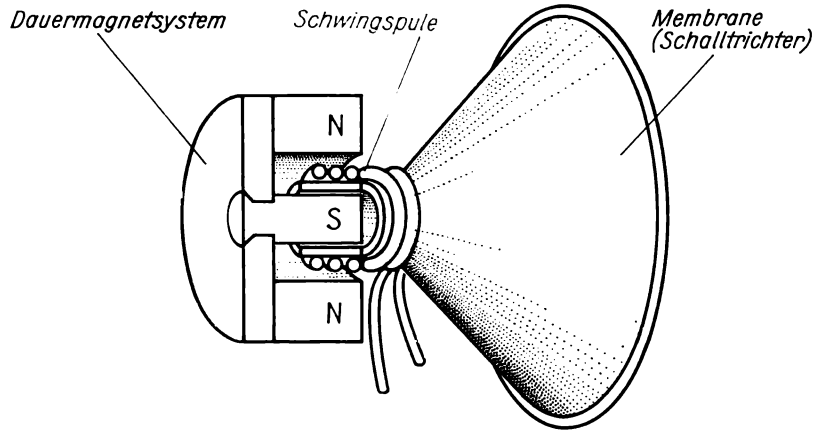


Bild 73
Zweistufiger
NF-Verstärker mit
Trioden

hält die Anodengleichspannung der ersten Röhre vom Gitter der zweiten fern. In der Anodenleitung der sogenannten „Endröhre“ liegt der *Lautsprecher* L, der die Schwingungen des Anodenstromes in Tonschwingungen umwandelt.

Sein Aufbauprinzip ist im Bild 74 dargestellt. Die auf einen Zylinderansatz der Membrane 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 Lautsprechermembrane, die 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 74
So ist ein dynamischer
Lautsprecher
aufgebaut



Die Schwingspule eines permanent-dynamischen Lautsprechers – so heißt er offiziell – 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 Anodenleitung der Endröhre legen, wird der Verstärkungsfaktor der Endstufe sehr klein. 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 aus zwei Spulen

entsprechender Windungszahlen bestehenden Übertragers können wir demnach den niederohmigen Lautsprecherwiderstand R_{Ls} an den hochohmigen Verstärkerausgang R_{Lp} „anpassen“ (vgl. Bild 75). Für $R_{Ls} = 5\Omega$, $R_{Lp} = 50\text{ k}\Omega$ und $N_s = 100$ Windungen müßte die Primärspule

$$N_p = N_s \cdot \sqrt{\frac{R_{Lp}}{R_{Ls}}} = 100 \cdot \sqrt{\frac{50000\Omega}{5\Omega}} = 100 \cdot \sqrt{10000} = 100 \cdot 100 = 10000$$

Windungen haben. Verlieren wir mit unserem „Abwärts-Umspanner“ 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 3 W reicht bei einem Lautsprecherwiderstand von 5 Ω eine Spannung von $U_{\sim} = \sqrt{P \cdot R_{Ls}} = \sqrt{3\text{ W} \cdot 5\Omega} = \sqrt{15\text{ V}} = 3,86\text{ V}$ aus. An der Primärwicklung muß dann eine bedeutend höhere Spannung auftreten, aber dafür ein geringerer Anodenwechselstrom, bei $R_{Lp} = 50\text{ k}\Omega$ beispielsweise

$$I_{a\sim} = \sqrt{\frac{P}{R_{Lp}}} = \frac{3\text{ W}}{50\text{ k}\Omega} = 7,75\text{ mA.}$$

Für die EC 92 beträgt die Anodengleichstromänderung jedoch höchstens 3 mA (vgl. die Arbeitskennlinie im Bild 67). Das entspricht einem Anodenwechselstrom von

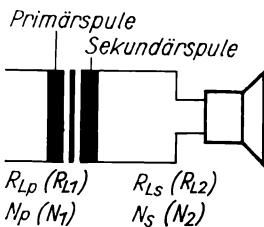


Bild 75
Ein Lautsprecherüber-
trager paßt Wider-
stände an

$$I_{a\sim} = \frac{I_{am}}{\sqrt{2}} = \frac{1,5 \text{ mA}}{\sqrt{2}} = 1,06 \text{ mA.}$$

Für Endstufen nimmt man deshalb Röhren, die einen verhältnismäßig hohen Anodenstrom haben und wählt außerdem den Arbeitswiderstand nicht allzu groß. Besonders geeignet sind Röhren mit fünf Elektroden, *Pentoden*, die als Endröhren fast ausschließlich verwendet werden. An der grundsätzlichen Verstärkerwirkung ändern die weiteren Elektroden nichts, sie haben notwendige Hilfsfunktionen zu erfüllen.

Aus Bild 64 ist ersichtlich, daß sich Gitter und Anode der Triode sehr dicht gegenüberstehen und damit einen Kondensator bilden. Wenn auch seine Kapazität gering ist (einige pF), macht sie sich doch bei der Verstärkung sehr hoher Frequenzen störend bemerkbar. Über sie kann die Ausgangsspannung auf das Gitter zurückwirken und das Arbeiten des Verstärkers gänzlich in Frage stellen. Daher wird zwischen Anode und Steuergitter das *Schirmgitter* angeordnet, das den Anoden-Gitter-Kondensator in zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren aufteilt: die Anoden-Gitter-Kapazität sinkt. Damit das Schirmgitter den Elektronenstrom nicht hemmt, erhält es über einen Widerstand R_{gs} vom Pluspol der Spannungsquelle eine positive Spannung, die jedoch geringer als die Anodenspannung ist. Ein zwischen Schirmgitter und Katode liegender Kondensator C_{gs} leitet auftretende Anodenrückwirkungen zur Katode ab; das Steuergitter ist abgeschirmt.

Durch die zusätzliche Beschleunigung des Elektronenstromes kann – vor allem bei hohen Anodenspannungen – die Anode derartig mit Elektronen „bombardiert“ werden, daß diese aus dem Blech neue Elektronen herausschlagen, die, vom Schirmgitter ebenfalls beschleunigt, auf das Steuergitter gelangen. Deshalb müssen die aus der Anode befreiten „Sekundärelektronen“, noch bevor sie zum Schirmgitter gelangen, wieder eingefangen oder abgebremst und zur Anode zurückgeleitet werden. Diese Aufgaben erfüllt das direkt mit der Katode oder dem

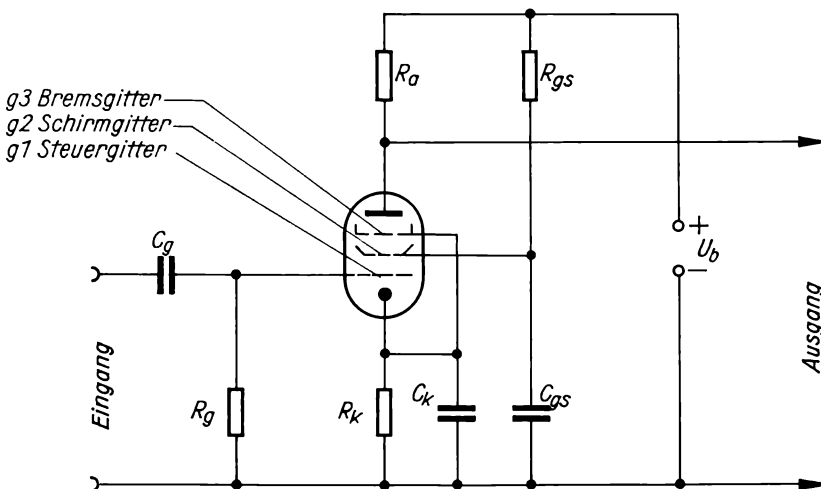


Bild 76
Die Pentode als
Verstärker

Minuspol der Spannungsquelle verbundene *Bremsgitter*, das außerdem die von der Katode kommenden „Primärelektronen“ vor dem Aufprall auf die Anode abbremst und so die Möglichkeit des Herausschlagens von Sekundärelektronen verringert. Bild 76 zeigt den grundsätzlichen Aufbau eines Pentodenverstärkers. Endröhren haben besonders konstruierte Schirmgitter, die einen direkten Anschluß an den Pluspol ermöglichen. Wir dürfen solche Röhren niemals ohne Anodenspannung betreiben, denn dann würde die dünne Schirmgitterwendel den gesamten Strom übernehmen, hell aufglühen und rasch zerstört werden.

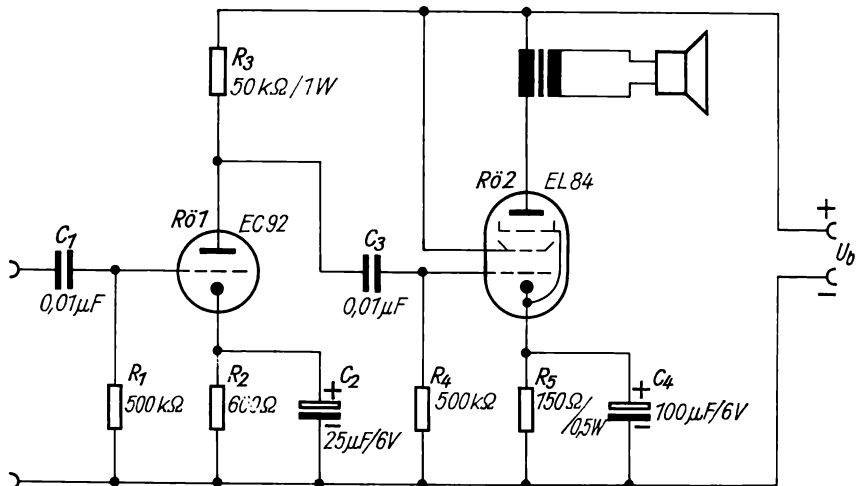
Experimente mit einem zweistufigen Tonfrequenz-Verstärker

Nun wollen wir aber endlich einen zweistufigen NF-Verstärker aufbauen. Die Schaltung entnehmen wir Bild 77. Die erste Stufe ist unser berechneter Triodenverstärker, die Endstufe mit der EL 84 können wir in der gleichen Art selber berechnen. Vorher sei noch auf folgendes aufmerksam gemacht:

Die Bezeichnung der Widerstände und Kondensatoren ist unterschiedlich. Während bei R_3 und R_5 neben dem Widerstandswert ($50\text{ k}\Omega$ und $150\ \Omega$) auch die Belastbarkeit angegeben ist (1 W und $0,5\text{ W}$), sind die übrigen Widerstände (R_1 , R_2 und R_4) nur mit ihrem Widerstandswert benannt. Ähnliches trifft für die Kondensatoren zu. Nur C_2 und C_4 enthalten Spannungsangaben. Diese Unterschiede in der „Bemaßung“ werden wir in nahezu allen Schaltbildern entdecken, ohne daß dort noch einmal etwas dazu gesagt wird. Deshalb prägen wir uns nachstehende Festlegung gut ein:

1. Alle nicht näher gekennzeichneten Widerstände haben eine Belastbarkeit von mindestens $0,125\text{ W}$.

Bild 77
Schaltbild unseres
zweistufigen
NF-Verstärkers



2. Alle Kondensatoren ohne Spannungsangabe müssen eine Spannungsfestigkeit von mindestens 250 V haben.

Der Anodenstrom beträgt bei 250 V 48 mA. Als Primärwiderstand des Übertragers wählen wir 5 kΩ. Wir wollen einen Lautsprecher von 5 Ω und 3 W anschließen. Zur Berechnung des Übertragers verwenden wir – ähnlich wie bei unserer Drossel – Faustregeln:

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

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

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

(A_{Fe} : Eisenquerschnitt, P : Leistung, f : niedrigste Frequenz, a : Luftspatllänge, R_{Lp} : Primärwiderstand, N_p : Primärwindungszahl).

Für eine Leistung von 3 W und eine niedrigste Frequenz von 50 Hz muß der Eisenquerschnitt

$$A_{\text{Fe}} = 20 \cdot \sqrt{\frac{\text{Hz}}{\text{W}}} \text{ cm}^2 \cdot \sqrt{\frac{3 \text{ W}}{50 \text{ Hz}}} = 20 \cdot \sqrt{\frac{3}{50}} \text{ cm}^2 = 4,9 \text{ cm}^2$$

betragen. Wir wählen den Kern EI 66 mit 4,8 cm² Querschnitt. Der Luftspalt soll eine Vormagnetisierung durch den Anodengleichstrom verhindern. Wir berechnen $a = 0,012 \cdot \sqrt{4,8 \text{ cm}^2} = 0,26 \text{ mm}$. Der Spalt tritt sowohl am Mittelsteg als auch an den beiden (nur halb so breiten) Außenpolen auf; deshalb darf die Papierzwischenlage nur 0,13 mm dick sein. Für die Primärwicklung berechnen wir

$$N_p = 4,5 \cdot 10^5 \cdot \sqrt{\frac{\text{Hz} \cdot \text{mm}}{\text{k}\Omega}} \cdot \sqrt{\frac{5 \text{ k}\Omega \cdot 0,26 \text{ mm}}{4,8 \text{ cm}^2 \cdot 50 \text{ Hz}}} = 4,5 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{2,6}{4,8}}$$

= 3320 Windungen. Beim Berechnen der Drahtdicke müssen wir neben dem Anodengleichstrom $I_{a-} = 48 \text{ mA}$ noch den Anodenwechselstrom $I_{a\sim}$ berücksichtigen. Nach $P = R \cdot I^2$ beträgt er

$$I_{a\sim} = \sqrt{\frac{P}{R_{\text{Lp}}}} = \sqrt{\frac{3 \text{ W}}{5 \text{ k}\Omega}} = 0,0248 \text{ A} = 24,8 \text{ mA}.$$

Die Primärspule wird mit einem Strom von

$$I_p = I_{a-} + I_{a\sim} = 48 \text{ mA} + 25 \text{ mA} = 73 \text{ mA}$$

belastet. Der Draht muß dann einen Durchmesser von

$$d = 2 \sqrt{\frac{I_p}{i \cdot \pi}} = 2 \sqrt{\frac{73 \text{ mA} \cdot \text{mm}^2}{2,55 \text{ A} \cdot \pi}} = 0,191 \text{ mm} \approx 0,2 \text{ mm}$$

haben. Für den Sekundärstrom von

$$I_s = \sqrt{\frac{P}{R_{\text{Ls}}}} = \sqrt{\frac{3 \text{ W}}{5 \Omega}} = 0,775 \text{ A}$$

brauchen wir einen Draht von

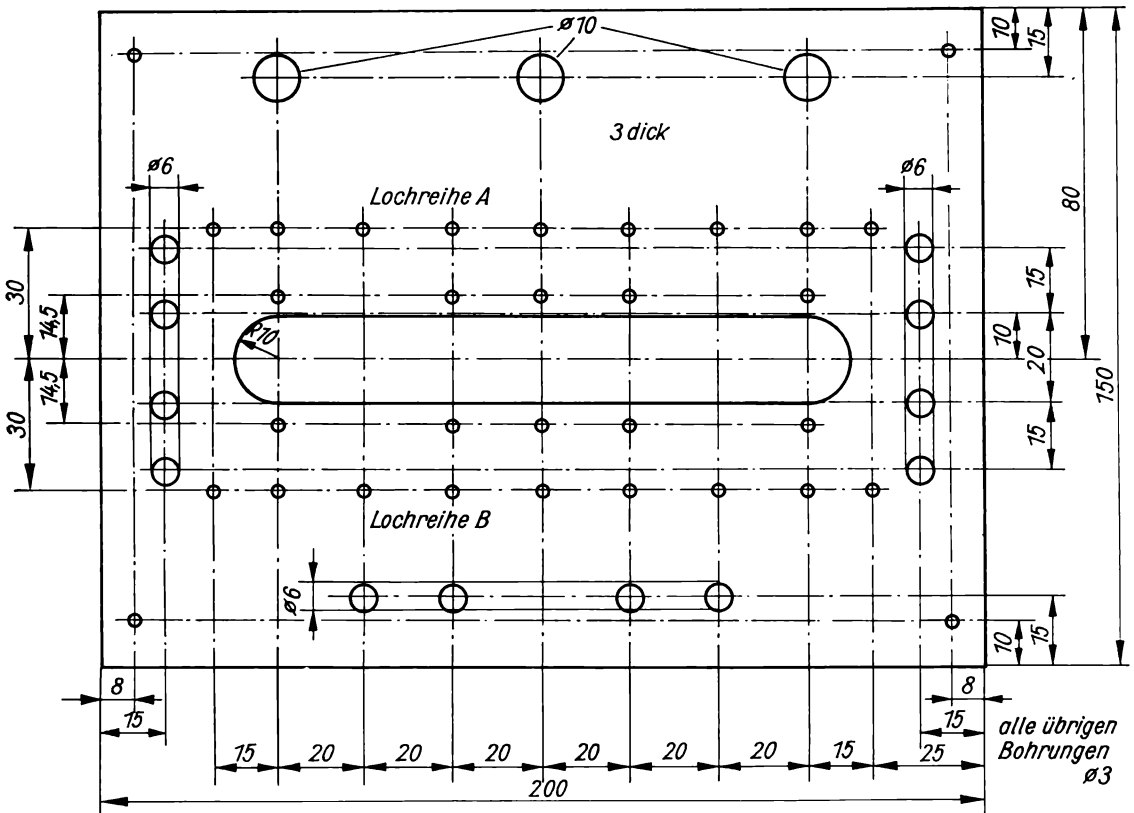
$$d = 2 \sqrt{\frac{0,775 \text{ A}}{2,55 \text{ A} \cdot \pi}} \text{ mm} = 0,627 \text{ mm} \approx 0,7 \text{ mm}.$$

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

$$N_s = N_p \cdot \sqrt{\frac{R_{Ls}}{R_{Lp}}} = 3320 \cdot \sqrt{\frac{5 \Omega}{5 \text{ k}\Omega}} = 105 \text{ Windungen bekommen.}$$

Der Aufbau des Übertragers erfolgt analog dem Aufbau der Siebdrossel. Die Maße des Spulenkörpers betragen in mm: $a_1 = 48$, $a_2 = 25$, $a_3 = 22$, $a_4 = 13$, $b_1 = 42$, $b_2 = 24$, $b_3 = 22$, $c = 32$, $d = 1$. Zuerst bringen wir die halbe Primärwicklung mit 1660, dann – durch eine Papierisolation von dieser getrennt – die Sekundärwicklung mit 105 Windungen auf. Nach erneutem Isolieren folgt die zweite Hälfte der Primärwicklung. Das Ende der ersten Hälfte wird mit dem Anfang der zweiten verbunden. Diese Wicklungstrennung setzt die unvermeidliche Streuung herab und bewirkt damit ein Erweitern des Frequenzbereiches nach höheren Frequenzen. Die fertige Wicklung decken wir wie üblich noch mit einer Papierlage ab.

Bild 78
Die Montageplatte
unseres Experimentier-
gerätes



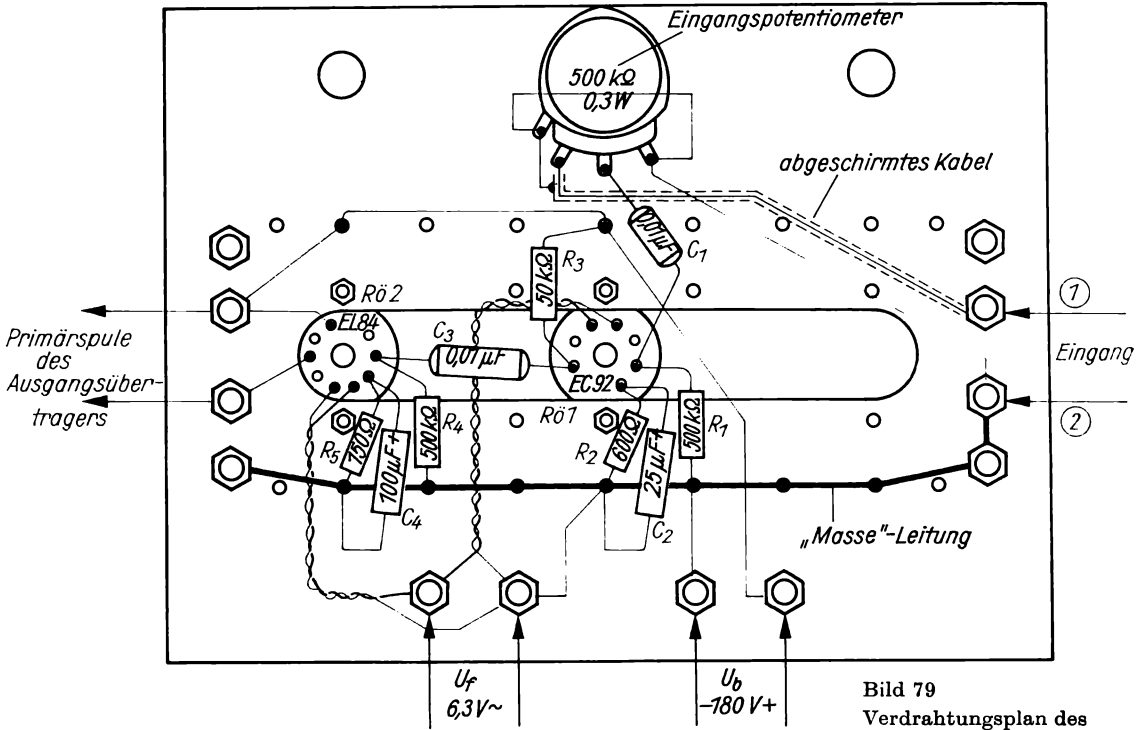
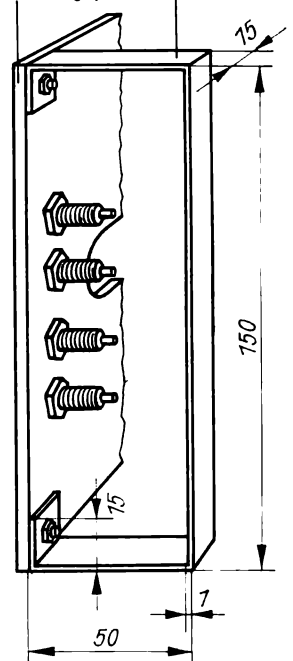


Bild 79
Verdrahtungsplan des
NF-Verstärkers
Bild 80

So verschrauben wir die Auflegewinkel mit der Montageplatte

Auflegewinkel

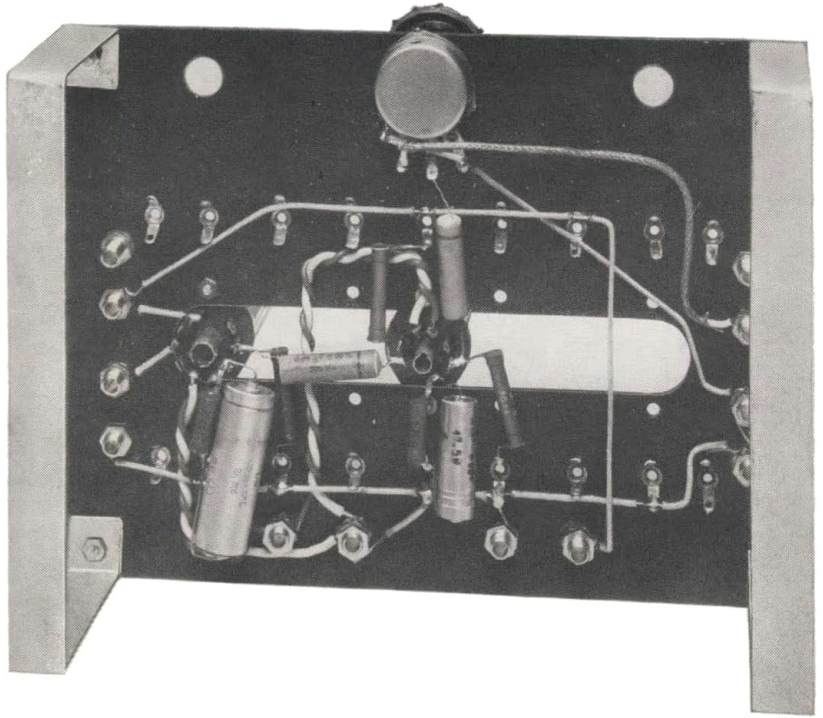
Montageplatte



Zum Aufbau unseres Verstärkers verwenden wir ein *Experimentierchassis*. Eine $150\text{ mm} \times 200\text{ mm}$ große Pertinaxplatte wird nach Bild 78 bearbeitet. In die 6-mm -Bohrungen setzen wir Telefonbuchsen ein, in die Lochreihen A und B Nietlötösen. Röhrenfassungen finden innerhalb des 20 mm breiten Schlitzes Platz. Die drei Bohrungen von 10 mm Durchmesser dienen zur Aufnahme von Potentiometern oder anderen einschraubbaren Bauelementen. Zwei an den kurzen Seiten befestigte Blechwinkel nach Bild 80 erlauben sowohl ein waagrechtes als auch senkrecht Aufstellen unseres Experimentiergerätes. Bild 79 zeigt uns, wie wir die einzelnen Bauelemente einlöten. Wir erkennen, daß der Eingang nicht – wie im Schaltbild 77 – unmittelbar zum Gitterkondensator C_1 führt, sondern daß parallel zum Eingang ein Potentiometer von $500\text{ k}\Omega$ liegt. Mit ihm können wir zu hohe Eingangsspannungen herabsetzen und damit die Lautstärke einstellen.

Wir legen zunächst die beiden Heizleitungen. Um die Abstrahlung der Netzfrequenz möglichst gering zu halten, werden die Leitungen verdreht. Dann löten wir die einzelnen Widerstände und Kondensatoren ein. Schaltdraht ist dafür nicht erforderlich. Eine Heizleitung – welche, ist gleichgültig – verbinden wir mit der *Masseleitung*. Im allgemeinen ist das die Leitung, die am negativen Pol der Betriebsspannungsquelle liegt. Muß ein Gerät geerdet werden, dann kommt die Erde an diese Leitung. Für die Verbindung der Eingangsbuchse 1 mit dem Potentiometer verwenden wir abgeschirmtes Kabel. Abschirmflecht und Poten-

Bild 81
Versuchsaufbau
unseres Verstärkers



tiometergehäuse legen wir auf Masse. Mit dieser Maßnahme verhindern wir unerwünschte Brummeinstreuungen. Bild 81 gestattet uns einen Blick in die fertige Verdrahtung. Die Primärspule des Lautsprecherübertragers schließen wir mit zwei möglichst kurzen Leitungen an die Ausgangsbuchsen an. Dann kann die erste Funktionsprobe folgen.

An den Eingang legen wir eine Wechselspannung von 5 V. Nach etwa 20 Sekunden Anheizdauer vernehmen wir im Lautsprecher einen Brummtone, der einer Frequenz von 50 Hz entspricht. Mit dem Potentiometer können wir laut und leise stellen. Wir prägen uns diesen Ton gut ein; künftig machen wir alle Anstrengungen, ihn aus unseren Schaltungen zu vertreiben. Um uns an Hand der Lautstärke eine Vorstellung vom Verstärkungsgrad zu verschaffen, schließen wir den Lautsprecher – aber mit Übertrager – an die 5-V-Wechselspannung direkt an. Wir hören den Ton noch, wenn wir mit dem Ohr ganz nahe an den „Leisesprecher“ herangehen. In den Schaltbildern der folgenden Experimente wollen wir den Verstärker nicht immer in aller Ausführlichkeit zeichnen; eine symbolische Darstellung der Baugruppe „NF-Verstärker“ nach Bild 82 reicht aus.

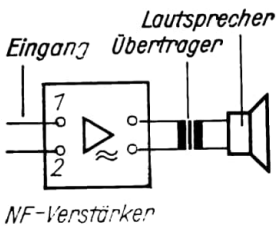


Bild 82
Baugruppensymbol
„NF-Verstärker“

Im nächsten Versuch bauen wir eine *Mikrofonanlage* auf. Die Schaltung entnehmen wir Bild 83. 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 Kohlemikrofon jedoch aus. Es besteht aus einer dünnen Kohlemembrane mit Spitze und einer Pfanne, in der

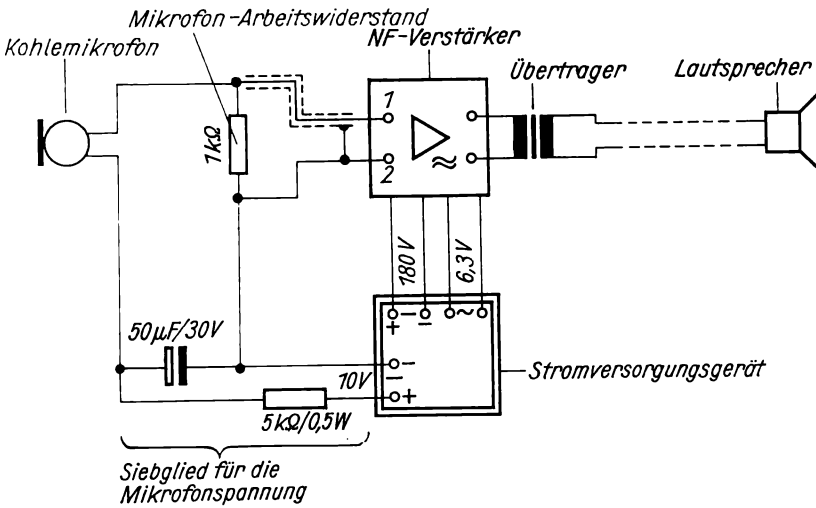


Bild 83
Schaltung unserer
Mikrofonanlage

sich Kohlegrieß befindet (siehe Bild 84). Wenn wir das Mikrofon in Reihe mit einem Arbeitswiderstand an eine Gleichspannung von etwa 4 V legen, fließt ein bestimmter Strom. Sprechen wir, treffen Schallwellen auf die Membrane und drücken den Kegel tiefer in den Kohlegrieß. Dadurch wird der Übergangswiderstand zwischen den einzelnen Kohlekörnern geringer und damit 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.

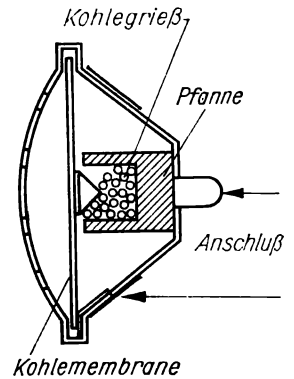


Bild 84
Aufbau eines Kohle-
mikrofons

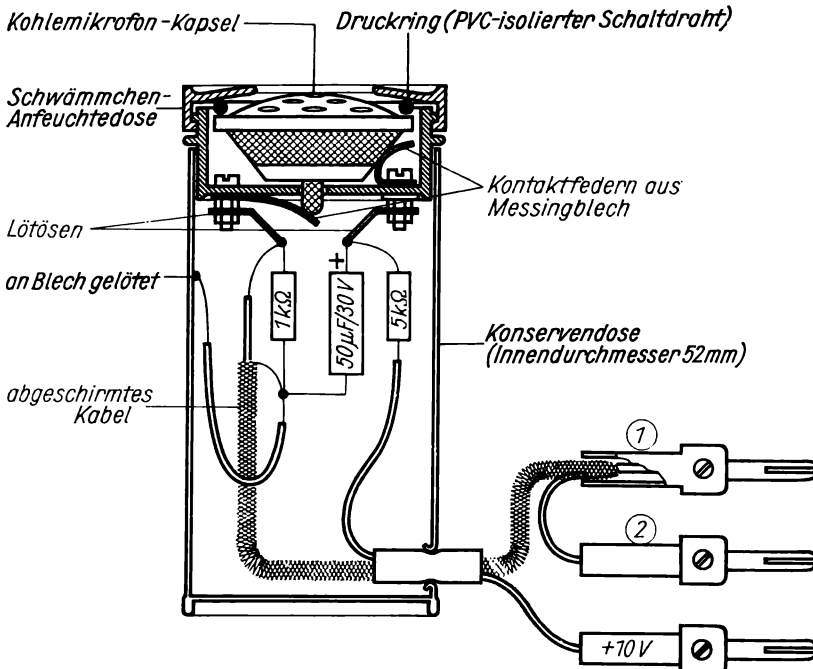
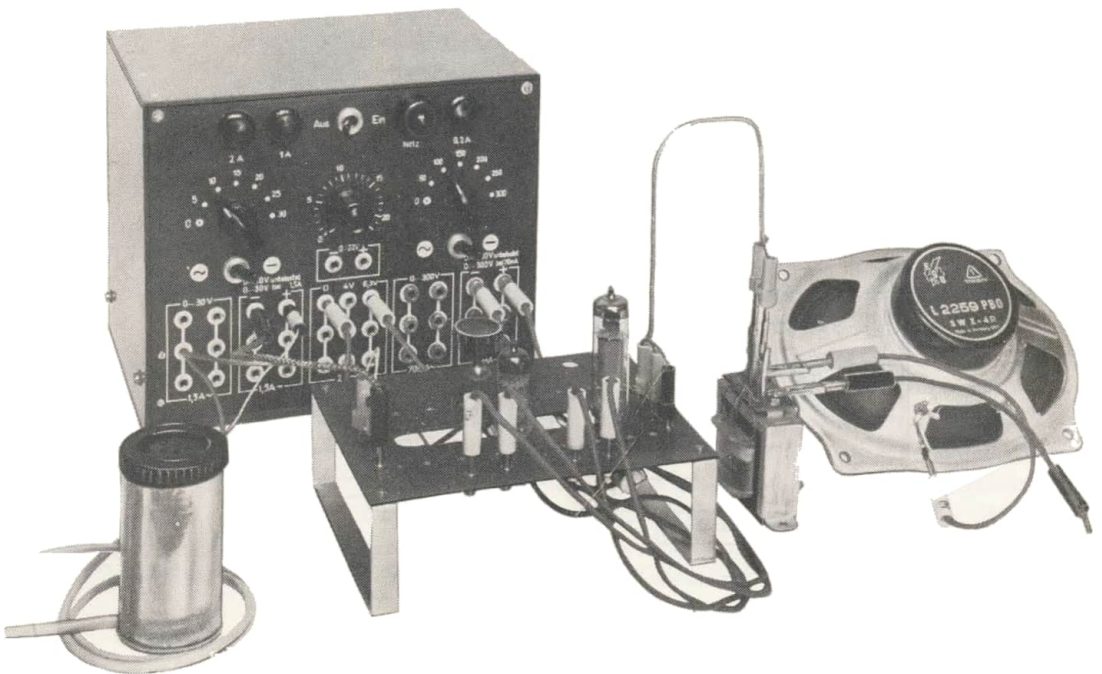


Bild 85
Schnitt durch unser
Handmikrofon

Als Mikrofon-Spannungsquelle dient der Niederspannungsausgang unseres Stromversorgungsgerätes. Mit einem zusätzlichen Siebglied glätten wir die Spannung so weit, daß im Lautsprecher kein störendes Brummen mehr auftritt. Für den Einbau der Kohlekapsel besorgen wir uns im Schreibwarengeschäft eine Schwämmchen-Anfeuchtedose. 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 85 Kontaktstreifen aus Federmessing – dazu eignen sich gut Kontaktstreifen verbrauchter Taschenlampenbatterien – 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 Buchse 1 des Eingangs, Abschirmung an Buchse 2, Siebwiderstandskabel an plus 10 V. Den Minuspol der Niederspannung legen wir an die unterste Eingangsbuchse oder an den Minuspol der Mittelspannung.

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. Sollte trotz räumlicher Trennung von Mikrofon und Lautsprecher ein Pfeifen oder Heulen auftreten, schirmen wir die Verbindungsleitung zwischen der Endröhrenanode (untere Ausgangsbuchse) und Übertrager ab. Das Abschirmgeflecht verbinden wir wieder mit Masse. Sollte auch das noch keine Abhilfe bringen, löten wir zwischen C_3R_4 und dem Steuergitter der Endröhre einen Widerstand von 1 bis 5 k Ω ein. Im Bild 86 können wir unseren Mikrofon-Versuchsaufbau betrachten. Und nun viel Spaß!

Bild 86
Unsere Mikrofonanlage



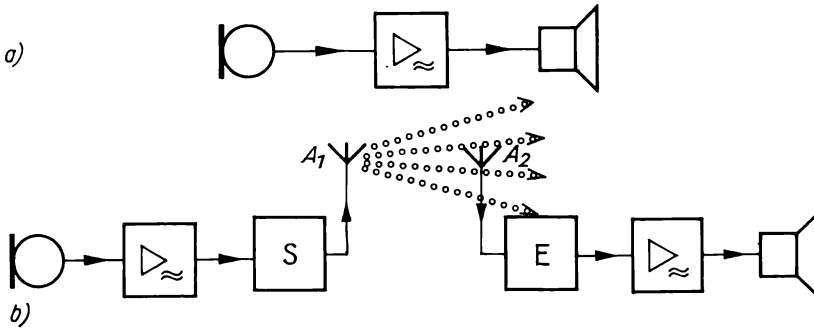


Bild 87
Aus der Mikrofon-
anlage (a) wird eine
Rundfunkanlage (b)

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 weit vergrößert, daß ein angeschlossener Lautsprecher wieder kräftige Schallwellen abgeben kann. Im Bild 87a sehen wir die einfachste Darstellungsmöglichkeit der Mikrofonanlage: ein *Blockschaltbild*. Nur der Signalfluß ist angedeutet; die Betriebsspannungen für Mikrofon und Verstärker werden vernachlässigt. Wie man die Mikrofonanlage zur Rundfunkanlage ausbauen kann, ist darunter gezeigt. Die verstärkten Mikrofonströme geben wir auf den *Sender S*, der – für unser Ohr unhörbar – über eine *Antenne A₁* *elektromagnetische Wellen* abstrahlt.

Eine Empfangsantenne *A₂* 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 mm × 240 mm × 100 mm ein. Die Frontplatte erhält nach Bild 88a zwei Öffnungen; an ihrer Rückseite verschrauben wir den Lautsprecher, die Vorderseite wird mit Dekostoff überzogen. Um unerwünschte Resonanzerscheinungen zu vermeiden, schieben wir auf die Lautsprecher-Befestigungsschrauben einige Gummischeiben, ehe das Lautsprecherchassis aufgesetzt wird (vgl. Bild 88b). Eine gelochte Pappe bildet die Gehäuserückwand.

Bild 89 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. Für die beiden Lautsprecherkabel nehmen wir am besten auch abgeschirmte Leitungen. Ein Draht von einem bis zwei Metern 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

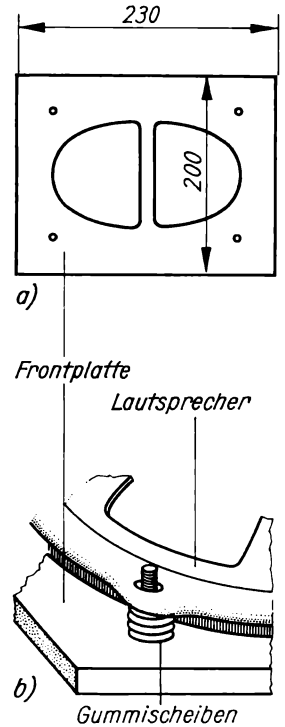


Bild 88
Zum Aufbau des Laut-
sprechergehäuses:
a) So bearbeiten wir
die Schallwand,
b) Zwischen Front-
platte und Laut-
sprecher legen wir
Gummischeiben

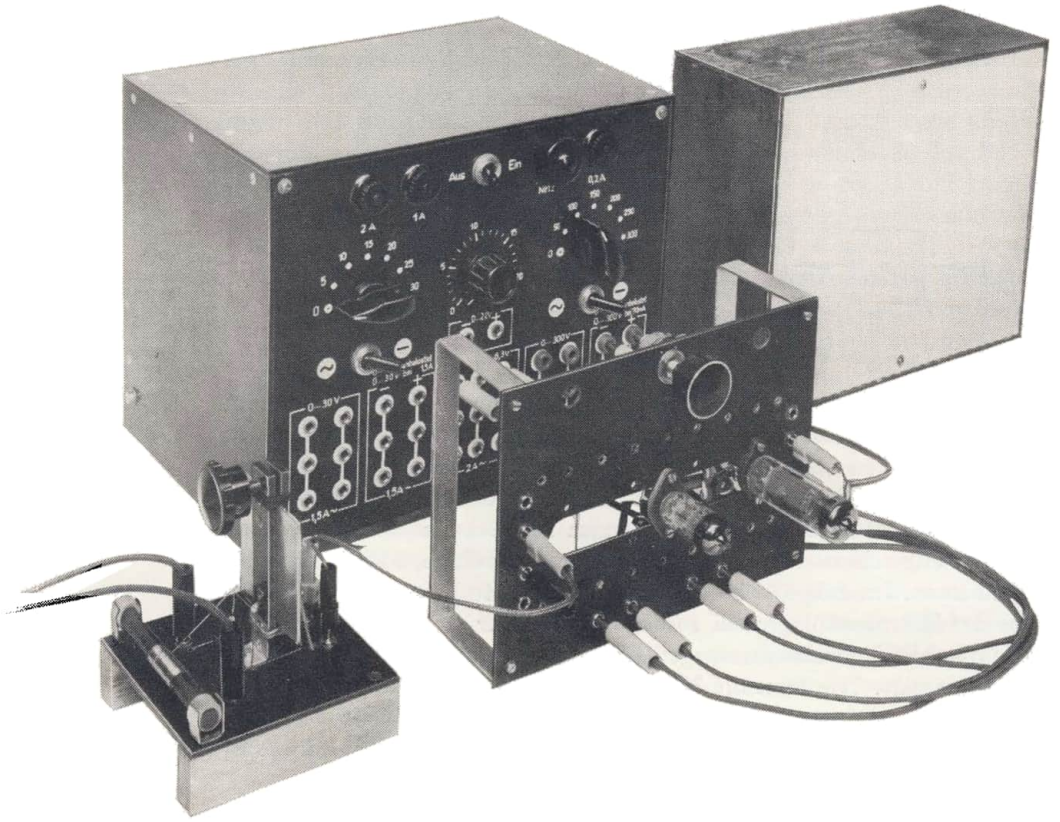


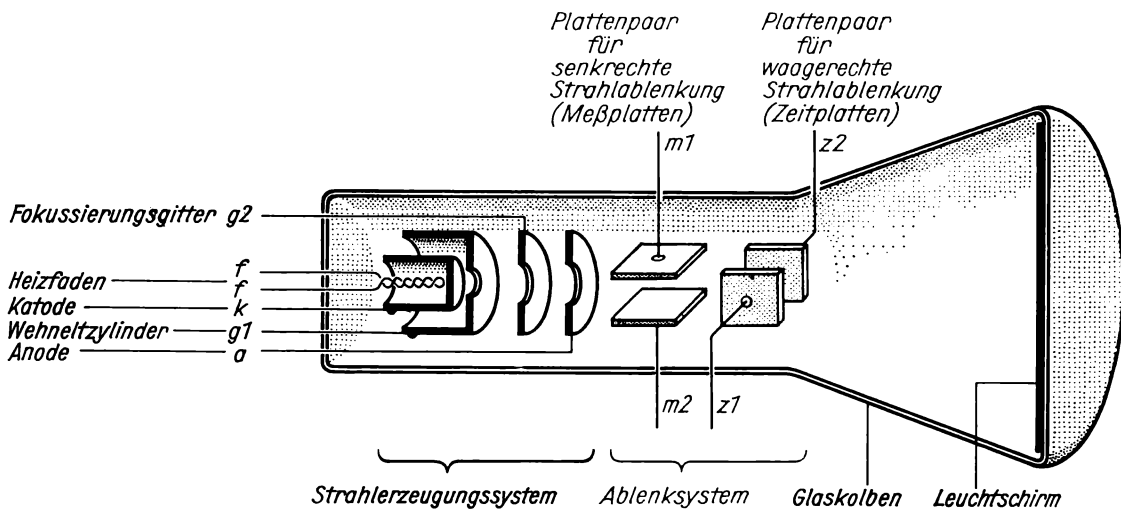
Bild 89
Wir schalten unseren
Diodenempfänger an
den NF-Verstärker

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.

6. Wir bauen ein Gerät zum Aufzeichnen elektrischer Schwingungen: einen Oszillografen

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 ist noch offen. Physikalische Experimente sollen uns bei ihrer Beantwortung helfen. Natürlich fangen wir wieder bei unserem Empfänger an. Im „Stromkreis“ Antenne–Erde 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 *Elektronenstrahl-Oszillografen*.

Bild 90
Aufbau einer Oszillografenröhre



Was man von der Braunschen Röhre wissen muß

Das wichtigste Bauelement des Oszillografen ist eine besondere Elektronenröhre, die entweder nach ihrem Erfinder *Braunsche Röhre* oder nach ihrem Verwendungszweck *Oszillografenröhre* genannt wird. Eine ihrer Verwandten ist uns sicher allen bekannt: die Bildröhre im Fernsehempfänger. Sie hat eine besonders große Schirmfläche. Bild 90 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. Wir wollen nun wieder selbst erleben, was geschieht, wenn wir an den Heizfaden und 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 Vor-

Bild 91
Sockelschaltbild der
Oszillografenröhre
B7 S2

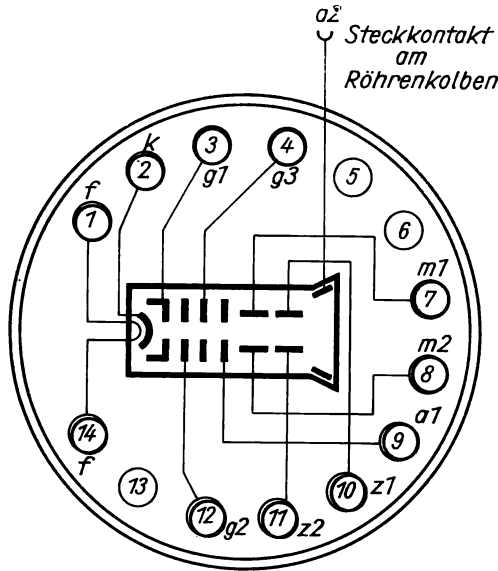
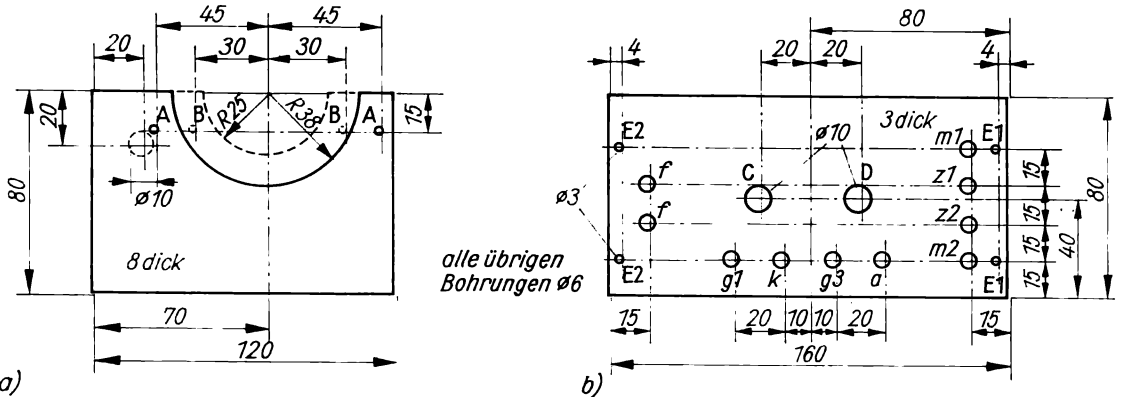


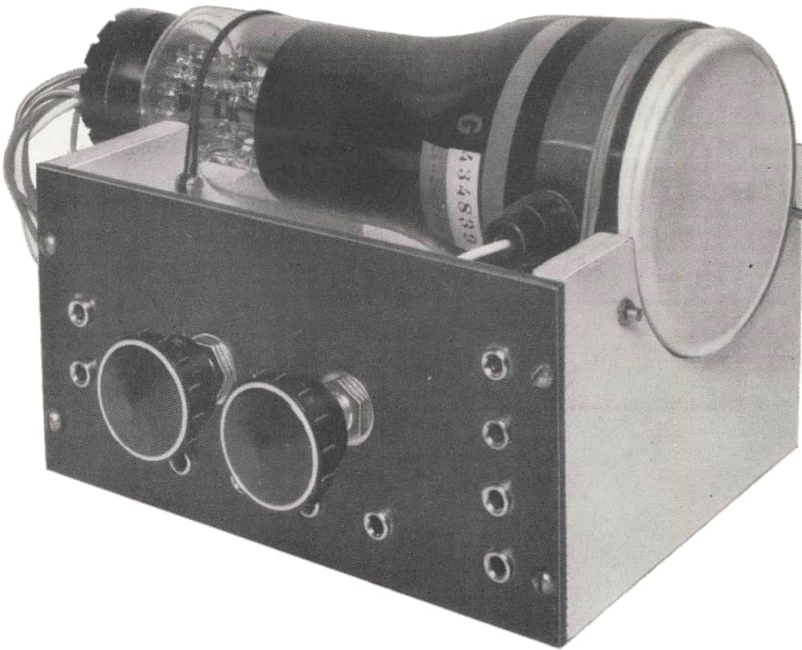
Bild 92
Der Experimentier-
stand für die Oszillo-
grafenröhre:
a) Lagerböcke,
b) Anschlußplatte



teile. 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 91. 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. Aus 8 mm dickem Holz sägen wir nach Bild 92a zwei Lagerböcke, von denen einer eine halbkreisförmige Aussparung mit dem Radius 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 92b) fertigen wir aus 3 mm dickem Pertinax und schrauben sie bei E1 an den Lagerbock mit

Bild 93
Unser Experimentier-
ständer



der großen Aussparung, bei E2 an den mit der kleinen. Bild 93 zeigt den fertigen Experimentierständer. Zwei Schnipsgummis halten die Röhre fest. In den 6-mm-Bohrungen der Anschlußplatte sitzen Telefonbuchsen, in Bohrung C ein Potentiometer von 250 k Ω , in D eines von 1 M Ω . Nach Bild 94 verbinden wir die Röhrenfassung mit den Telefonbuchsen mittels isolierter Litze, die beiden Potentiometer schließen wir zunächst noch nicht an.

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. 270 V Anodenspannung reichen aus. Bild 95a zeigt die Schaltung des Versuchs, Bild 95b gibt das Schirmbild wieder. Wir erkennen einen am Rande ausgefransten Leucht-

Bild 94
Schaltbild des
Experimentierständers

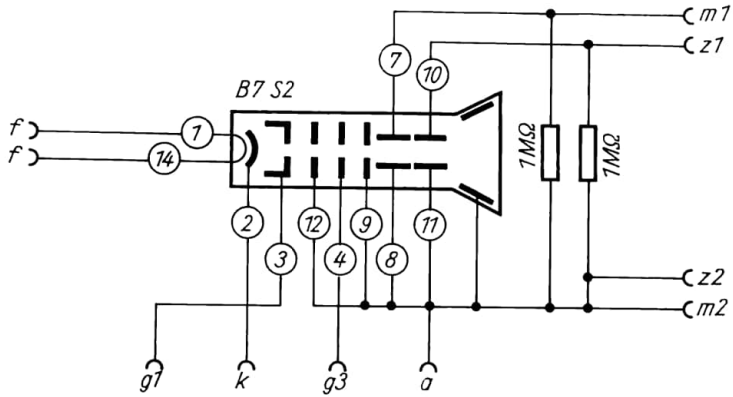
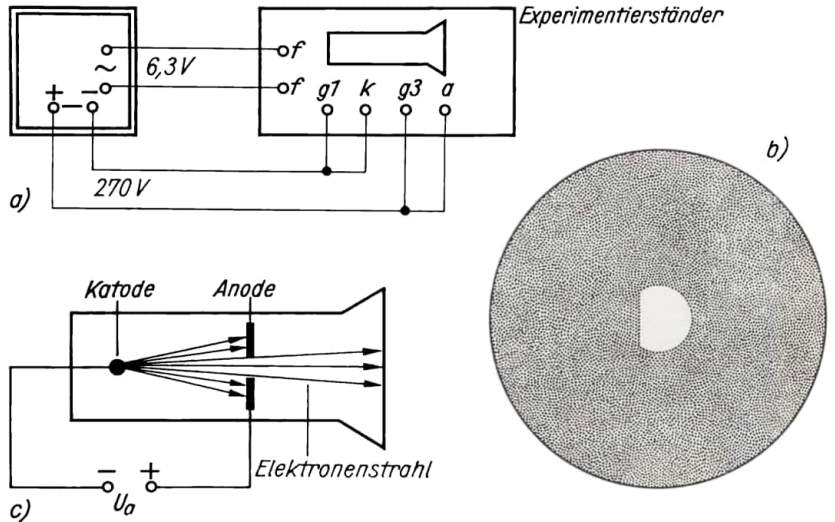
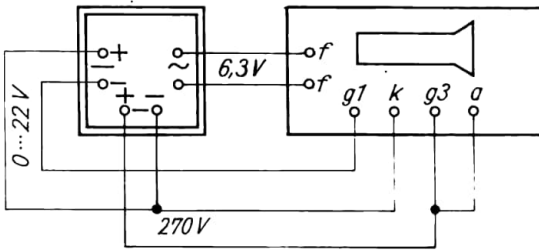


Bild 95
Erzeugung eines
Elektronenstrahls:
a) Schaltung,
b) Schirmbild,
c) Oszillografenröhre
als Diode geschaltet

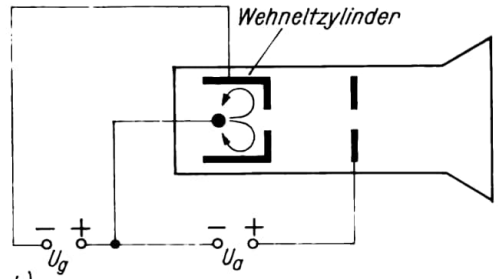


fleck von etwa 10 mm Durchmesser, der links oder rechts (oder auch beiderseitig) geradlinig abgeschnitten erscheint. Das rührt daher, daß der noch nicht gebündelte Elektronenstrahl das senkrecht stehende Plattenpaar streift. Die aus der Katode austretenden Elektronen werden von den Gittern g_2 und g_3 , von der Anode a_1 und von der Nachbeschleunigungsanode a_2 in Richtung Schirm beschleunigt. Wir haben unsere Röhre als Diode geschaltet (vgl. Bild 95 c).

Im nächsten Experiment untersuchen wir den Einfluß des *Wehnelt-Zylinders*. Nachdem wir die Kurzschlußverbindung zwischen g_1 und k entfernt haben, legen wir den Minuspol der stetig veränderlichen Gleichspannung von 0 bis 22 V an den Wehnelt-Zylinder g_1 , den Pluspol an die Katode k . Bild 96 a gibt die Schaltung wieder. Sobald wir die negative Vorspannung an g_1 erhöhen, wird die Helligkeit der Leuchtfläche geringer. Bei einer Spannung von maximal 22 V ist der Röhrenschirm dunkel. Erinnern wir uns an die Steuerwirkung des Triodengitters! Je



a)

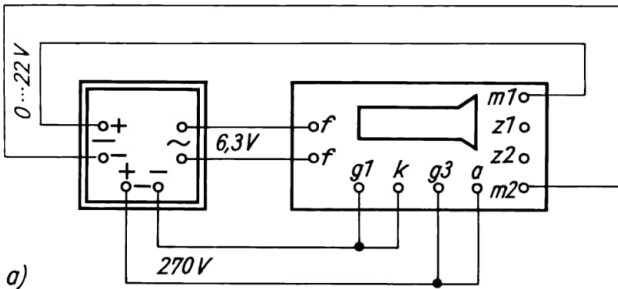


b)

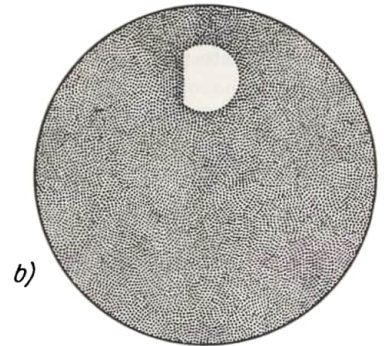
negativer die Spannung am Gitter im Vergleich zur Katode wurde, um so kleiner wurde der Anodenstrom. Der Wehnelt-Zylinder übt die gleiche Funktion wie das Steuergitter einer üblichen Elektronenröhre aus. Mit einer entsprechend hohen negativen Spannung können wir den Elektronenstrahl vollständig sperren (vgl. Bild 96 b). 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 97 a auf. Die stetig veränderliche Gleichspannung liegt jetzt am hinteren Plattenpaar (siehe dazu auch Bild 90). Sobald wir die Spannung erhöhen, wandert der Leuchtfleck nach oben (vgl. Bild 97 b), weil die obere Platte jetzt positiver aufgeladen wird und die Strahlelektronen anzieht. Vertauschen wir die Anschlüsse m1 und m2, so wandert der Strahl nach unten. Eine waagerechte Ablenkung kommt zustande, wenn wir das in Schirmnähe

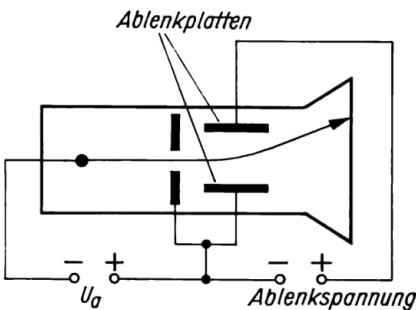
Bild 96
 Hellsteuerung des Elektronenstrahls:
 a) Schaltung,
 b) Der Wehneltzylinder wirkt wie ein Steuergitter



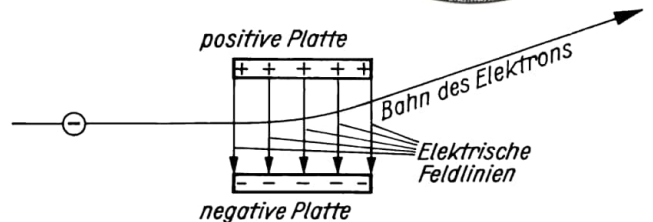
a)



b)



c)



d)

Bild 97
 Ablenkung eines Elektronenstrahls:
 a) Schaltung,
 b) Schirmbild,
 c) Prinzip der Ablenkung,
 d) Zusammenhang zwischen elektrischem Feld und Ablenkrichtung

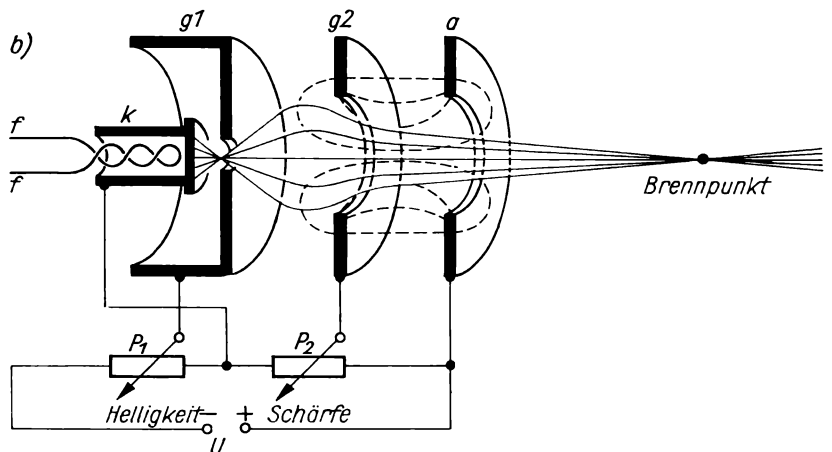
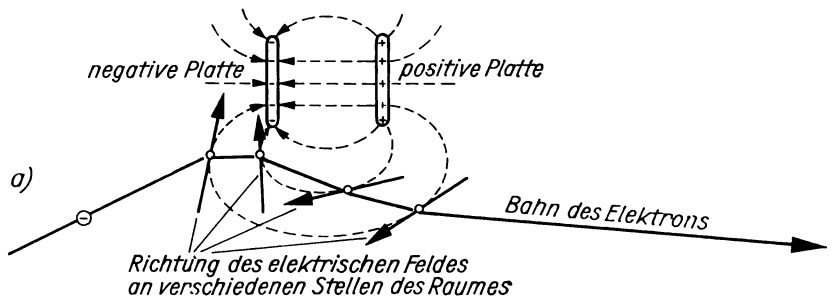
liegende Plattenpaar anschließen. Bild 97c zeigt das Prinzip der Ablenkung eines Elektronenstrahls.

Einen besonders guten Strahl erzeugt unsere Röhre aber noch nicht; laut Schirmbild müssen wir eher auf ein Strahlenbündel schließen. Wie wir die von einer Glühlampe ausgehenden Lichtstrahlen in einem Punkt vereinigen können, ist uns sicherlich bekannt. Wir brauchen dazu eine Sammellinse. Das gleiche können wir auch mit Elektronenstrahlen machen. Die „Sammellinse“ dazu hat der Röhrenhersteller wohlweislich schon eingebaut.

Bild 97d zeigt noch einmal die Ablenkung eines Elektrons beim Durchfliegen eines geladenen Plattenpaars. 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 Ablenkefeld 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 98a

Bild 98
Fokussierung des
Elektronenstrahls:
a) Elektron im Rand-
feld eines geladenen
Plattenpaars,
b) Elektronenoptische
Linse in Scheiben-
anordnung



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 98 b geht hervor, 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* g2 abhängig. Wir müssen die Spannung so einstellen, daß der Brennpunkt genau in der Schirmfläche liegt. Dazu dient das Potentiometer P2.

Mit Hilfe des Potentiometers P1 können wir dem Wehnelt-Zylinder 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 g1, k und g3. Den ursprünglich zu der Buchse g1 führenden Draht löten wir an den Abgriff des Potentiometers von 250 kΩ, den zu g3 führenden an den von 1 MΩ. Bild 99 zeigt, wie wir den Spannungsteiler verdrahten. Das Potentiometer zur Helligkeitseinstellung

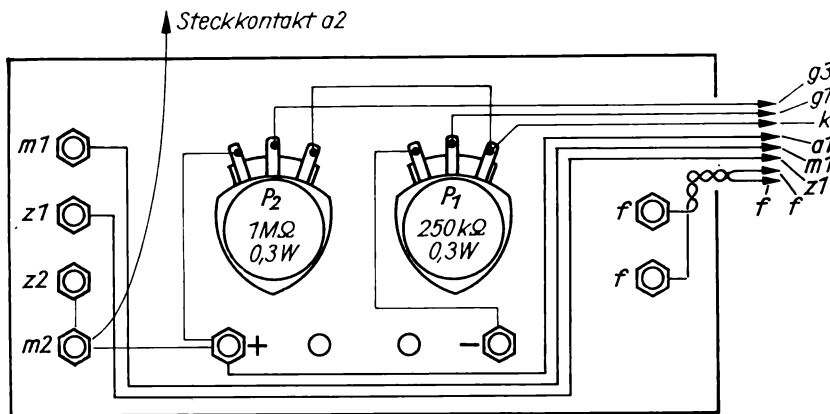
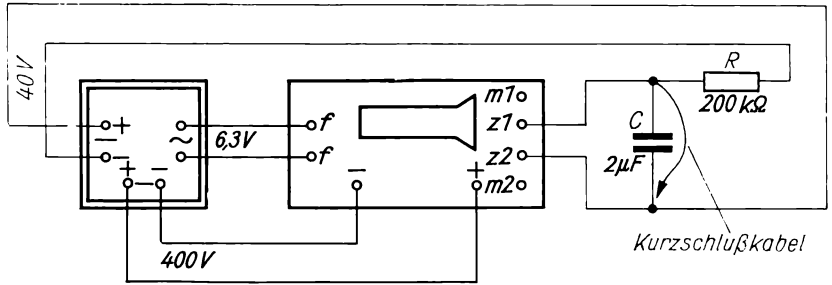


Bild 99
So verdrahten wir den Spannungsteiler des Experimentierständers

drehen wir ganz nach rechts, das zur Scharfeinstellung nach links. Dann legen wir wieder eine Heizspannung von 6,3 V und eine Betriebsspannung von 400 V an. Der Minuspol kommt in die Buchse, an der vorher g1 angeschlossen war. Nach etwa einer halben Minute erscheint auf dem Bildschirm der bekannte Leuchtfleck. Mit P2 können wir den Elektronenstrahl scharf stellen, mit P1 die Helligkeit vermindern. Nun geben wir an die Meßplatten m1 und m2 eine Wechselfspannung von 5 V. Auf dem Schirm entsteht ein senkrechter Strich von etwa 18 mm Länge. Die „Kurve“ stimmt nicht mit der uns aus Bild 23a bekannten überein. In diesem Diagramm haben wir uns allerdings in der Zeit *t* auch nach rechts bewegt.

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 Beob-

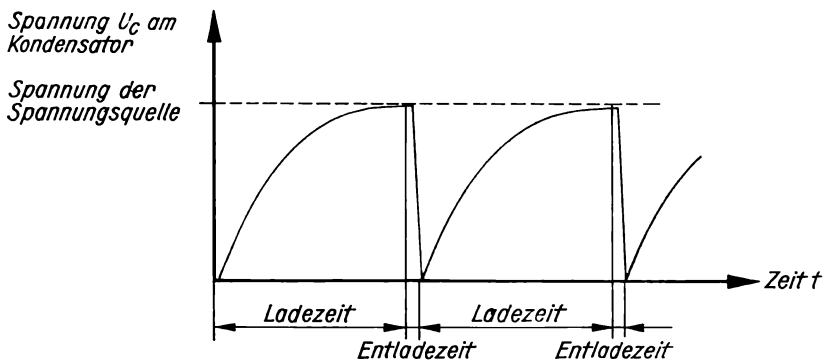
Bild 100
Die Ladespannung
eines Kondensators
lenkt den Elektronen-
strahl zeitabhängig ab



achtung von Schwingungsvorgängen immer den Kopf bewegen zu müssen. Besser ist es, den Elektronenstrahl waagrecht abzulenken. Dazu führen wir einen Versuch nach Bild 100 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 z1 und z2. Der Elektronenstrahl bewegt sich in zwei Sekunden um etwa 35 mm nach rechts. Sobald wir den Kondensator mittels Kabel kurzschließen, springt der Leuchtpunkt in die Ausgangslage zurück. Haben wir den 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 101 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 anderen eignet sich gut eine Type ähnlich der S 51/10 S. Der erste Buchstabe gibt die Form (S: Soffitten-, R: Röhren-, E: Einbauglimmlampe), die erste Zahl die Gesamtlänge der Glimmlampe in mm an. Die erste Ziffer nach dem Strich kennzeichnet die Nennspannung (1: 110 V , 2: 220 V), die zweite Ziffer bezieht sich auf den Vorwiderstand (0: ohne eingebauten Widerstand, 1: mit eingebautem Widerstand). Der letzte Buchstabe bezeichnet den Sockel (S: Soffittenkappen, E: Schraub-, B: Bajonettsockel). Die Zündspannung der S 51/10 S liegt bei $U_z \approx 90\text{ V}$, die Löschespannung bei $U_L \approx 80\text{ V}$. Wir dürfen uns jedoch nicht wundern, wenn wir um mehr als 10 V davon abweichende Werte messen. Die Exemplarstreuung ist bei Glimmlampen verhältnis-

Bild 101
So sieht der Span-
nungsverlauf unserer
Zeitablenkschaltung
ungefähr aus



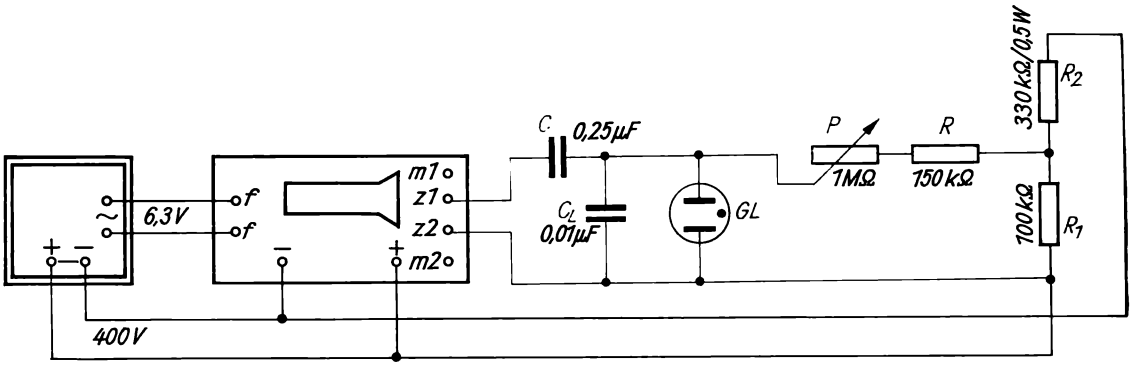


Bild 102
Ein Glimmlampen-
kipperät als Zeit-
ablenkschaltung

mäßig groß. Selbst ein und dasselbe Exemplar ändert seine Werte – wenn auch geringfügig – je nach Temperatur und Lichteinfall. Den Versuch bauen wir nach Bild 102 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 verlischt die Lampe, der Ladevorgang wiederholt sich. Die Spannung am Ladekondensator schwankt etwa zwischen 80 V 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 103 ist der Spannungsverlauf am Lade- oder Kippkondensator dargestellt.

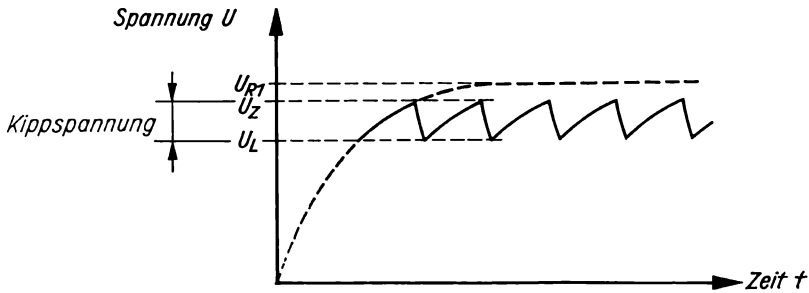
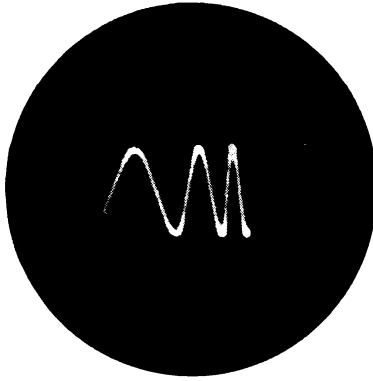


Bild 103
Spannungsverlauf am
Ladekondensator C_L

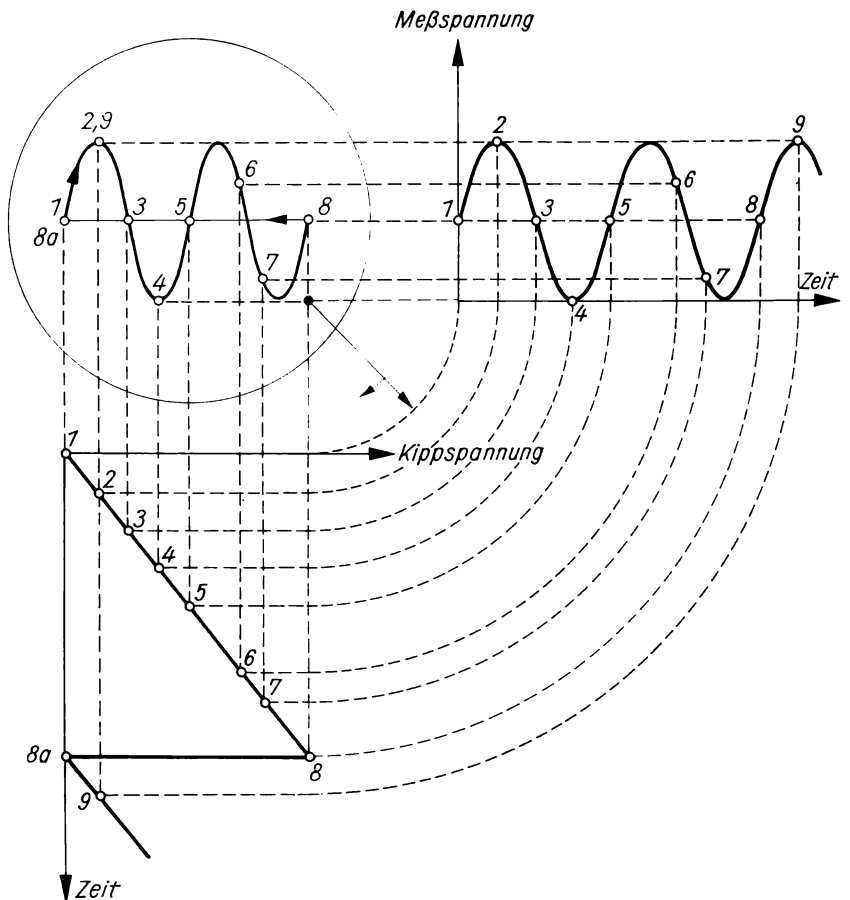
Nun legen wir an die noch freien Meßplattenanschlüsse $m1$ und $m2$ eine Wechselspannung von 5 V. Auf dem Bildschirm erscheint – allerdings etwas verzerrt – die bekannte Kurve einer Wechselspannung (vgl. Bild 104). Die Verzerrung rührt vom nichtlinearen Kippspannungsanstieg her. Mit Hilfe des Potentiometers P können wir die Ablenkgeschwindigkeit des Elektronenstrahls vergrößern oder verkleinern und damit weniger oder mehr Schwingungen der Wechselspannung abbilden.

Bild 104
Oszillogramm einer
Wechselspannung



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 $16\frac{2}{3}$ Hz. Bild 105 veranschaulicht, wie sich eine ideale Kipperschwingung und eine sinusförmige Wechselspannung zum Schirmbild überlagern.

Bild 105
So überlagern sich
Meßspannung und
Kippspannung zur
Schirmbildkurve



Wir bauen einen Elektronenstrahl-Oszillografen

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 106 zeigt das Blockschaltbild eines Oszillografen, wie wir ihn nun als Gerät aufbauen wollen.

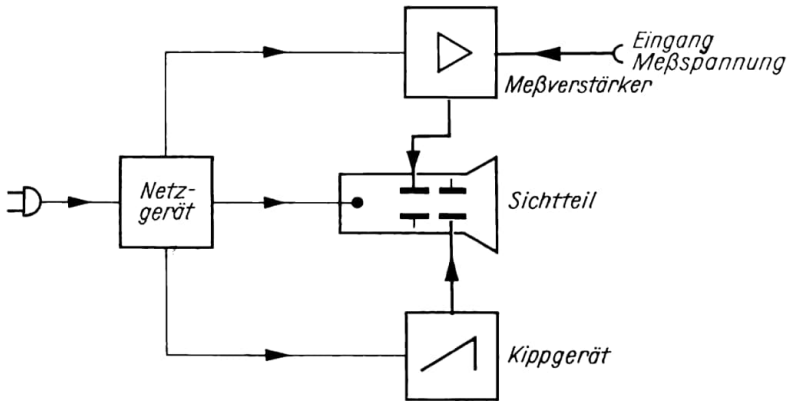


Bild 106
Blockschaltbild eines
Oszillografen

Mit dem Netzteil fangen wir an

Die Bilder 107 und 108 vermitteln uns einen Eindruck, wie der fertige Elektronenstrahl-Oszillograf aussehen wird, im Bild 109 sehen wir das gesamte Schaltbild. Rechts unten erkennen wir das Netzgerät, das so-

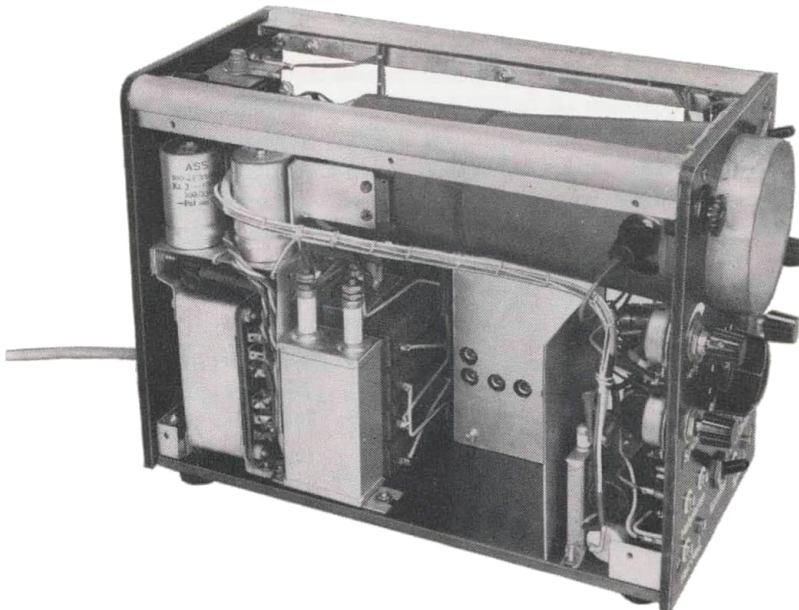


Bild 107
Ansicht des Oszillogra-
fenaufbaus von
links

Bild 108
Ansicht des Oszillografenaufbaus von rechts

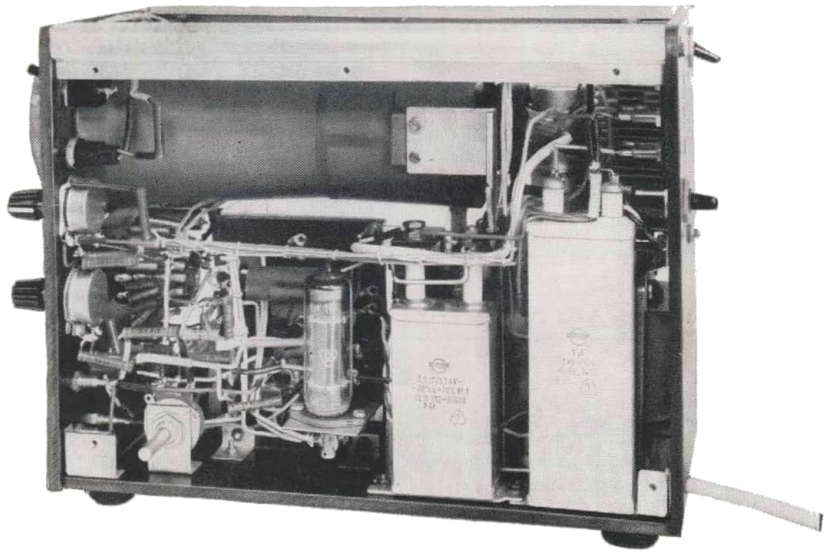
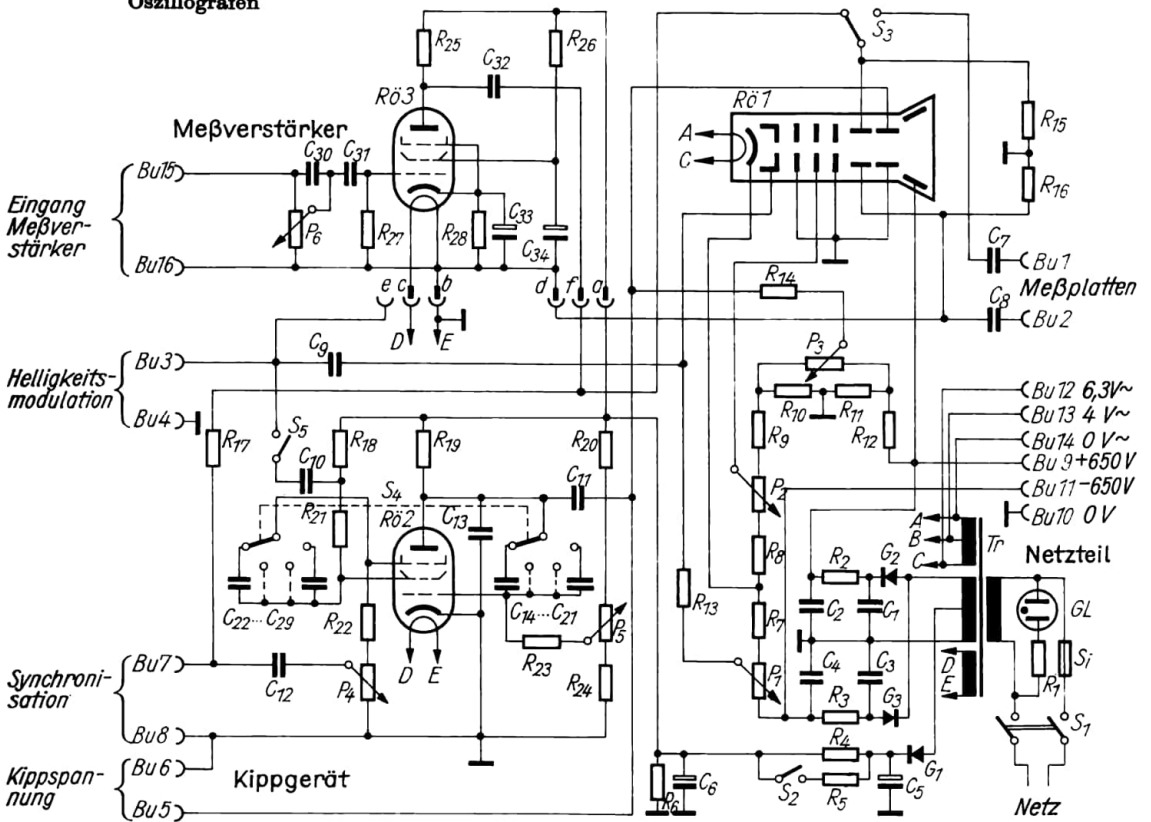


Bild 109
Schaltbild des Oszillografen



wohl die Bildröhre Röl als auch das links unten gezeichnete Kippgerät und den links oben angeordneten Meßverstärker mit den erforderlichen Spannungen versorgt. Beginnen wir zunächst mit dem Aufbau des Netzteiles. Im Bild 110 ist es noch einmal gesondert gezeichnet.

Als Transformator Tr 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),

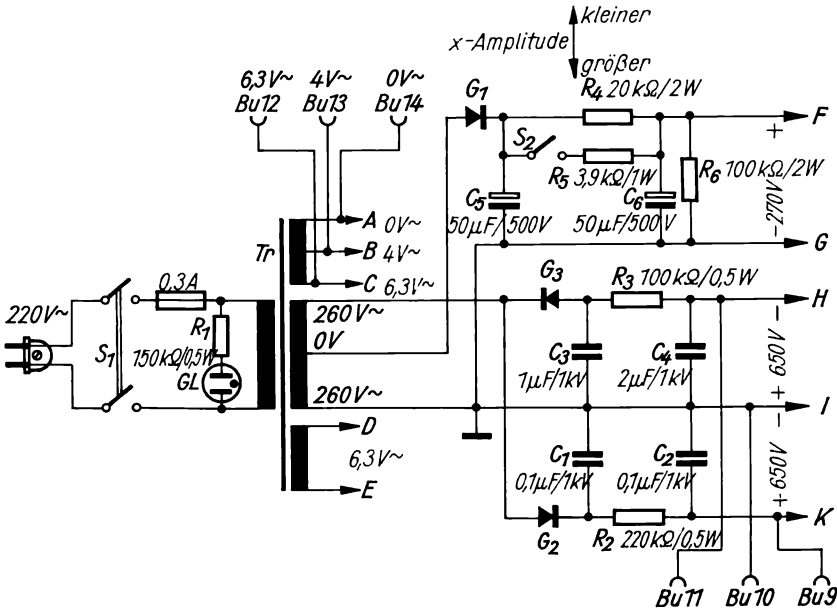
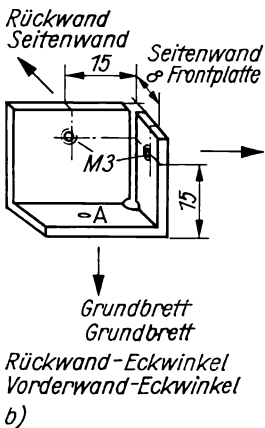
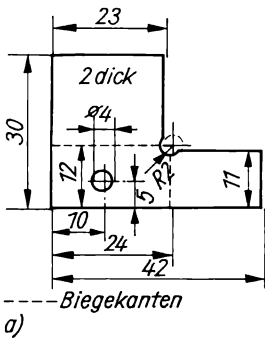
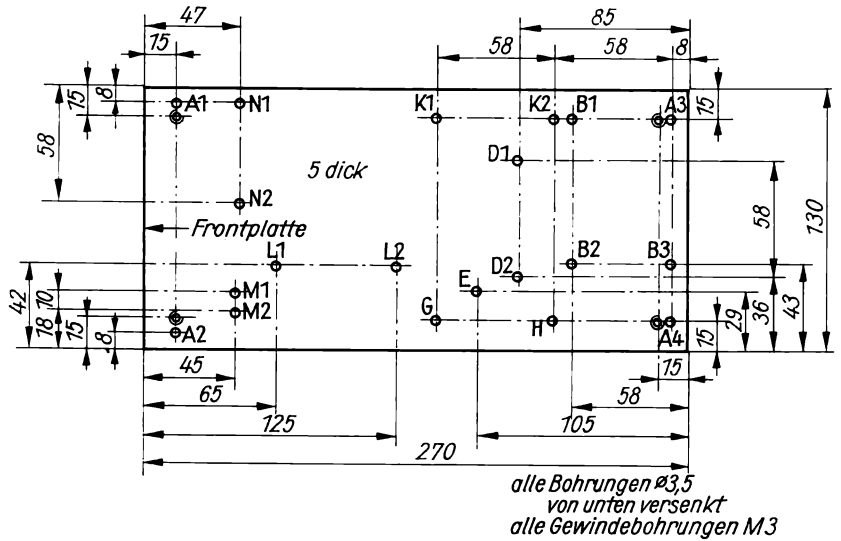


Bild 110
Schaltbild des Netzgerätes für den
Oszillografen

oder wir berechnen und bauen einen selbst. Die Ausgänge F und G liefern die Anodenspannung für Kippgerät und Meßverstärker. Für G_1 verwenden wir einen Selengleichrichter für 250 V und 100 mA. Mittels Schalter S_2 kann der Siebwiderstand von 20 k Ω auf 3,26 k Ω verkleinert und damit die Anodenspannung erhöht werden. R_6 verhindert, daß sich im Leerlauf C_6 unnötig hoch auflädt. H und I führen zum Spannungsteiler der Oszillografenröhre. 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_2 verwertet nur eine Hälfte der Wechselspannung; die andere Hälfte läßt der gegenpolig geschaltete Gleichrichter C_3 durch, G_2 und G_3 arbeiten sozusagen im „Gegentakt“. An H und K steht die doppelte Spannung im Vergleich zu H und I zur Verfügung. Die Kondensatoren C_1 bis C_4 müssen unbedingt hochspannungsfest sein; für G_2 und G_3 verwenden wir je zwei in Reihe geschaltete Selengleichrichter für 220 V und 30 mA. Die Wicklung AC liefert die Heizspannung der Bildröhre, DE die für Meßverstärker und Kippgerät. Damit wir später mit diesem Hochspannungs-Netzgerät auch eine zweite Oszillografenröhre betreiben können, führen wir die erforderlichen Spannungen zu leicht zugänglichen Telefonbuchsen Bu 9 bis Bu 14.

Bild 111
Das Grundbrett des
Oszillografen (von
oben gesehen)



Das Grundbrett des Oszillografen stellen wir nach Bild 111 aus 5 mm dickem Pertinax her. In den vier Gewindebohrungen schrauben wir von unten je einen Gummifuß mit einer Schraube M3 fest. Zum Anschrauben der Seitenwände dienen vier Eckwinkel, die aus 2 mm dickem Eisenblech zunächst ausgeschnitten (vgl. Bild 112) und nach dem Biegen verbohrt und mit Gewinde versehen werden. Wir beachten, daß zwei Winkel spiegelbildlich zu den anderen beiden gebogen werden müssen. Nach dem Lackieren schrauben wir zwei Eckwinkel bei A1 und A2 mit je einer Schraube und Mutter M3 auf das Grundbrett. An ihnen befestigen wir später die Frontplatte. Der dritte Winkel wird gleichzeitig mit dem Transformator bei A3 und dieser außerdem noch bei B1, B2 und B3 angeschraubt. Die richtige Lage der Einzelteile entnehmen wir den Bildern 107 und 108. An die später nicht mehr gut zugänglichen Transformatoranschlüsse für 260 V, 0 V und 260 V sowie an die Heizwicklung 6,3 V löten wir gleich jetzt fünf etwa 20 cm lange Drähte an.

Das Netzteil für die Mittelspannung (Kippgerät, Verstärker) wird auf einem gesonderten Chassis aufgebaut. Wir fertigen es aus 1 mm dickem Eisenblech nach Bild 113. Dieses Blech soll gleichzeitig das Streufeld des Netztrafos teilweise abschirmen. Wie im Kapitel 7 noch beschrieben wird, treten aus dem Kern einer von Wechselstrom durchflossenen Spule magnetische Feldlinien heraus. 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. In die Bohrungen von 20 mm Durchmesser setzen wir die beiden 50- μ F-Kondensatoren C₅ und C₆ ein; der 250-V/100-mA-Selengleichrichter G₁ findet in der danebenliegenden Bohrung Platz.

Dann stellen wir, ebenfalls aus 1 mm dickem Eisenblech, die hintere Halterung des Abschirmzylinders der Oszillografenröhre her. Bild 114a zeigt das Bearbeitungsschema, 114 b, wie wir den Rohling fertig biegen.

Bild 112
Die Eckwinkel (vier
Stück, davon zwei
spiegelbildlich):
a) Rohling,
b) Gebogen und mit
Gewindelöchern

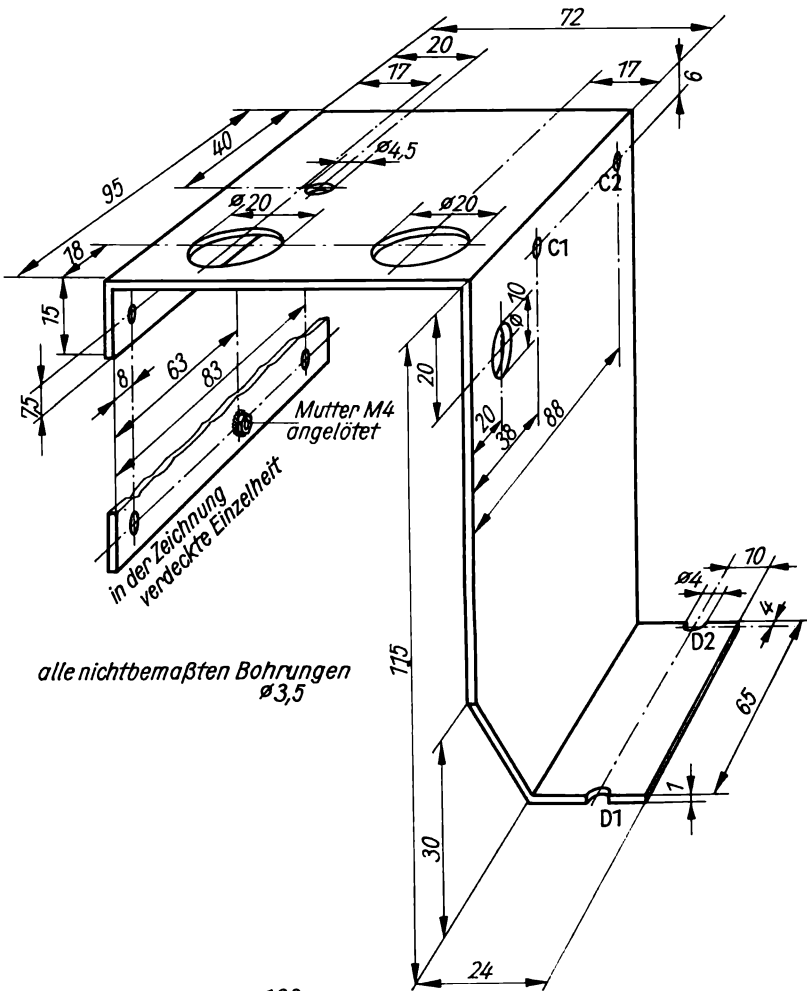
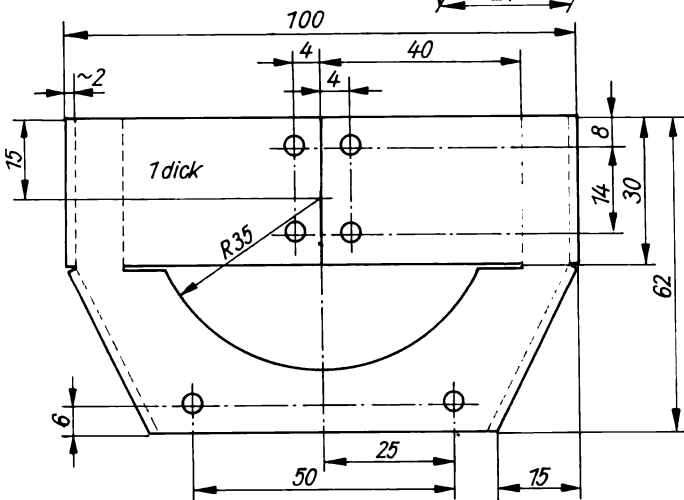


Bild 113
Das Abschirmblech
aus Weicheisen für
den Transformator



alle Bohrungen $\varnothing 3,5$
--- Biegekanten

a)



b)

Bild 114
Die hintere Halterung
des Abschirmzylinders:
a) Rohling fertig
bearbeitet,
b) Gebogen

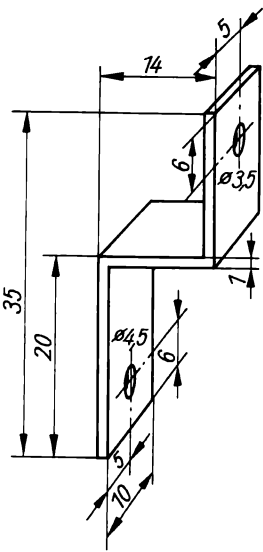


Bild 115
Verbindungswinkel für
Transformator und
Abschirmblech

Er wird bei C1 und C2 an das Abschirmblech angeschraubt. Um dieses fest mit dem Netztrafo verbinden zu können, lösen wir die oberen beiden Kernschrauben, biegen und bohren zwei Blechwinkel nach Bild 115 und verschrauben sie so mit dem Transformator, wie es im Bild 107 zu sehen war. Zusammen mit dem Hochspannungs-Becherkondensator C_3 von $1 \mu\text{F}$ befestigen wir anschließend das Abschirmblech bei D1 und D2 auf dem Grundbrett und verschrauben es gleichfalls mit den vorher angebrachten Transformatorwinkeln.

Für das Anbringen der beiden zweiteiligen Hochspannungsgleichrichter G_2 und G_3 fertigen wir folgende Einzelteile:

einen unteren Winkel nach N1 ($a = 15$; $b = 8$; $c = 20$; $d = 1$; für Bohrung i $e = 10$; für Bohrung k $e = 5$; $f = 5$; $h = 3$; $i = 4,5$; $k = 3,5$),
einen oberen Winkel nach N1 ($a = 15$; $b = 10$; $c = 20$; $d = 1$; $e = 10$; $f = 5$; $h = 5$; $i = k = 3,5$) und

zwei Streben aus 3 mm dickem Pertinax nach Bild 116a. Diese Teile werden – wie aus Bild 116b ersichtlich – mit den Gleichrichtern verschraubt. Bei E befestigen wir die Gleichrichterhalterung auf dem

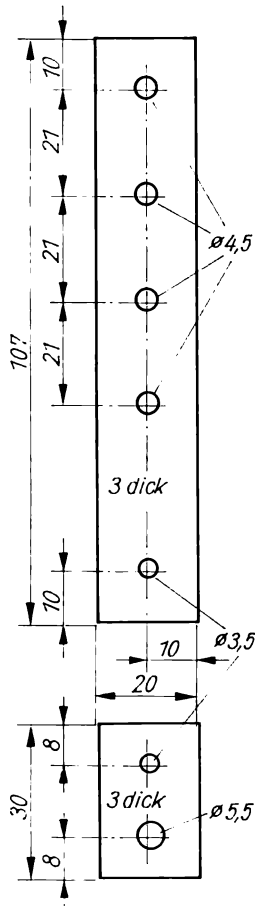


Bild 116
Die Halterung für die
Hochspannungsgleich-
richter: a) Streben der
Gleichrichterhalterung,
b) So befestigen wir
die Gleichrichter

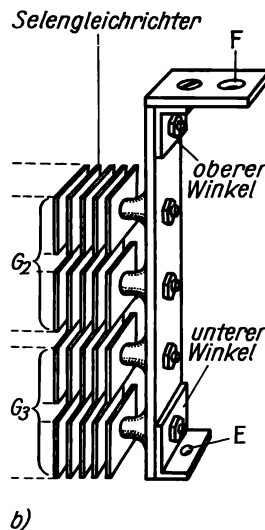
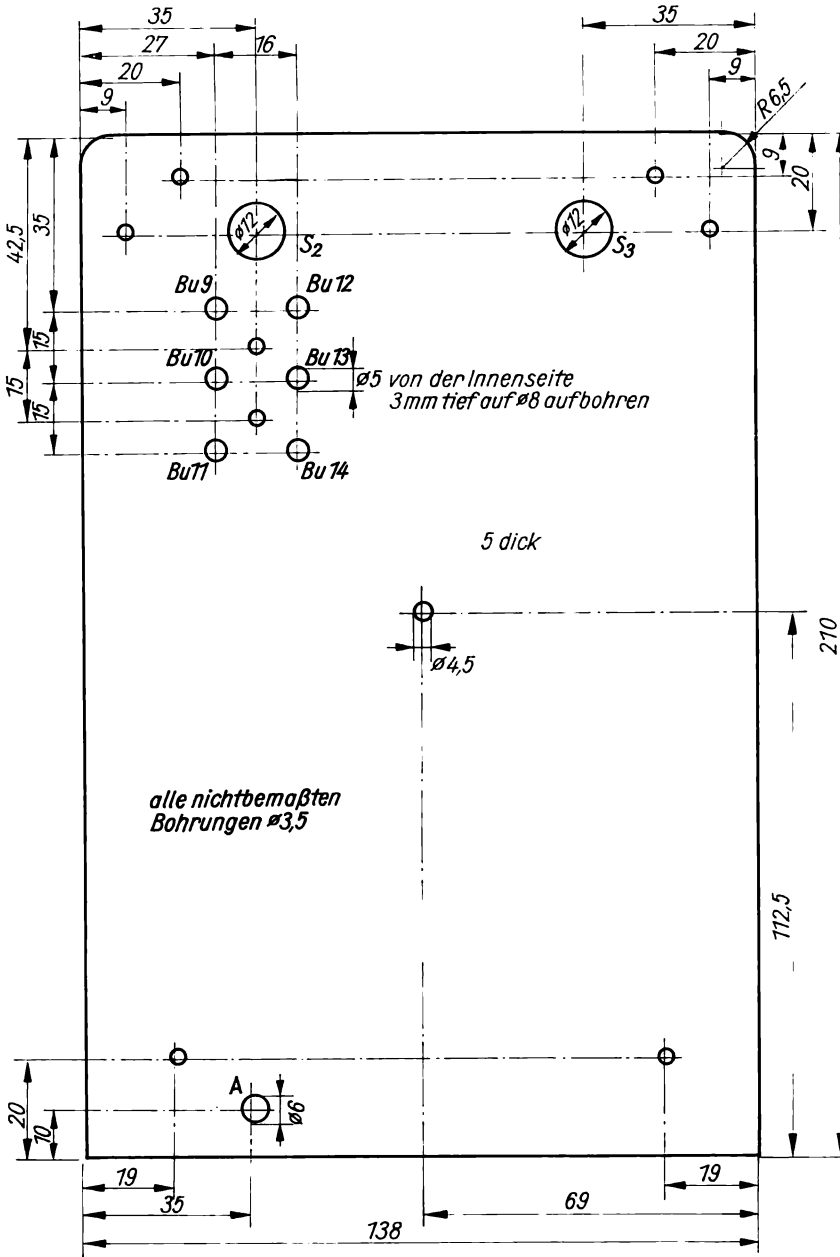
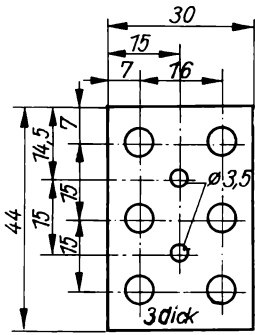


Bild 117
Die Rückwand des
Oszillografengehäuses



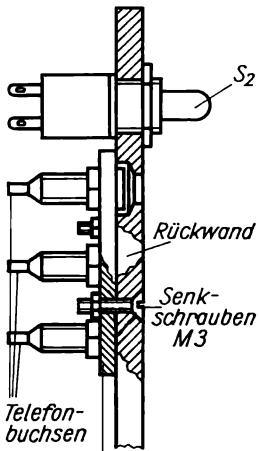
Grundbrett, und in F schieben wir einen Schraubenanschluß des Hochspannungsbeckers $C_2 = 0,1 \mu\text{F}$, den wir anschließend bei G ebenfalls mit dem Grundbrett verschrauben. Der letzte Eckwinkel wird nun bei A4 zusammen mit dem Kondensator C_4 von $2 \mu\text{F}$ und dieser wieder gemeinsam mit C_2 bei H angeschraubt. Den Hochspannungsbecher $C_1 = 0,1 \mu\text{F}$ befestigen wir in den Bohrungen K1 und K2.

Dann stellen wir die Gehäuserückwand her. Bild 117 gibt Auskunft, wie



a)

übrige Bohrungen $\phi 6$



b)

Buchsenbrett

Bild 118
So sitzt das Buchsenbrettchen an der Rückwand: a) Bohrschema, b) Mit zwei Senkschrauben befestigen wir das Buchsenbrettchen

die 5 mm dicke Pertinaxplatte zu bearbeiten ist. Damit wir nicht zufällig beim Betätigen eines Schalters die hochspannungsführenden Buchsen an der Rückwand berühren, setzen wir sie auf ein besonderes Pertinaxbrettchen. Die Maße dafür sind im Bild 118a enthalten. Dieses Brettchen setzen wir von innen an die Rückwand. Die sechs Steckerbohrungen versenken wir so weit, daß die Köpfe der Telefonbuchsen darin verschwinden. Bild 118b zeigt, wie das Ganze aussieht. In die beiden Bohrungen von 12 mm Durchmesser kommen einpolige Kippschalter, und zwar in S_2 ein waagrecht zu kippender Ausschalter, in S_3 ein senkrecht zu betätigender Umschalter. Nun können wir die Rückwand mit zwei Schrauben M3 an den Eckwinkeln und mit einer Schraube M4 am Abschirmblech des Transformators anschrauben. Wir kontrollieren, ob sie mit dem Grundbrett einen rechten Winkel bildet. Ist das nicht der Fall, müssen Unterlegscheiben helfen.

Beginnen wir mit der Verdrahtung. Der Primäranschluß des Netztrafos bleibt zunächst unberücksichtigt. Wir versuchen, ohne den im Bild 119 enthaltenen Verdrahtungsplan allein mit dem Schaltbild auszukommen. Am Ende vergleichen wir unsere Leitungsführung mit der im Verdrahtungsplan angegebenen. Die Anschlüsse des Schalters S_2 und der Telefonbuchsen sind absichtlich nicht eingetragen; trotzdem werden wir die richtigen Anschlußpunkte finden. Nach der Endkontrolle legen wir an die 220-V-Primärwicklung des Transformators vorsichtshalber zunächst eine Wechselspannung von 10 oder 20 V, die wir dem Niederspannungsausgang unseres Stromversorgungsgerätes entnehmen, und messen die an den Buchsen liegenden Spannungen. Auch die Spannung zwischen Masse und Pluspol des Lade-Elektrolytkondensators C_6 wird gemessen. Sind wir mit dem Ergebnis zufrieden, dürfen wir – aber bitte äußerste Vorsicht, mit etwa 1500 V ist nicht mehr zu spaßen – die Netzspannung

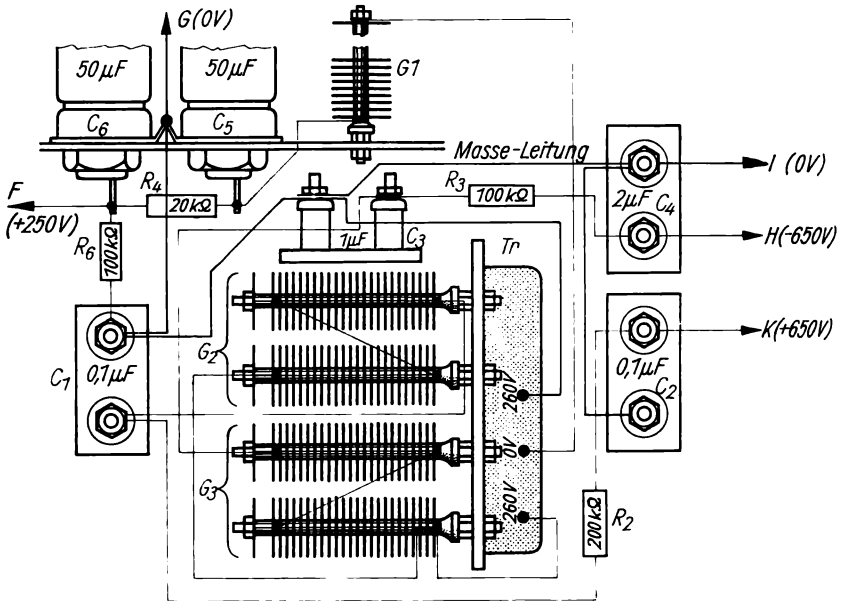


Bild 119
Teilverdrahtungsplan des Netzgerätes

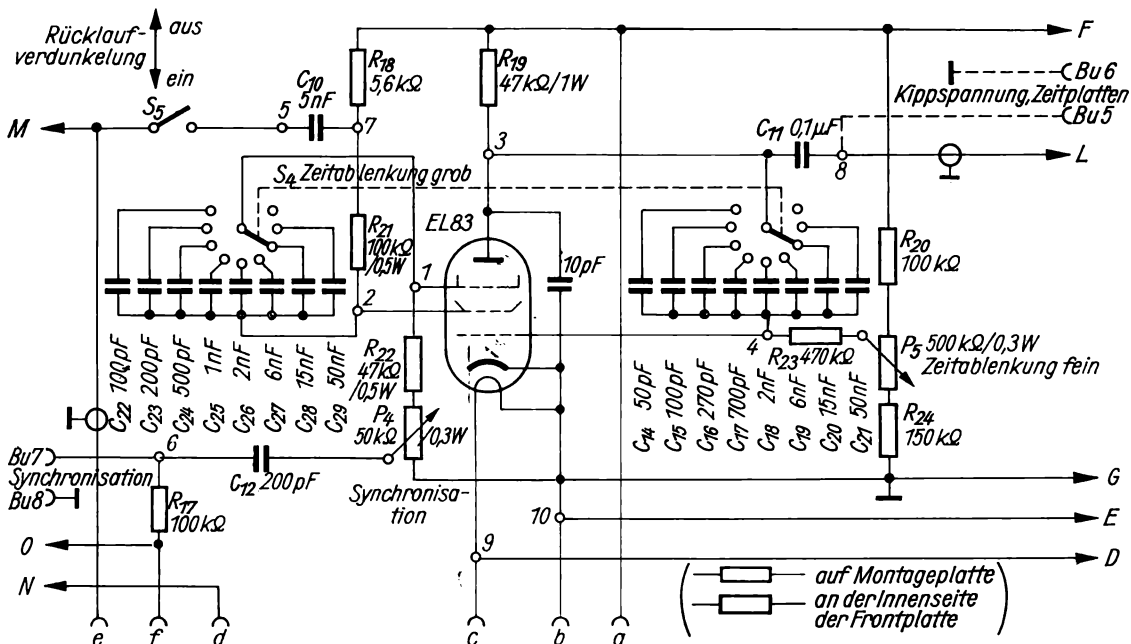
anlegen. Wenn wir jetzt noch die Spannung zwischen den Buchsen Bu9 und Bu10 bzw. Bu10 und Bu11 messen wollen, brauchen wir zwei Meßgeräte mit gleichem Innenwiderstand, die in Reihe geschaltet werden. Die Meßbereiche der beiden Geräte müssen mindestens 400 V betragen. Die Summe der beiden Meßwerte gibt uns die anliegende Spannung an. Nachdem wir die Netzspannung abgeschaltet haben, entladen wir sämtliche Kondensatoren über einen Widerstand von etwa 5 k Ω . So schließen wir unliebsame Überraschungen aus.

Dann folgt das Zeitablenkgerät

Das Schaltbild des Kippgerätes ist im Bild 120 noch einmal gesondert dargestellt. Zwischen unserem Glimmlampen-Kippgerät und dieser Schaltung können wir keine Ähnlichkeit feststellen. Trotzdem ist das Grundprinzip auch hier die Ladung und Entladung eines Kondensators. Um eine ganze Reihe von Frequenzbereichen zu erhalten, sind gleich 8 Kondensatoren (C_{14} bis C_{21}) eingebaut, die wahlweise als Kippkondensatoren geschaltet werden können. Mit dem zweimal neunpoligen Drehschalter S_4 schalten wir die einzelnen Kondensatoren um und stellen damit die Kippfrequenz *grob* - in Stufen - ein. Das Potentiometer $P_5 = 500$ k Ω dient der *Feineinstellung*. Die Kippfrequenzen betragen in den einzelnen Bereichen 12 bis 38 Hz; 35 bis 95 Hz; 90 bis 270 Hz; 250 bis 850 Hz; 0,8 bis 2,2 kHz; 2,0 bis 6 kHz; 4,2 bis 12 kHz und 13 bis 38 kHz, wobei die höchste Frequenz mit dem kleinsten Kondensator erzielt wird.

Auf die Besonderheiten dieser als *Transitron-Miller-Integrator* bezeich-

Bild 120
Schaltbild des Kippgerätes



an. Seine Maße entnehmen wir Bild 122 a. Wie die Montageplatte zu verdrahten ist, erkennen wir im Bild 121 b. Mittels zweier Winkel nach N1 ($a = 10$; $b = 17$; $c = 15$; $d = 1$; $e = 7,5$; $f = 5$; $h = 7$; $i = k = 3,5$) schrauben wir die Montageplatte am Grundbrett bei L1 und L2 so fest, daß die Platte auf dem Grundbrett gleichmäßig aufsitzt. Mit einem Winkel nach Bild 122 b fangen wir die Montageplatte an der Hochspannungs-Gleichrichterhalterung ab. Bei B wird der Winkel an der Platte befestigt. Bild 123 zeigt die gegenseitige Anordnung dieser Bauteile. Die Isolierplatte und das Abschirmblech (vgl. Bilder 124 und 125) fügen wir erst später ein. Nach dem Einbau stellen wir die Leitungsverbindungen D, E, F und G zum Netzteil her.

Nun kommt das „Gesicht“ unseres Oszillografen, die Frontplatte, an die Reihe. Wir stellen sie in der gleichen Weise wie die Frontplatte des Stromversorgungsgerätes her. Gestaltung und Abmessungen entnehmen wir Bild 126. Als Grundmaterial verwenden wir Pertinax von 5 mm Dicke. Zum Beschriften der Rückwand brauchen wir vier kleine Schilder. Wir fertigen sie gleich zusammen mit der Frontplattenschablone an. Bild 127 gibt uns einige Anregungen, wie die Schilder aussehen und wo wir sie anbringen können.

Aus Konservendosenblech schneiden wir eine Abschirmung nach Bild 128 aus. Sie wird mit den Potentiometern an der Innenseite der Frontplatte angeschraubt. Nach dem Ausbohren und Nachfeilen oder Aussägen der Röhrenschirmöffnung von 80 mm Durchmesser wickeln wir aus Zeichenkarton die vordere Bildröhrenhalterung (vgl. Bild 129). Das machen wir folgendermaßen: Über ein Rundholz von 75 mm Durchmesser wickeln wir etwa 15 Lagen eines 40 mm breiten Papierstreifens, der

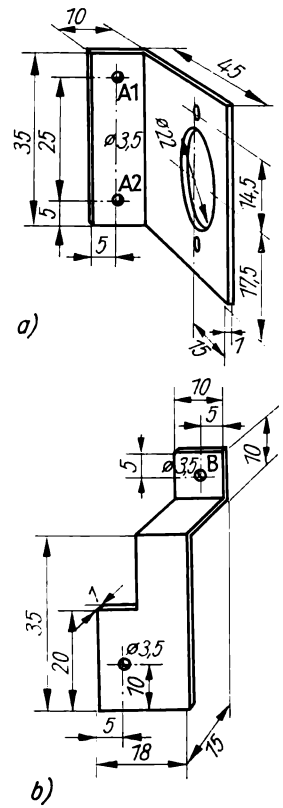


Bild 122
Röhrenwinkel (a) und
Verbindungswinkel (b)

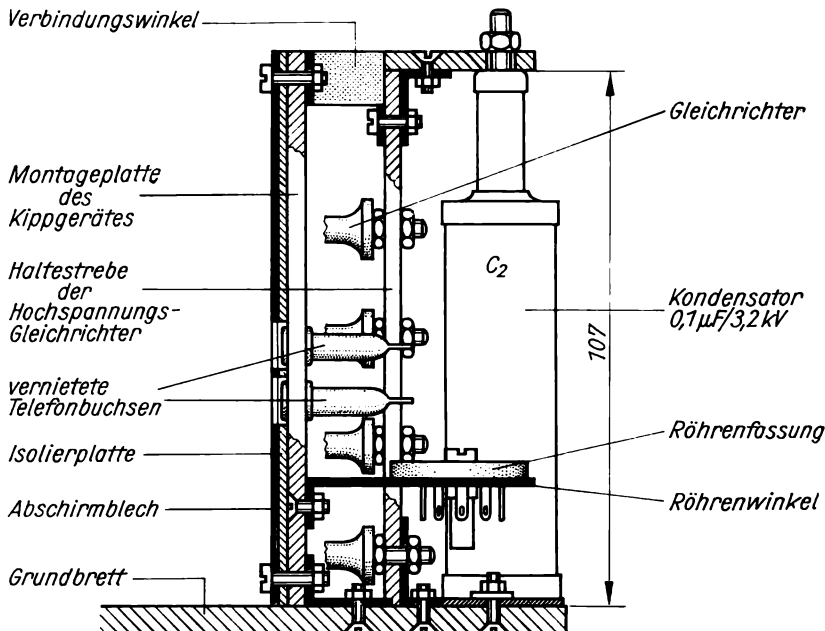


Bild 123
So ordnen wir
Montageplatte,
Abschirmblech und
Gleichrichterhalterung
auf dem Grundbrett an

Bild 124
Abschirmblech
des Kippergerätes

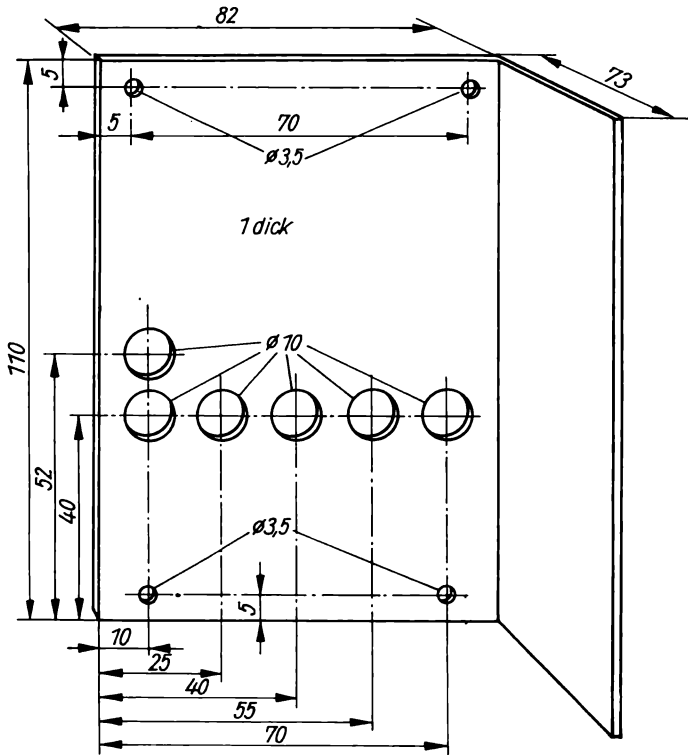
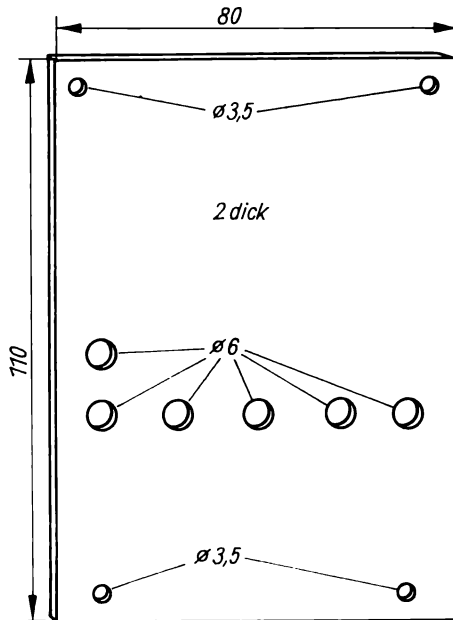


Bild 125
Isolierplatte zum
Kippergerät



übrige Maße wie Abschirmblech

vorher einseitig mit einem Azetonkleber bestrichen wurde. Zwei Schnips-
gummis halten den Wickel so lange, bis er trocken ist. Dann folgen an
einem Ende des Wickels noch einmal etwa 10 Lagen eines 15 mm breiten
Streifens. Beide Wickelenden müssen einseitig gleichmäßig abschließen.
Diesen Rohling lassen wir 3 bis 4 Stunden trocknen. Anschließend ver-
jüngen wir den Ansatz mit einer „Schleifpapierfeile“, die wir selbst
aus einem Holzbrettchen mit angeklebter grober Schmirgelleinwand
herstellen. Paßt der Papierwickel sowohl in die Frontplattenöffnung als
auch auf die Bildröhre, wird er mehrmals in Schellack getränkt. Zum
Schluß lassen wir ihn etwa 24 Stunden austrocknen.

Bild 126
Das Negativ für die
Frontplatte des
Oszillografen

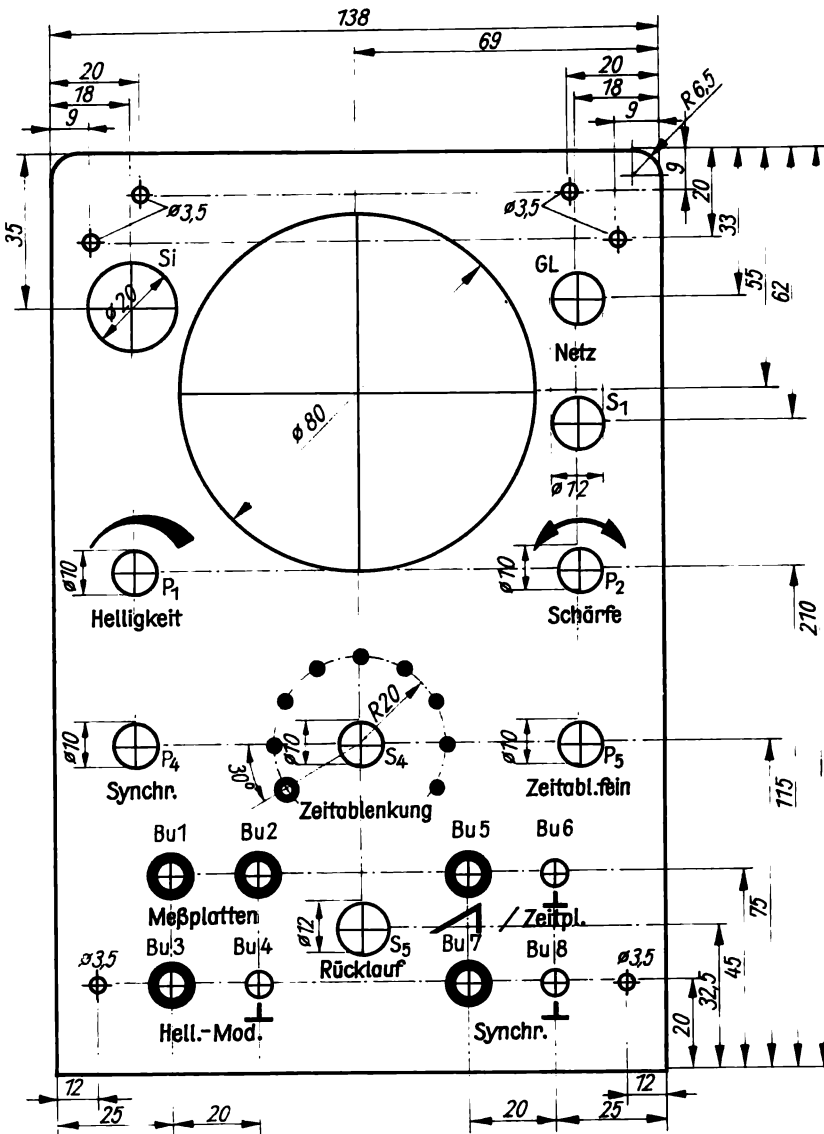


Bild 127
So beschriften wir die
Rückwand

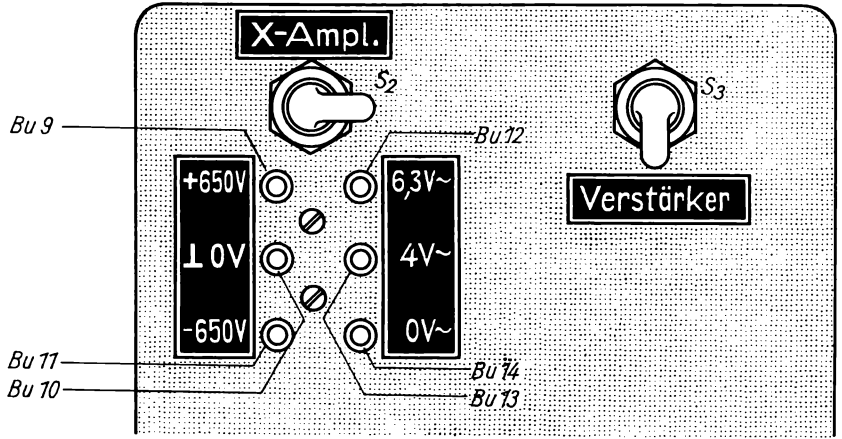


Bild 128
Das Abschirmblech
aus dem Mantel einer
Konservendose (Eisen)
für die Frontplatte

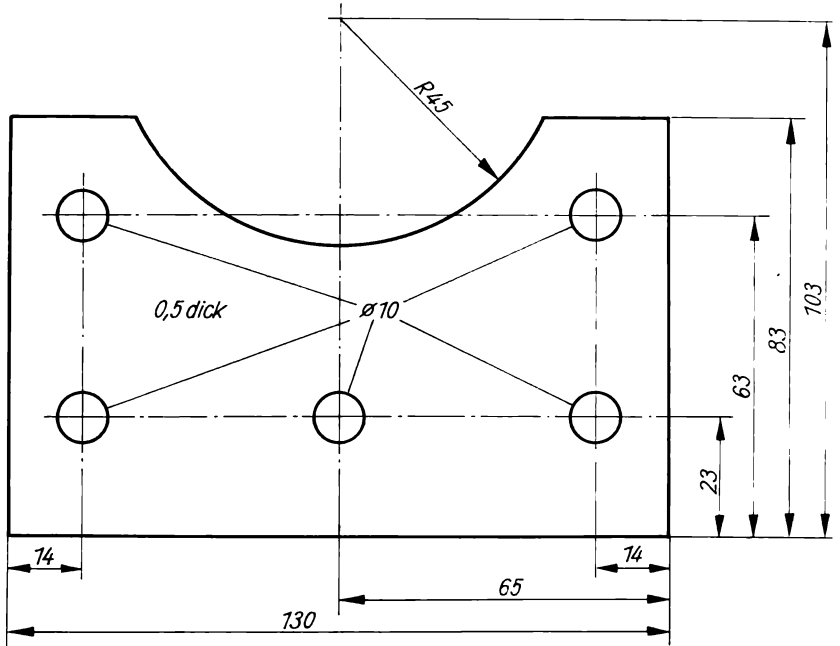
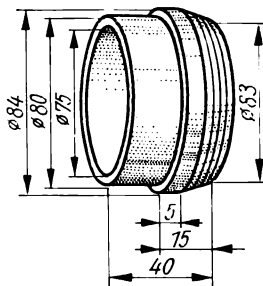


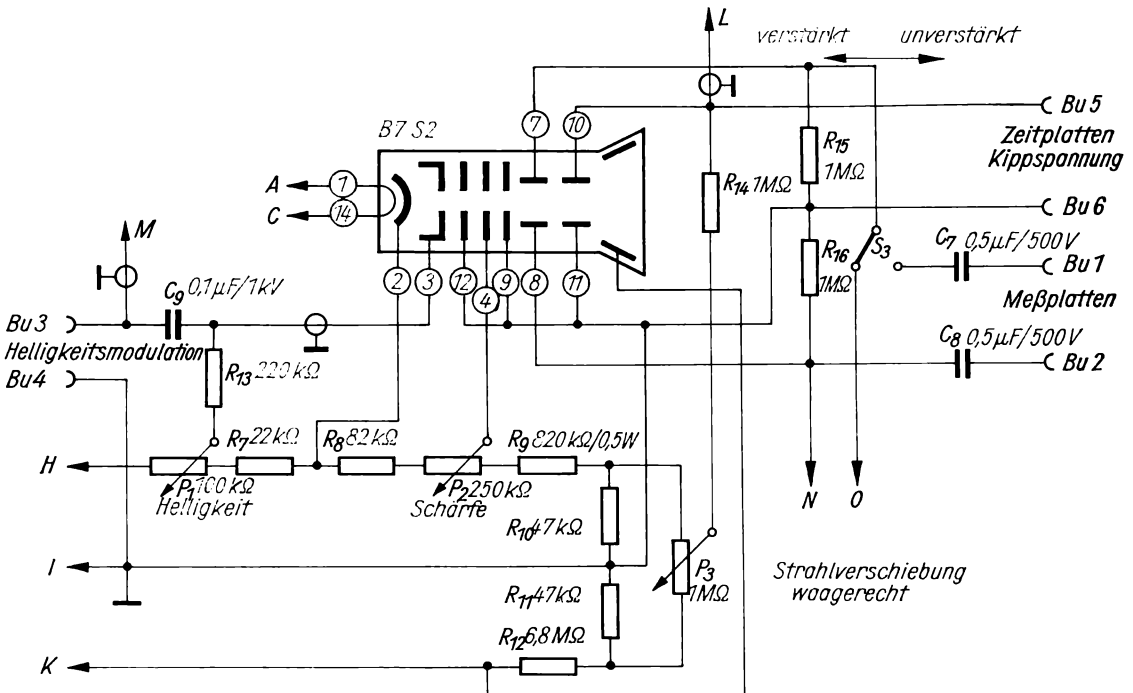
Bild 129
Die vordere Bild-
röhrenhalterung



So wird die Oszillografenröhre angeschlossen

In der Zwischenzeit befassen wir uns mit der Teilschaltung für den Bildröhrenanschluß. Sie ist im Bild 130 angegeben. Über H und I wird die normale Betriebsspannung, über I und K die Nachbeschleunigungsspannung zugeführt. Der Spannungsteiler besteht nicht nur wie bei unserem „Behelfs-Oszillografen“ aus zwei Potentiometern, sondern zusätzlich noch aus Festwiderständen. Dadurch grenzen wir die Einstellbereiche sinnvoll ein. Mit Hilfe des Potentiometers P_3 können wir die Zeitplatte z1 (Anschluß 10) gegenüber der auf Masse liegenden Zeitplatte z2 (Anschluß 11) positiv oder negativ aufladen und damit den Elektronenstrahl wahlweise nach links oder rechts verschieben. Der schon an der Rückwand angeschraubte Kippumschalter S_3 gestattet uns, die Meßplatten entweder direkt mit dem Eingang (Buchsen Bu1 und Bu2) oder mit dem Ausgang des Meßverstärkers (Leitung 0) zu verbinden. An den Buchsen Bu5 und Bu6 können wir während des Betriebes die Kippspannung abgreifen. Bei abgeschaltetem Kippgerät dürfen wir über die gleichen Buchsen von außen eine Spannung an die Zeitplatten geben, beispielsweise eine gesonderte Kippspannung. Der Wehnelt-Zylinder (Anschluß 3) ist über ein abgeschirmtes Kabel und einen hochspannungsfesten Kondensator C_9 mit Buchse Bu3 und über einen Widerstand R_{13} mit dem Helligkeitspotentiometer verbunden. Das RC-Glied erinnert uns an einen normalen Verstärkereingang. Das ist auch nicht verwunderlich, erfüllt doch der Wehnelt-Zylinder eine ähnliche Funktion wie das Steuergitter einer Elektronenröhre. Über die

Bild 130
Anschluß der Oszillografenröhre



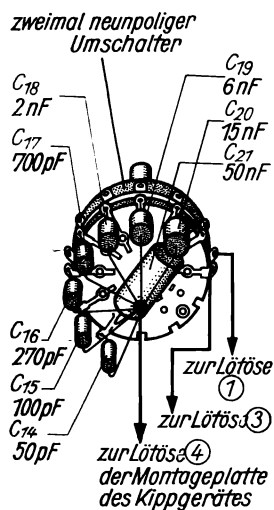


Bild 131
 So löten wir die Kippkondensatoren an den Schalter S_4

Buchsen Bu3 und Bu4 können wir mittels Wechselspannungen die Helligkeit des Elektronenstrahls beeinflussen. Dieser Eingang wird uns besonders im Kapitel Fernsehen interessieren. Mittlerweile ist unsere Bildröhrenhalterung getrocknet, und wir können sie nun von innen in die Frontplatte einsetzen und mit dieser verkleben.

An der Frontplatte finden sowohl Bauelemente des Kippgerätes, des Bildröhrenspannungsteilers als auch der Hauptschalter, die Netzsicherung und die Glimmlampe zur Netzkontrolle Platz. Die Kippkondensatoren mit einer Spannungsfestigkeit von 250 V löten wir nach Bild 131 direkt an den Umschalter S_4 . In der gleichen Reihenfolge bringen wir über diesen die Kondensatoren C_{22} bis C_{29} an. Den kompletten Verdrahtungsplan der Frontplatte zeigt Bild 132. Mit den vier Potentiometern und dem Drehschalter schrauben wir gleichzeitig das Abschirm-

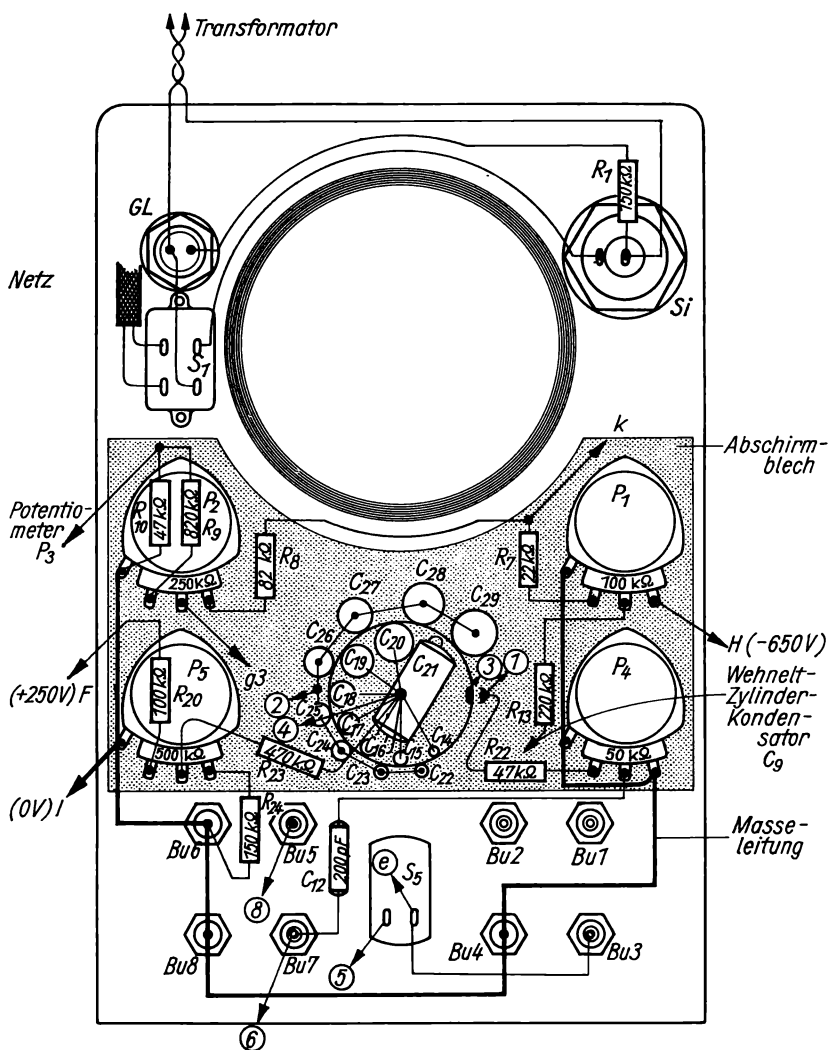


Bild 132
 Verdrahtungsplan Frontplatte

blech fest. Zwei Schrauben M3 halten die vorverdrahtete Frontplatte am Grundbrett. Bevor wir den Oszillografen fertig verdrahten, müssen wir noch mittels Winkel nach N1 ($a = 20$; $b = 30$; $c = 20$; $d = 1$; $e = 10$; $f = 5$; $g = 15$; $h = 10$; $i = 3,5$; $k = 10$) das Potentiometer $P_3 = 1 \text{ M}\Omega$ zur Strahlverschiebung bei M1 und M2 auf dem Grundbrett anschrauben.

Wir löten zunächst die noch fehlenden Verbindungsleitungen des Kippgerätes ein. Vom Rücklaufschalter S_3 führt eine abgeschirmte Leitung zur Telefonbuchse e, eine einfache zur Lötöse 5; Bu7 verbinden wir mit Lötöse 6, Bu5 mit Öse 8. Vier kurze Leitungen löten wir zwischen den Ösen 1 bis 4 und der Kondensatorenbatterie am Drehschalter ein. Dann

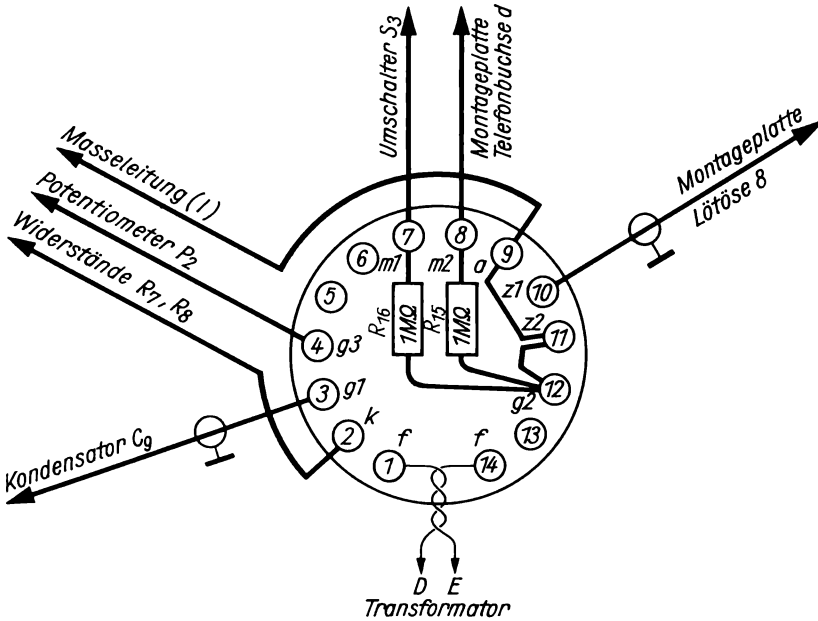


Bild 133
So schließen wir die
Bildröhrenfassung an

legen wir die Leitungen zum Bildröhrensockel. Bild 133 zeigt die erforderlichen Anschlüsse. Von der Trafowicklung 4/6,3 V legen wir eine verdrehte Leitung an 1 und 14. In einem gemeinsamen Kabelbaum führen wir die Anschlüsse zur Katode k, zum Fokussierungsgitter g3 und zur Anode a (Masse). Getrennt von diesem Leitungszug geht eine abgeschirmte Leitung von Lötöse 8 an die Zeitplatte z1 (10). Den an der Rückseite noch nicht angeschlossenen Umschalter S_3 verbinden wir mit der Meßplatte m1 (7) und der Telefonbuchse f auf der Montageplatte des Kippgerätes (vgl. Bild 134). Nun wird an die Buchsen Bu1 und Bu2 je ein Kondensator von $0,5 \mu\text{F}$ gelötet; den an Bu1 liegenden verbinden wir mit S_3 , den von Bu2 mit der Buchse d auf der Montageplatte.

Bleibe noch der Einbau des Wehnelt-Zylinder-Kondensators $C_9 = 0,1 \mu\text{F}$. Wir schrauben ihn bei N1 und N2 auf das Grundbrett. Einen Pol legen wir über eine abgeschirmte Leitung an die Klemme des Rücklauf-

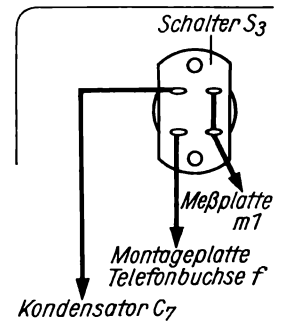
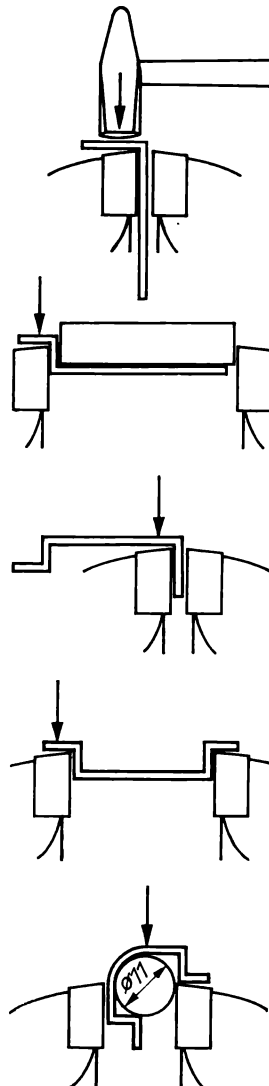
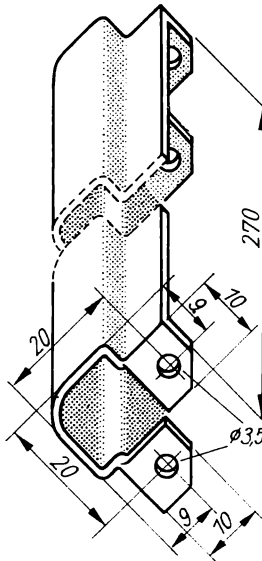
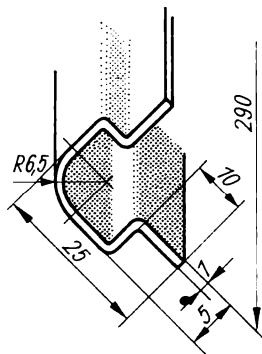


Bild 134
So wird der
Umschalter S_3
angeschlossen

schalters S_5 , die wir vorher schon mit der Montageplattenbuchse e verbunden haben. Vom anderen Kondensatoranschluß geht ebenfalls eine abgeschirmte Leitung zum Wehnelt-Zylinder g1 der Bildröhre und zum Widerstand $R_{13} = 220 \text{ k}\Omega$ an der Frontplatte. Das Potentiometer zur Strahlverschiebung schließen wir wie folgt an: An den Mittelabgriff kommt der Widerstand $R_{14} = 1 \text{ M}\Omega$, das freie Ende verbinden wir mit Lötöse 8. Den Eingang legen wir an die Widerstände R_9 und R_{10} an der Frontplatte, in den Ausgang löten wir zwei Widerstände ($R_{11} = 47 \text{ k}\Omega$, $R_{12} = 6,8 \text{ M}\Omega$). Der 47-k Ω -Widerstand geht nach Masse, der von 6,8 M Ω an den Hochspannungsbecher $C_2 = 0,1 \mu\text{F}$ (Verbindung K). Dort schrauben wir auch eine flexible Leitung mit Steckkontakt für den Nachbeschleunigungsanschluß an. In einem Kabelbaum führen wir dann die

Bild 135
 Die Gehäusestreben:
 Querschnitt
 (links oben),
 Strebe (links unten).
 So biegen wir die
 Gehäusestreben
 (rechts)



Speisespannungen vom Netzteil zur Frontplatte (Verbindung F, H, I). Das am Hauptschalter S_1 anzuschließende Netzkabel schieben wir durch die Bohrung A in der Rückwand. Eine verdrehte Leitung von der Glimmlampe GL und der Sicherung Si zum Primäranschluß des Transformators schließt die Verdrahtung ab.

Nun lösen wir noch einmal die Schraubverbindungen an der Montageplatte des Kippgerätes und befestigen die Isolierplatte und das gewinkelte Abschirmblech, das wir mit auf Masse legen. Die Halterung der Frontplatte ist noch sehr labil, wir wollen sie mit zwei Streben an der starren Rückwand abstützen. Für die Streben schneiden wir zwei 50 mm breite Eisenblechstreifen auf 290 mm Länge. Bild 135 zeigt das zu biegende Profil, und wie wir dabei schrittweise vorgehen. Nach dem Biegen machen wir an beiden Enden mit der Eisensäge je einen Einschnitt, nehmen das Mittelstück heraus, kanten die beiden übriggebliebenen 10 mm langen Streifen ab (vgl. Bild 135), feilen nach und verbohren die Streben. Dann schrauben wir sie an Frontplatte und Rückwand fest. Nach Bild 136 stellen wir zwei Seitenwände aus etwa 4 mm dickem Pertinax her. Die eine erhält eine 115 mm hohe und 82 mm breite Aussparung für den Meßverstärker, die andere eine 8-mm-Bohrung für die Achse des Potentiometers zur Strahlverschiebung. Wir schrauben beide Platten an die Eckwinkel und reißen an den Streben die Lage der oberen drei Löcher an.

Den Deckel des Oszillografen fertigen wir aus dem gleichen Material. Er hat die gleiche Länge wie die Seitenwände und ist 106 mm breit. An den

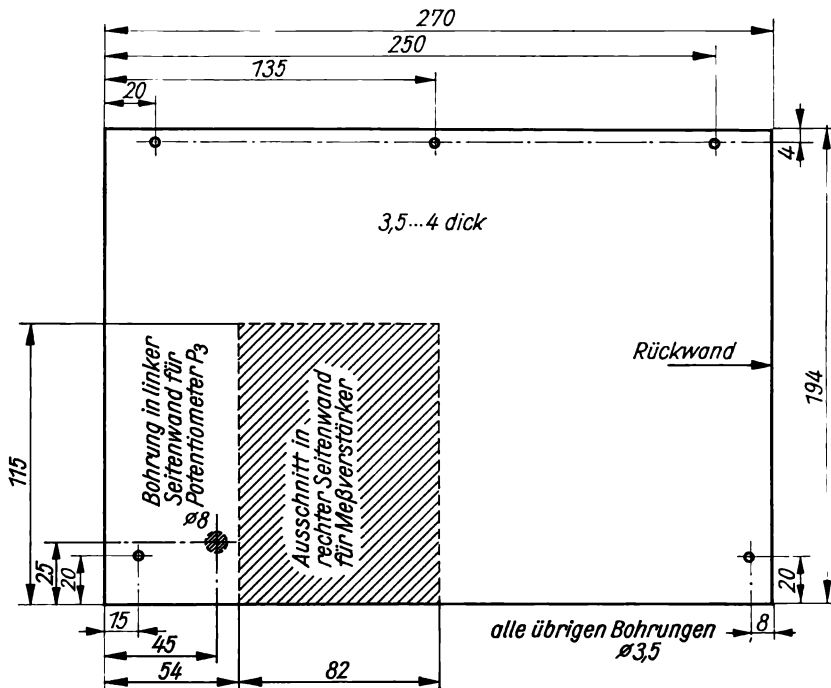


Bild 136
Die Seitenwände des
Gehäuses

langen Kanten bohren wir, 4 mm vom Rand entfernt, je drei Löcher von 3,5 mm Durchmesser; eines in die Mitte, die beiden anderen im Abstand von 20 mm von den kurzen Kanten. Wir legen den Deckel auf und reißen ebenfalls die sechs Bohrungen an. Dann werden die Streben abgeschraubt, in jede sechs Löcher von 3,5 mm Durchmesser gebohrt und an den Innenseiten, genau deckungsgleich mit den Bohrungen, Muttern M3 angelötet. Anschließend lackieren wir die Streben und setzen sie wieder ein. Auf dem Deckel bringen wir einen stabilen Griff an. Um einen Wärmestau im Oszillografen zu vermeiden, erhalten der Deckel und eine Seitenwand eine Reihe von Belüftungsöffnungen.

Zum Schluß bauen wir die Oszillografenröhre ein. Als Halterung für die Röhre selbst dient uns ein *Abschirmzylinder*, der sämtliche magnetischen Streufelder vom Elektronenstrahl fernhält. Die Industrie stellt solche Zylinder aus dünnwandigem Spezialmaterial her. Sie sind verhältnismäßig teuer, wir können uns jedoch selbst einen bauen. Aus mindestens 1,5 mm dickem Eisenblech schneiden wir den Mantel nach Bild 137a aus. Er wird zu einem Kegelstumpf gebogen und verlötet. Dazu brauchen wir einen kräftigen LötKolben. Innen schrauben wir eine mit Filz beklebte Klemmschelle aus Konservendosenblech (Bild 137b) ein, außen zwei Brücken aus dem Material des Zylinders. Die fertige Röhrenabschirmung ist in Bild 137c dargestellt. Wir schieben sie über den Ansatz der vorderen Bildröhrenhalterung und schrauben sie mit vier Schrauben M3 an der hinteren Halterung des Abschirmzylinders fest. Nun wird von vorn die Oszillografenröhre eingesetzt, die Fassung aufgesteckt und der Nachbeschleunigungskontakt eingedrückt. Wir haben außerdem bereits eine Sicherung und die Kippröhre eingebaut; der Funktionsprobe steht also nichts mehr im Wege.

Der Drehschalter „Zeitablenkung“ befindet sich am linken Anschlag, die Potentiometer „Helligkeit“ und „Schärfe“ stehen etwa in der Mitte, der Rückwandschalter S_3 zeigt nach oben. Wir schalten ein. Nach etwa einer halben Minute erscheint auf dem Bildschirm der Leuchtpunkt, den wir sowohl hell und dunkel als auch scharf und unscharf stellen können. Durch Drehen des an der rechten Seite liegenden Potentiometers überzeugen wir uns, daß sich der Elektronenstrahl waagrecht verschieben läßt. Wir stellen ihn auf die Mitte ein. Dann drehen wir den Schalter „Zeitablenkung“ um eine Stellung nach rechts. Der Leuchtpunkt wandert über den Schirm. Mit dem Potentiometer „Zeitablenkung fein“ können wir die Ablenkgeschwindigkeit verändern. An den Eingang „Meßplatten“ geben wir eine Wechselspannung von 10 oder 20 V. Sie wird als die bekannte Kurve abgebildet. In der nächsthöheren Stellung der „Zeitablenkung“ versuchen wir, eine Periode der Wechselspannung zum Stehen zu bringen. Dann betätigen wir den Schalter „Rücklauf“. Die Rücklauflinie verschwindet nahezu, wenn der Schalterhebel nach unten zeigt. Geben wir die an den Meßplatten liegende Wechselspannung auch noch an den Eingang „Helligkeitsmodulation“, wird jeweils eine Hälfte der Kurve abgedunkelt. Die Grundhelligkeit des Strahls darf dabei nicht zu groß sein. Sind wir mit dem Ergebnis zufrieden, werden die Seitenwände und der Deckel mit Griff angeschraubt.

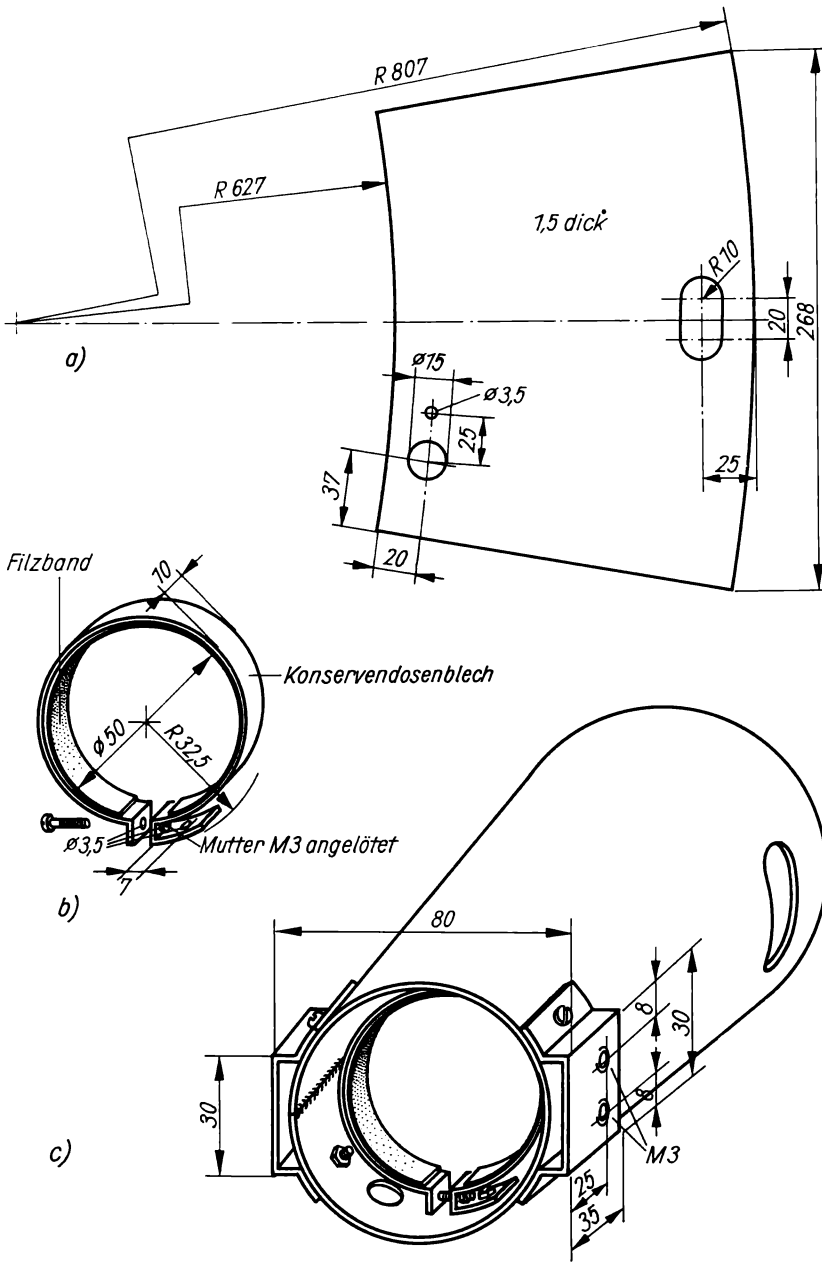


Bild 137
 Der Abschirmzylinder:
 a) Mantel, b) Klemmschelle, c) Montage von Zylinder, Klemmschelle und Brücken

Wir bauen einen Meßverstärker

Im Vergleich zu unseren bisherigen Anstrengungen beim Bau des Oszillografen wird die Konstruktion des Meßverstärkers eine wahre Erholung. Seine Schaltung, wir finden sie im Bild 138, weist keine Besonderheiten auf.

Bild 138
Schaltbild des Meß-
verstärkers

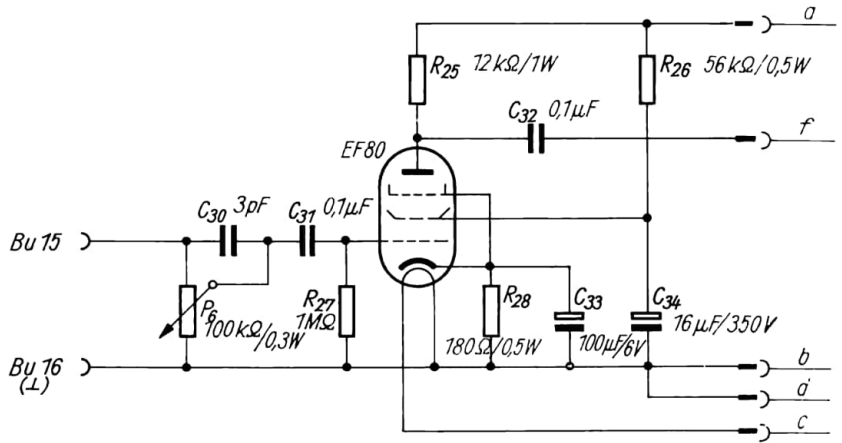


Bild 139 zeigt, wie wir ihn aufbauen. Frontplatte und Rückwand werden nach Bild 140 aus 3 mm dickem Pertinax gefertigt. Vielleicht versehen wir auch die Frontplatte wieder mit einer Fotokopie, obwohl das hier nicht unbedingt erforderlich ist. Die beiden Winkel zum Anschrauben der Röhrenfassung haben folgende Abmessungen: a = 15; b = 25; c = 8; d = 1; e = 4; f = 5; h = 5; i = k = 3,5; die Maße der drei Verbindungs-

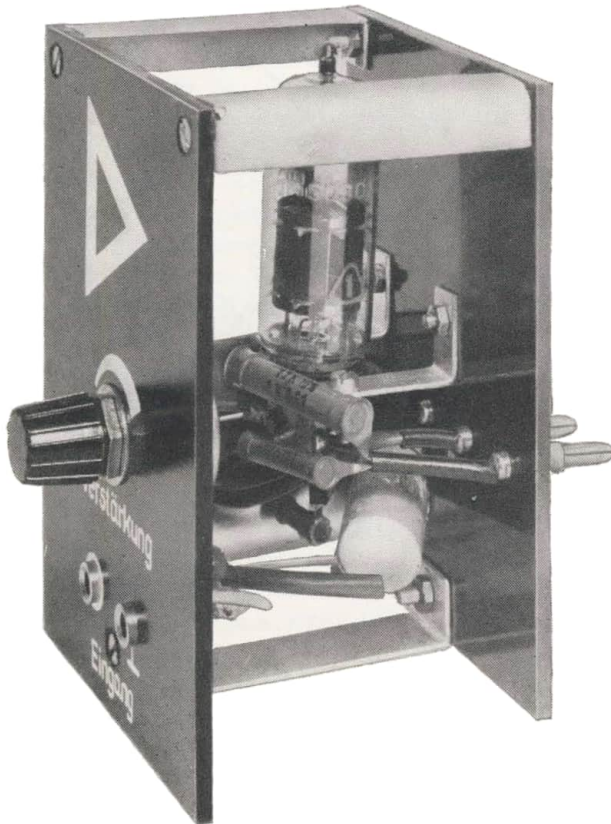
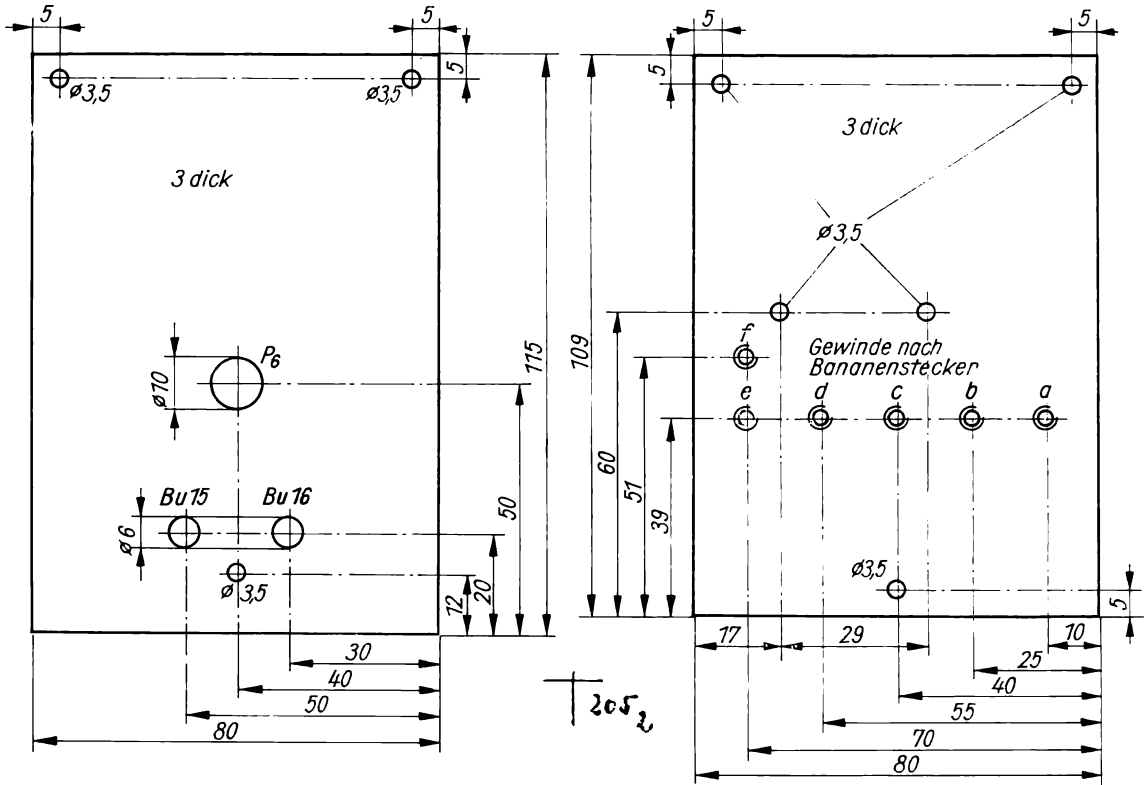


Bild 139
Der Meßverstärker
unseres Oszillografen



streben entnehmen wir Bild 141. Wir versuchen, alle Bauelemente ohne Verwendung von Schaltdraht einzulöten. Wenn die Widerstände und Kondensatoren so, wie im Verdrahtungsplan Bild 142 dargestellt, angeordnet werden, ist das auch ohne weiteres möglich. Der Bananenstecker e wird nicht angeschlossen. Damit hätten wir bereits ein kompliziertes Gerät gebaut. Im Bild 143 können wir es noch einmal mit dem kompletten Mustergerät vergleichen.

Bild 140
Frontplatte und Rückwand des Meßverstärkers

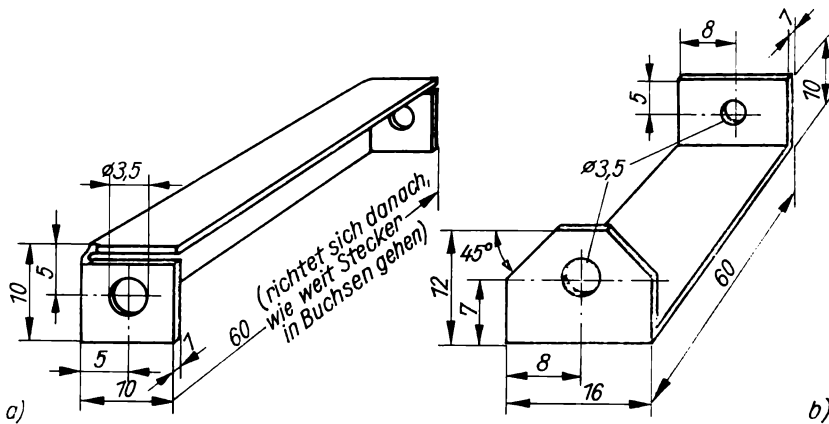


Bild 141
Die Gehäusestreben zum Verbinden von Frontplatte und Rückwand: a) Obere Strebe (2 Stück), b) Untere Strebe

Bild 142
Verdrahtungsplan des
Meßverstärkers

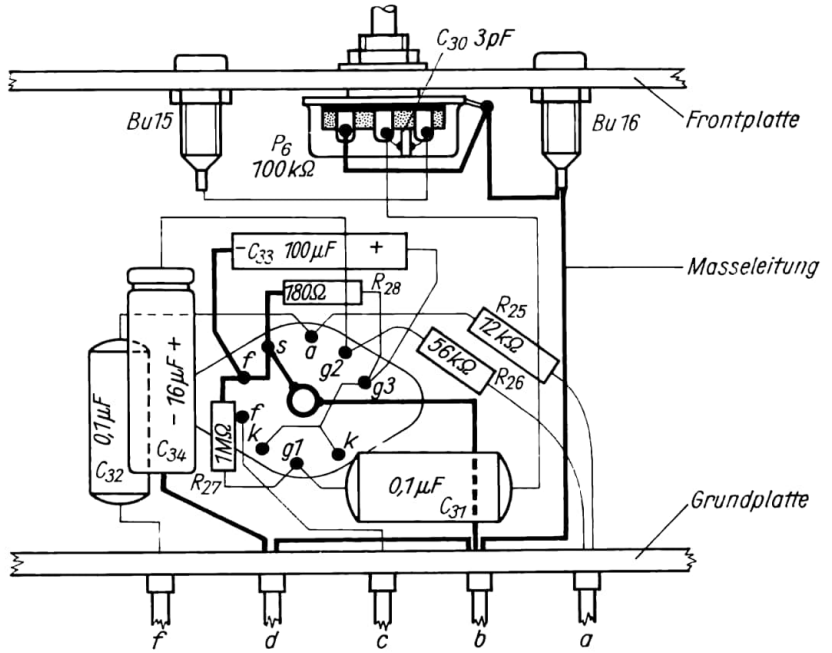
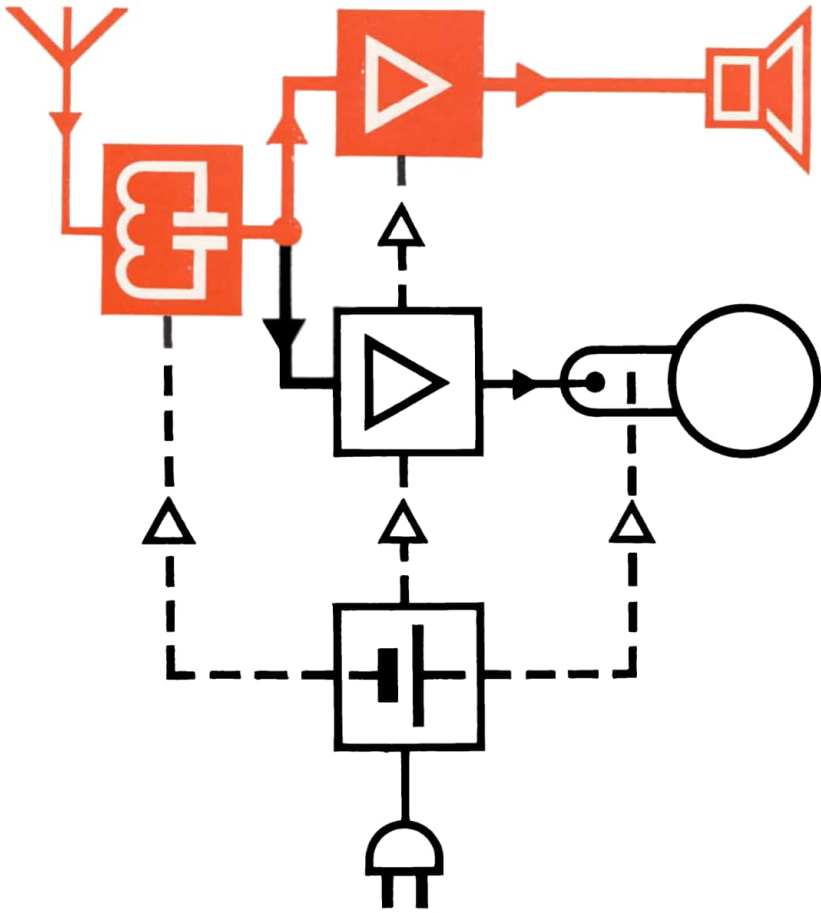


Bild 143
Unser Elektronen-
strahl-Oszillograf



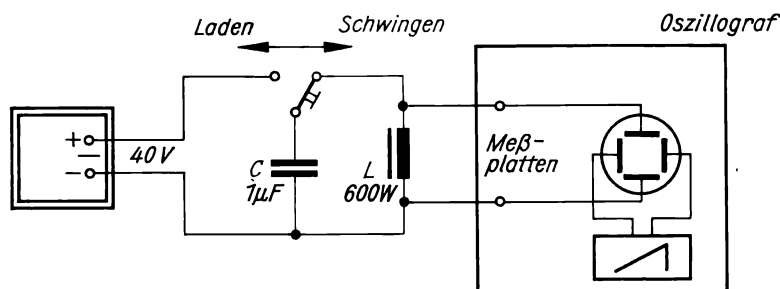


Rundfunktechnik

7. Experimente vermitteln uns die physikalischen Grundlagen der drahtlosen Nachrichtenübermittlung

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 ja immer mit einer anderen Schwingung dazu erst gezwungen. Die Versuchsschaltung entnehmen wir Bild 144.

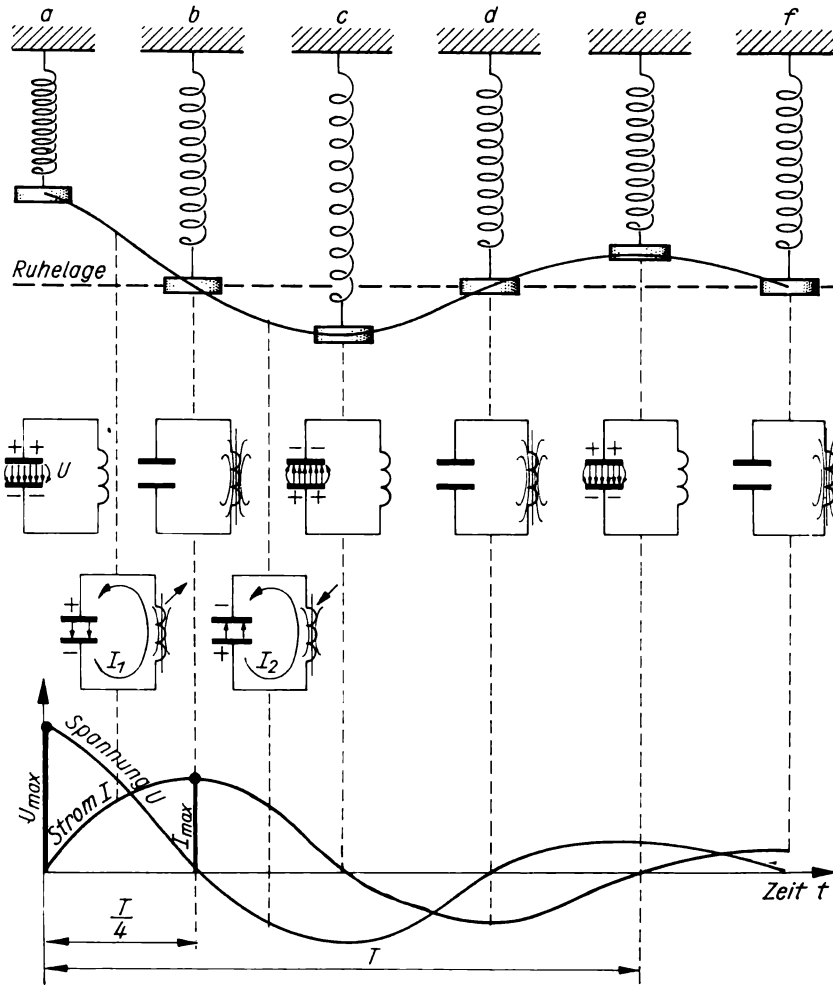
Bild 144
Wir regen einen Schwingkreis an



Der Schwingkreis besteht diesmal aus einem Kondensator von $1 \mu\text{F}$ und unserer Experimentierspule mit 600 Windungen. Von ihr gehen wir direkt an den Eingang „Meßplatten“ des Oszillografen. 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.

Wie diese *Eigenschwingung* oder *freie Schwingung* zustande kommt, wollen wir uns an Hand des Bildes 145 klar machen. 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. So wie die Masse des Federschwingers nicht in der Ruhelage verharret, sondern

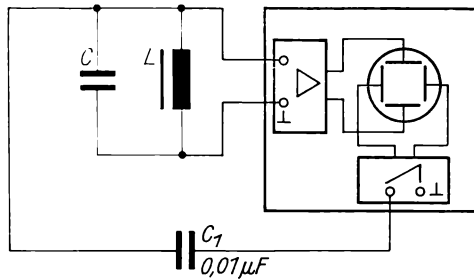
Bild 145
Vorgänge im Schwing-
kreis



über diese hinaus schießt (c), hört auch der Stromfluß nach der vollständigen Entladung des Kondensators nicht auf. Das Spulenfeld bricht nämlich jetzt zusammen und induziert dabei einen neuen 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 Phasenverschiebung (vgl. Seite 61) 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 ja die Spule und die Verbindungsleitungen einen Ohmschen Widerstand haben.

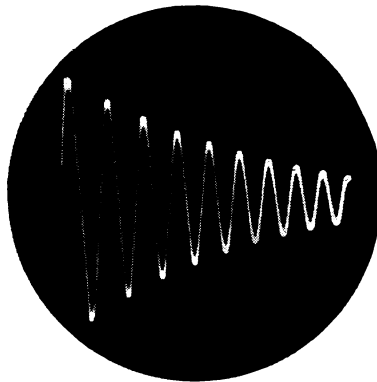
Im Versuch nach Bild 144 erscheint die Spannungskurve der gedämpften Schwingung jedesmal an einer anderen Stelle auf dem Schirm. Das kön-

Bild 146
Die Kippspannung des
Oszillografen regt den
Schwingkreis an

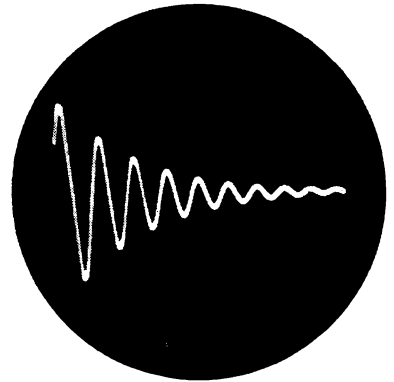


nen wir verhindern, indem wir die Anregung des Kreises und die Ablenkung des Elektronenstrahls in Gleichlauf bringen. Beim Zurückspringen des Elektronenstrahls entsteht eine beträchtliche Spannungsspitze. Wir nutzen sie bereits zum Verdunkeln des Rücklaufs aus. Koppeln wir also die Kippspannung über einen Kondensator $C_1 = 0,01 \mu\text{F}$ in den Schwingkreis, so wie es aus Bild 146 ersichtlich ist. Im Oszillografen verwenden wir jetzt den Meßverstärker. Auf dem Schirm erscheint das stehende Bild einer gedämpften Schwingung (vgl. Bild 147 a). Vom Einfluß des Ohmschen Widerstandes auf die *Dämpfung* können wir uns rasch überzeugen, wenn wir einen Festwiderstand von etwa 50Ω in den Schwingkreis einbauen.

Bild 147
Oszillogramme von
Schwingungen unter-
schiedlicher Dämpfung:
a) Oszillogramm einer
gedämpften Schwin-
gung für $C = 1 \mu\text{F}$ und
 $L = 600$ Windungen,
b) Wie a), jedoch mit
Reihenwiderstand
 $R = 50 \Omega$



a)



b)

Es entsteht ein Oszillogramm nach Bild 147 b. Ideal wäre es 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. So, 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. Daß die Steuerung automatisch vor sich gehen muß, dürfte wohl einleuchtend sein. Das Prinzip der Erzeugung ungedämpfter Schwingungen ist im Bild 148 dargestellt. An einer Stelle entziehen wir dem Schwing-

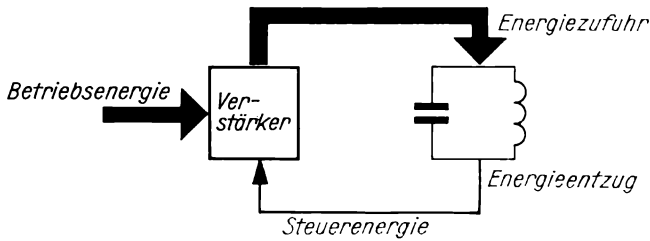


Bild 148
Das Prinzip der
Selbsterregung

kreis die erforderliche Steuerenergie, die – von einer Elektronenröhre beträchtlich verstärkt – an einer anderen Stelle dem Kreis im richtigen Takt wieder zugeführt wird.

Wir bauen einen Schwingungserzeuger

Die Schaltung entnehmen wir Bild 149. Zunächst interessiert uns nur der kräftig gezeichnete Schaltungsteil; den Oszillografen schließen wir später an. Wir verwenden zum Aufbau das Röhrenbrett mit der Triode EC 92 und der aufgelegten Sockelschablone. Im Verstärkereingang liegen Gitterkondensator und Gitterableitwiderstand, in der Anodenleitung unser Gehäuselautsprecher mit Übertrager und ein „halber“ Schwingkreis. Die restliche Hälfte liegt am Eingang. Der Schwingkreis-kondensator 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 Pluspol. Wir vergessen nicht, die beiden Heizleitungen anzuschließen, und schalten ein. Nach etwa einer halben Minute ertönt im Lautsprecher ein gleichmäßiger Ton. Unsere Schaltung, wir nennen sie künftig *Oszillator*, erzeugt Schwingungen im Tonfrequenzbereich.

Nun wollen wir diese auch auf dem Schirm des Oszillografen betrachten, den wir mit dem Meßverstärker 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

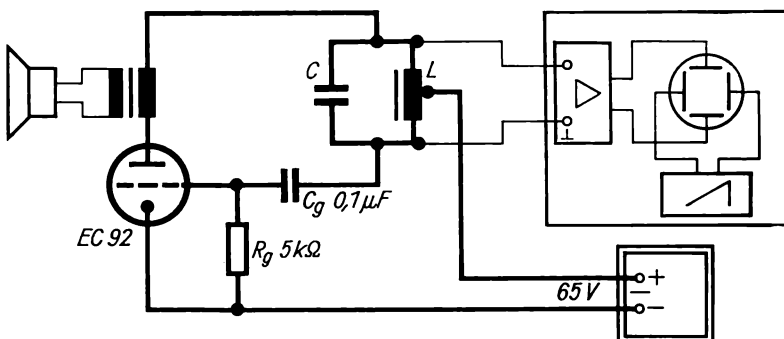


Bild 149
Ein Tonfrequenz-
Generator

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 geringfügiges Verändern der Kippfrequenz 4 Schwingungen auf dem Schirm erscheinen. Die Tonfrequenz ist also nur noch halb so groß wie vorhin. Ein Verdoppeln der Windungszahl bringt ein Vervielfachen der Induktivität mit sich. Da in der Gleichung der Eigenfrequenz eines Schwingkreises

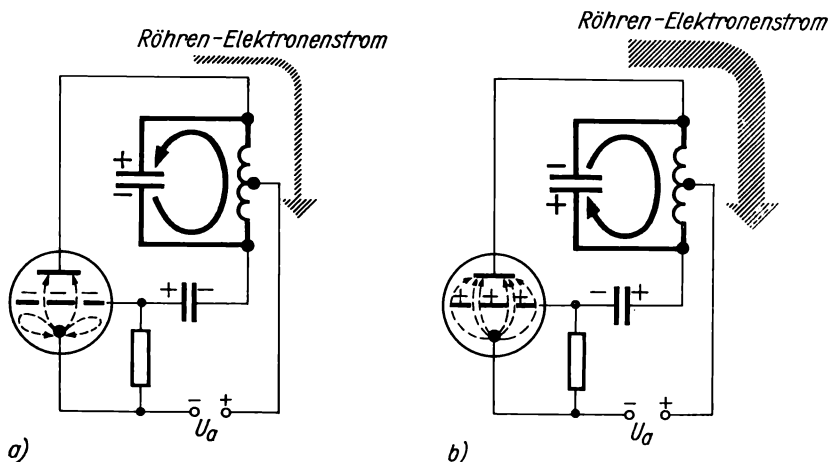
$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot C}}$$

im Nenner die Wurzel der Induktivität auftritt, muß tatsächlich die Frequenz um die Hälfte kleiner geworden sein, denn $\frac{1}{\sqrt{4}}$ ergibt $\frac{1}{2}$. Überlegen 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. Es bleibt jedem selbst überlassen, wie weit er die begonnene Versuchsserie noch fortsetzt und ob er vielleicht sogar eine „elektronische Orgel“ aufbaut. Versuchen wir, den Steuermechanismus zwischen Energieentzug und Energiezufuhr zu erkennen! Im Bild 150a ist die untere Platte des Schwingkreiskondensators gerade negativ geladen. Das Gitter ist über den Gitterkondensator mit dieser Platte verbunden und nimmt daher den gleichen Ladungszustand an. Während im Schwingkreis die Elek-

Bild 150
Vorgänge im
Oszillator: a) Der
Schwingkreisstrom
bremst über das
Röhrengitter den
Anodenstrom ab,
b) Der starke Anoden-
strom gibt in der
Spule Energie an den
Schwingkreisstrom ab



tronen entgegen dem Uhrzeigersinn über die Spule zur positiven Platte fließen, wird der von der Katode zur Anode fließende Elektronenstrom größer. Er erreicht sein Maximum, wenn der Schwingkreiskondensator entgegengesetzt aufgeladen ist und sich die Elektronen im Uhrzeigersinn bewegen (Bild 150b). Jetzt stößt der Elektronenstrom der Verstärkeröhre die Schwingkreiselektronen im richtigen Augenblick an. Da sich dieser Anstoß in jeder Periode wiederholt, bleibt die Amplitude der Schwingung konstant. Der Oszillator erzeugt eine ungedämpfte Schwingung.

In welcher schaltungstechnischen Art wir dem Schwingkreis Steuerenergie entziehen und Schwingungsenergie zuführen, ist nebensächlich. Es gibt eine ganze Reihe unterschiedlicher Oszillatorschaltungen, von denen wir im Laufe der Zeit 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; der Schwingkreis wird direkt mit der Anode verbunden. Das Eingangspotentiometer des Verstärkers stellen wir so ein, daß die Schirmbildkurve bei der anliegenden Gleichspannung von 65 V eine Höhe von 2 cm hat. Dann vergrößern wir die Betriebsspannung auf 130 V. Augenblicklich wächst die Kurve auf 5 cm Höhe an. Vorläufig wollen wir den Einfluß der anliegenden Spannung auf die Amplitude lediglich fest-

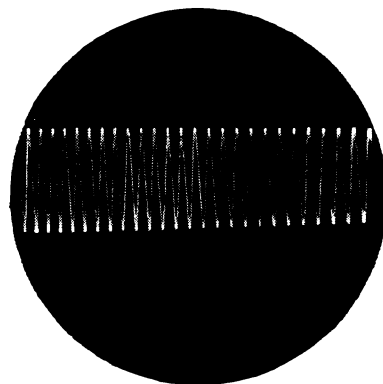


Bild 151
Oszillogramm einer ungedämpften Schwingung des Ton-
generators

halten; wozu dieser Effekt auszunutzen ist, wird uns auch noch interessieren. Im Bild 151 ist das Oszillogramm unserer Generatorschwingung dargestellt.

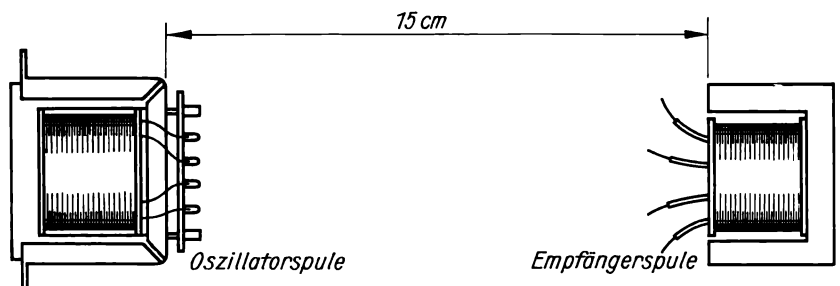
Ein Modellversuch zur drahtlosen Energieübertragung

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 152 ersichtlich – in 15 cm Abstand von der Oszillatorspule auf den Tisch. Anfang und Ende gehen an den voll aufgedrehten Meßverstärker des Oszillografen, die Oszillatorspannung erhöhen wir auf 200 V (3. Stellung). Auf dem Bildschirm läßt sich eine Schwingung von etwa 1 mm Höhe erkennen. Das magnetische Streufeld 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!

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 $0,6 \mu\text{F}$. Sofort nimmt das Oszillogramm eine Höhe von 12 mm an. Dann ziehen wir einige Kernbleche langsam aus der Spule. Die Kurve wird noch

Bild 152
Gegenseitige Lage
beider Experimentier-
spulen



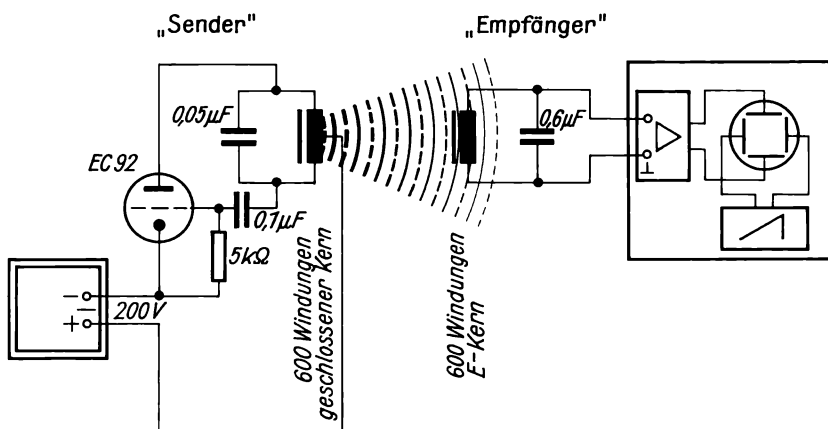


Bild 153
Grundlagenversuch zur drahtlosen Energieübertragung

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 Verändern der Kapazität, sondern auch durch eine Änderung der Spuleninduktivität mit der Senderfrequenz in Resonanz bringen. Im Bild 153 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, müssen wir uns an einem Gedankenexperiment klarmachen, denn ohne Lizenz der Deutschen Post darf kein Sender betrieben werden.

Im Bild 154 a 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 Kondensator-Innenraum heraus (Bild 154 b). Klappen wir den Kondensator vollständig auseinander, verläuft das elektrische Feld weit durch den freien Raum (Bild 154 c).

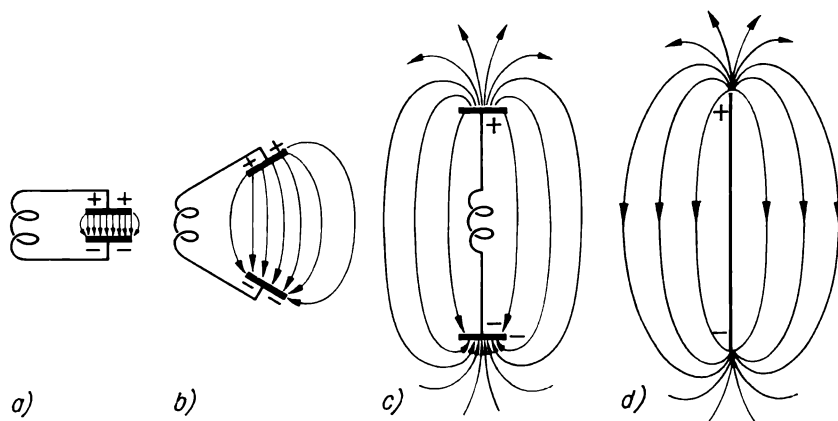


Bild 154
Übergang vom geschlossenen zum offenen Schwingkreis

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 154d).

Ein Sender strahlt elektromagnetische Wellen ab

Im Bild 155a 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 155b). Im Augenblick des Ladungsausgleiches (Bild 155c) 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 Ladungen in Richtung Dipolenden auseinander. Sowohl elektrisches als auch magnetisches Feld entfernen sich vom Dipol, gleichzeitig entsteht ein neues elektrisches Feld (Bild 155d). Wie nach einer halben Periode der Raum um den Dipol aussieht, entnehmen wir Bild 155e. 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 155f 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 155g). 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

$$v = f \cdot \lambda = 300\,000 \frac{\text{km}}{\text{s}} .$$

positive Ladung

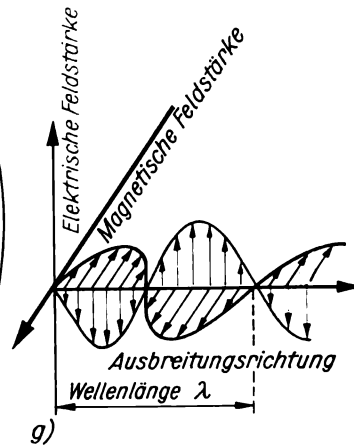
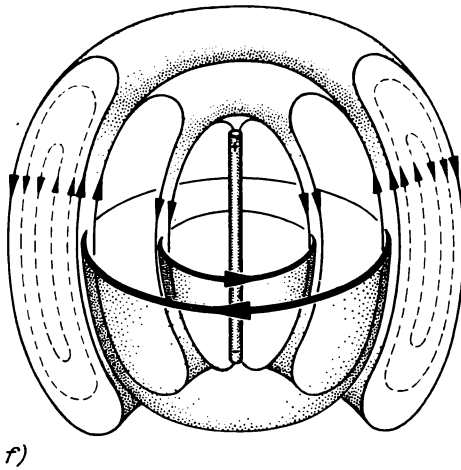
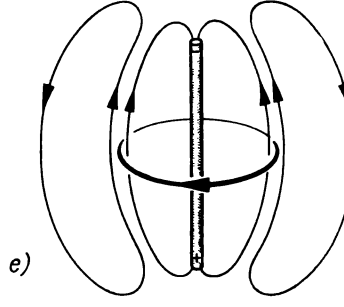
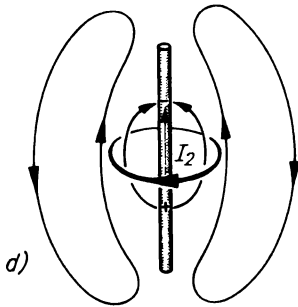
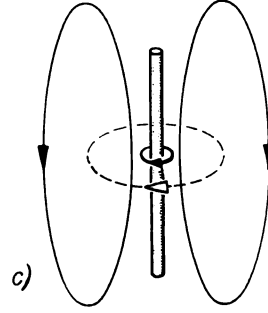
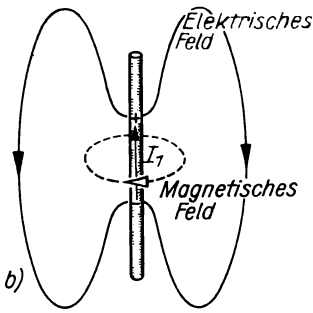
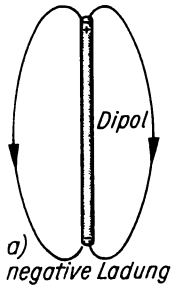


Bild 155
Schwingungsvorgang
im offenen Schwing-
kreis und Abstrahlung
der elektromagne-
tischen Welle

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 156
Das Feld eines
geerdeten Dipols

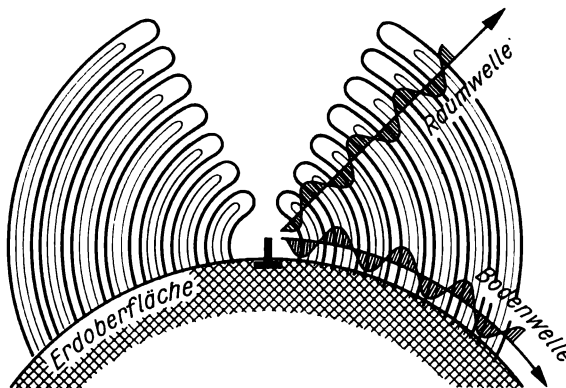
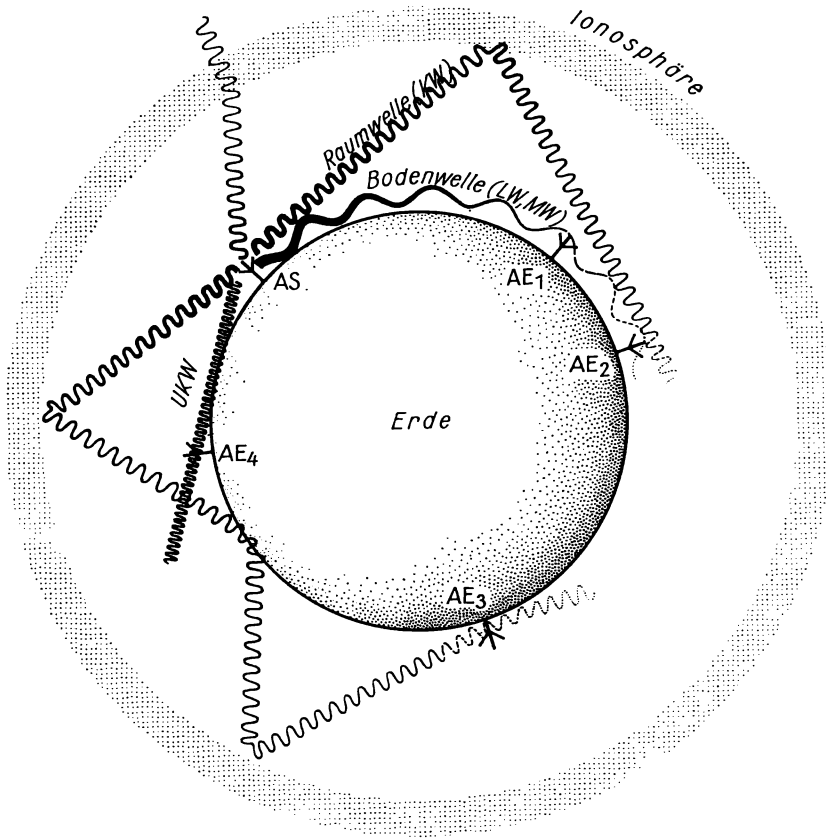


Bild 156 zeigt das von einer solchen Antenne ausgehende elektrische Wechselfeld, das der Erdoberfläche folgt. Zunächst interessiert uns die *Bodenwelle*, die von der Antenne des Senders AS ausgeht, der Erdkrümmung folgt und – zwar abgeschwächt – von der Empfangsantenne AE₁ aufgenommen wird (Bild 157). Unter Umständen empfangen wir sie 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 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 AE₂ ständig. Der Techniker bezeichnet diese Erscheinung als *Schwund* und hat spezielle Schwund-Ausgleichsschaltungen entwickelt. Auch die Erde selber kann

Bild 157
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 Sendefrequenz 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 diese im Takt einer Sprachschwingung verändert wird, müßten sowohl die

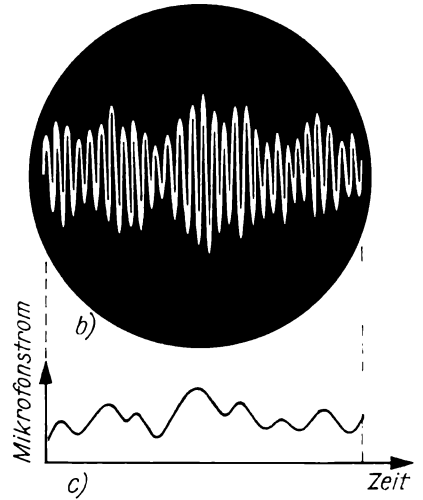
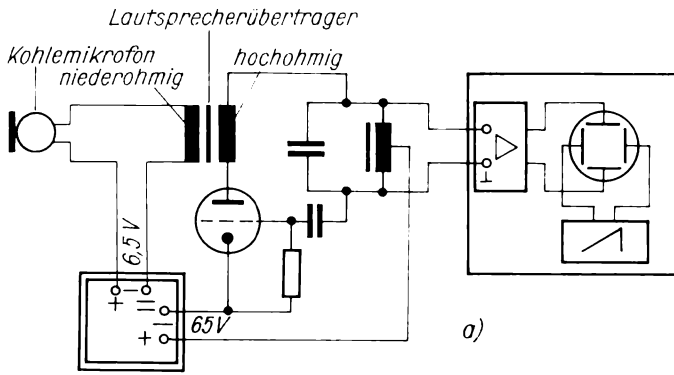


Bild 158
Sprachschwingungen
modulieren die
Generatorschwingung:
a) Schaltung zur
Amplitudenmodulation,
b) Amplitudenmodulierte
Schwingung,
c) Mikrofonstrom

Generatorschwingung als auch die von der Antenne abgestrahlte elektromagnetische Welle Amplitudenänderungen aufweisen.

Ein weiteres Experiment nach Bild 158a soll unsere Vermutung bestätigen. Wir bauen wieder in die Anodenleitung des Oszillators einen Lautsprecherübertrager ein. An seiner Sekundärwicklung liegt unser Kohlemikrofon. Wir verwenden nur die Kapsel in der kleinen Dose, Arbeitswiderstand und Siebglied sind diesmal überflüssig. Mit der Mikrofonspannung gehen wir nicht über 6,5 V. Nachdem auf dem Oszillografenschirm die Kurve der ungedämpften Schwingung erscheint, sprechen 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 158b dargestellt. Die gedachte Begrenzungskurve der Amplituden entspricht der Sprachschwingung (Bild 158c).

Bild 159 zeigt uns, wie die Schaltung eines sehr einfachen Senders aussieht. Allerdings ist es *verboten*, an Oszillatoren Antennen anzuschließen. Erst wenn wir vielleicht später eine Amateur-Funklizenz der Deutschen Post erworben haben, dürfen wir auch Sender aufbauen und betreiben.

Richtige Sender sind noch etwas komplizierter aufgebaut als unser Beispiel. Sowohl die vom Mikrofon abgegebenen Spannungen als auch die Generatorschwingung 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 160).

Da der Empfängerschwingkreis erst von der aufgenommenen Senderenergie zum Schwingen gezwungen wird, müssen die Amplitudenschwankungen auch hier wieder auftreten. Wir bauen noch einmal den

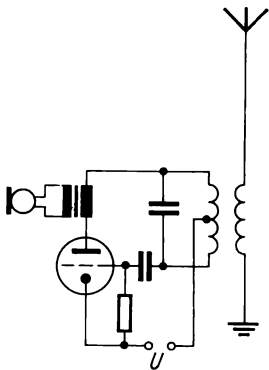


Bild 159
Der Oszillator wird
zum Sender

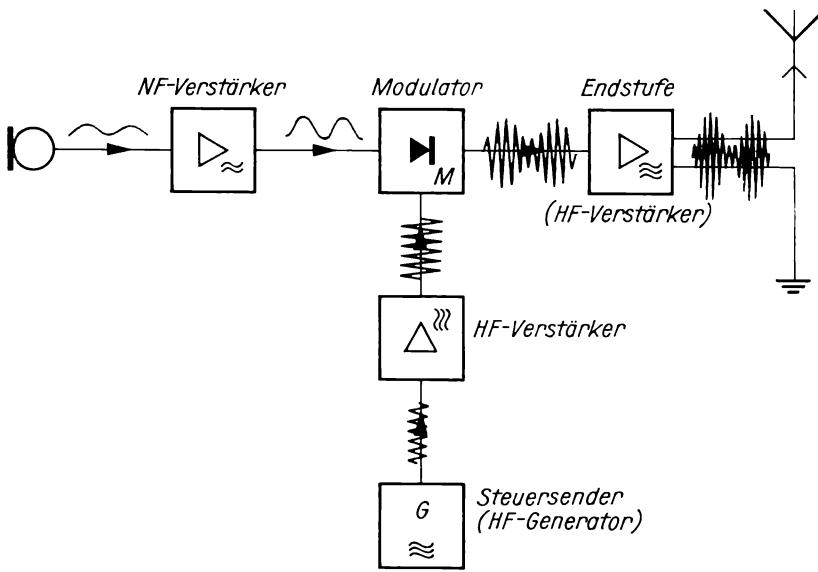


Bild 160
 Blockschaltbild eines
 Rundfunksenders

Versuch nach Bild 153 auf. In der Anodenleitung der EC 92 liegt aber, wie im letzten Experiment, der Lautsprecherübertrager. Um eine vom Besprechen des Mikrofons unabhängige Modulation zu erhalten, legen wir diesmal an die niederohmige Wicklung des Übertragers eine Wechselspannung von 50 Hz und 6,5 V aus dem Stromversorgungsgerät. Ein in Reihe geschalteter Widerstand von 10 bis 50 Ω verhindert einen zu hohen Stromfluß, da die Sekundärwicklung ja einen äußerst geringen Widerstand hat. Den Abstand zwischen Oszillatortspule und Empfängerspule verkleinern wir auf 10 cm, der Meßverstärker des Oszillografen ist voll aufgedreht. Bild 161 zeigt das aufgezeichnete Oszillogramm.

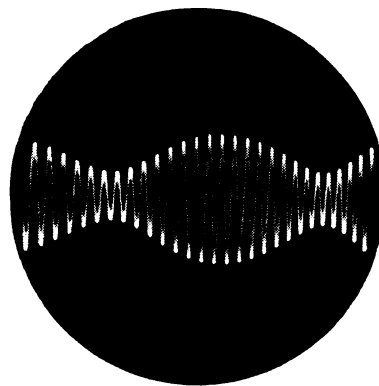
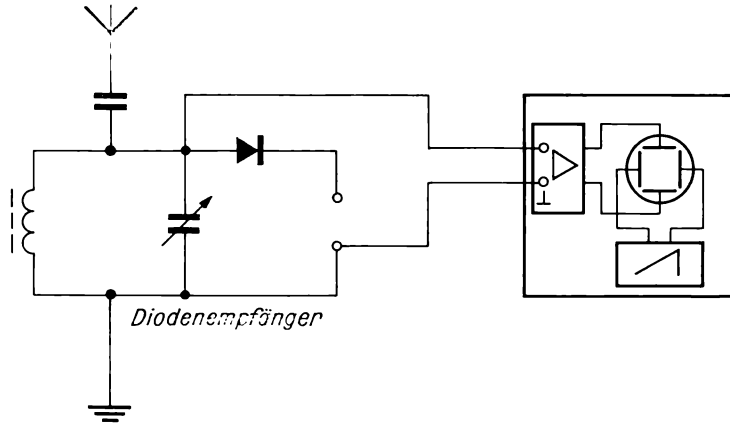


Bild 161
 Oszillogramm einer mit
 50 Hz modulierten
 Schwingung im
 „Empfänger“

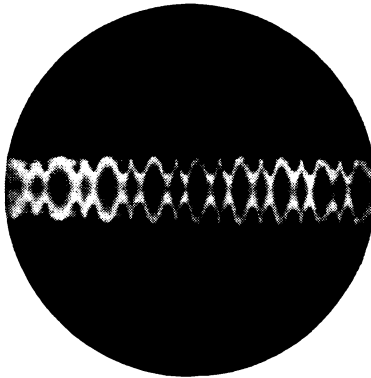
Schauen wir uns nun endlich die von unserem Ortssender abgestrahlte Schwingung an! Bild 162 können wir entnehmen, wie der Abstimmkreis des Diodenempfängers an den Oszillografen angeschlossen wird. Den

Bild 162
Wir schalten unseren
Diodenempfänger an
den Oszillografen



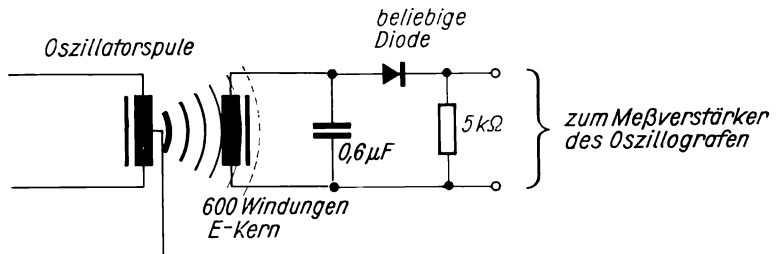
Meßverstärker müssen wir wieder voll aufdrehen. Durch Verändern der Eigenfrequenz suchen wir die Stellung der Kondensatorplatten, bei der die Höhe des Schirmbildes am größten ist. Daß im Oszillogramm Bild 163 die HF scheinbar gleichzeitig mehrere Male moduliert wird, darf uns nicht wundern. Der Elektronenstrahl wanderte nämlich während der Filmbelichtung mehr als einmal über den Bildschirm.

Bild 163
Oszillogramm einer
vom Ortssender
abgestrahlten ampli-
tudenmodulierten
Schwingung



Wir müssen aus der hohen Frequenz, die der Sender abstrahlt, die Tonschwingungen wieder zurückgewinnen, das heißt die amplitudenmodulierte Schwingung *demodulieren*. Unser Diodenempfänger hat zu diesem Zweck eine Diode. Sie richtet die HF gleich, schneidet eine

Bild 164
Eine Halbleiterdiode
fungiert als
Demodulator



Hälfte ab. Auch diesen Vorgang wollen wir selbst erleben. Der Versuchsaufbau entspricht dem des vorletzten (Bild 153) mit zusätzlicher Amplitudenmodulation. Wie bei unserem Mittelwellenempfänger schalten wir eine beliebige Diode und einen Arbeitswiderstand von $5\text{ k}\Omega$ an den Schwingkreis.

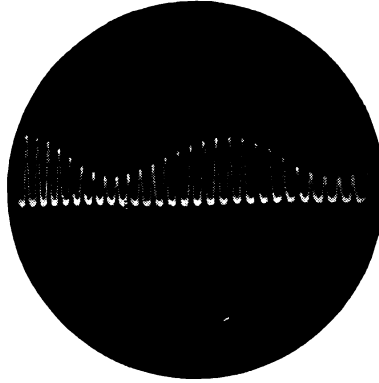


Bild 165
Oszillogramm der
gleichgerichteten
Schwingung

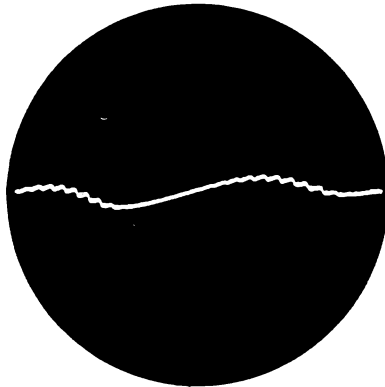


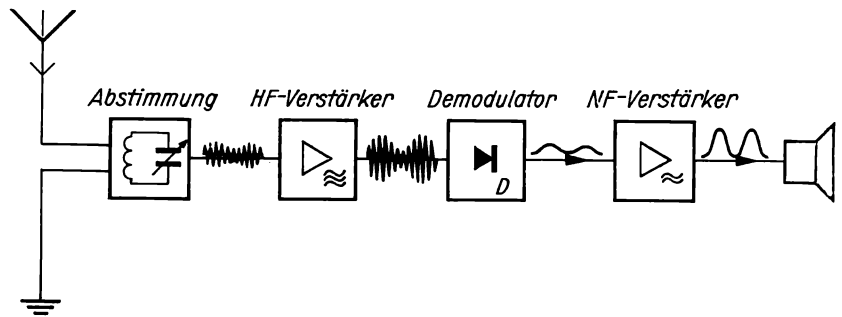
Bild 166
Ein Ladekondensator
unterdrückt den
größten Teil der
Trägerschwingung

Die entsprechende Teilschaltung zeigt Bild 164. Ob im Oszillogramm nach Bild 165 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 $0,5\text{ }\mu\text{F}$ oder größer gewinnt die ursprüngliche NF zurück (vgl. Oszillogramm Bild 166). 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 als unser Diodenempfänger ist eine Audionschaltung

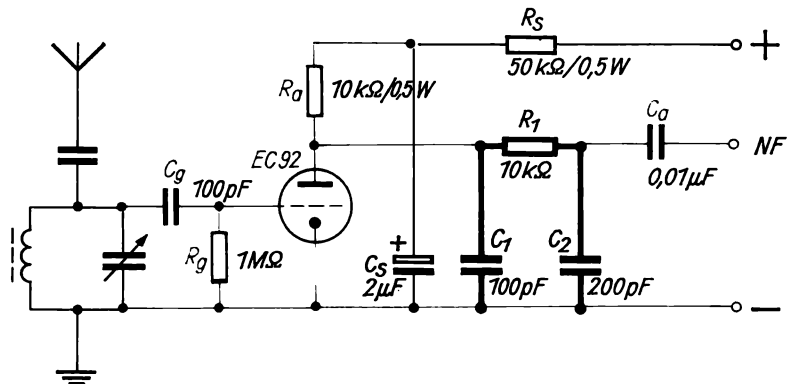
Wenn ein Empfänger mehr als unser einfacher Diodenempfänger leisten soll, ist eine zusätzliche HF-Verstärkung erforderlich. Das vollständige Blockschaltbild eines solchen Empfängers ist im Bild 167 dargestellt.

Bild 167
Blockschaltbild eines
Rundfunkempfängers



Beginnen wir mit dem Bau! Wir haben bereits einen Abstimmkreis und auch einen leistungsfähigen NF-Verstärker. Nur ein HF-Verstärker ist noch erforderlich. Bild 168 zeigt die sogenannte *Audionschaltung*, die wir mit in unser Experimentierchassis einbauen wollen. Wir lösen zu diesem Zweck die am Eingang 1 liegende abgeschirmte Leitung, bauen

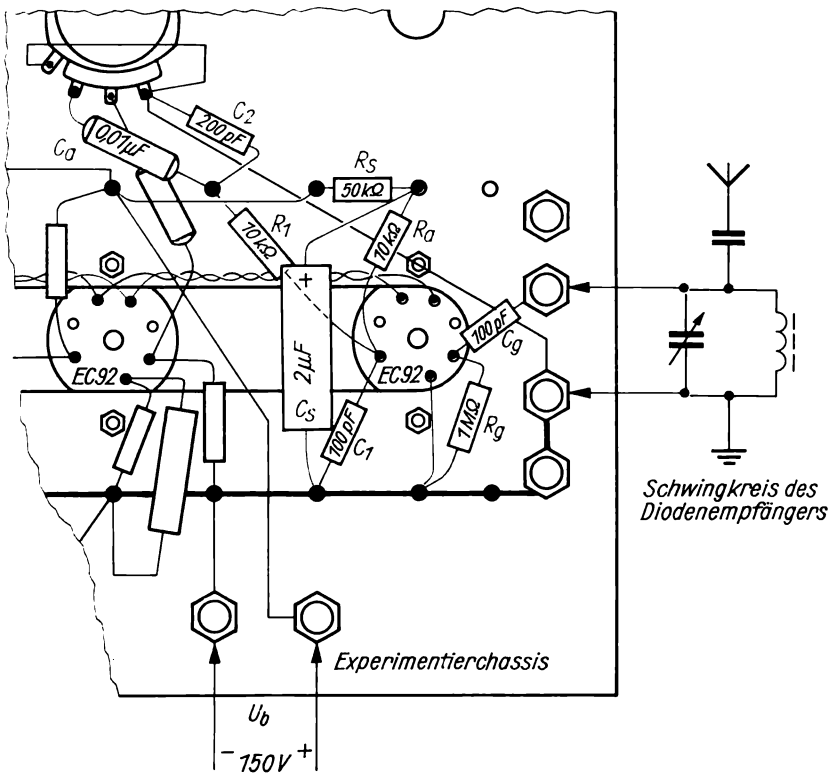
Bild 168
Schaltbild eines
Audions



eine dritte Röhrenfassung ein und verdrahten nach Bild 169. Den Gleichrichter unseres Diodenempfängers überbrücken wir oder nehmen ihn ganz heraus. Mit einer etwa 2 m langen Antenne empfangen wir tagsüber – je nach örtlicher Lage – drei bis fünf Sender. In den Abendstunden fallen mehr ein, mitunter sogar einige gleichzeitig.

Wir müssen die *Trennschärfe* unseres *Einkreisers* (wir nennen ihn so, weil er nur *einen* Schwingkreis hat) erhöhen. Im Bild 51 ist die Reso-

Bild 169
So verdrahten wir das
Audion



nanzkurve 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 170). Wir müssen also eine Möglichkeit finden, den Dämpfungswiderstand unseres Abstimmkreises zu verkleinern. Beschäftigen wir uns aber erst einmal mit der Wirkungsweise des Audions.

Bild 168 entnehmen wir, daß die HF (vgl. Bild 171 a) über den Gitterkondensator $C_g = 100 \text{ pF}$ an das Steuergitter gelangt. Dieses lag ursprünglich auf Katodenpotential, wird nun aber im Rhythmus der HF einmal positiv, einmal negativ geladen. Gitter und Katode bilden hier eine Diode, bei der das Gitter zur Anode wird. Liegt daran die negative Halbschwingung, ist die Diode gesperrt. Es können keine Elektronen vom Gitter zur Katode fließen. Sobald jedoch die positive Hälfte am Gitter liegt, wandern Elektronen von der heißen Katode zum Gitter. Die HF wird gleichgerichtet (Bild 171 b). Der Techniker nennt diese Schaltung deshalb auch *Gittergleichrichter*.

Da die während der positiven Halbschwingung aufs Gitter gelangten Elektronen nicht sofort über den hochohmigen Ableitwiderstand R_g

Bild 170
 Resonanzkurven eines
 gedämpften und eines
 entdämpften
 Schwingkreises

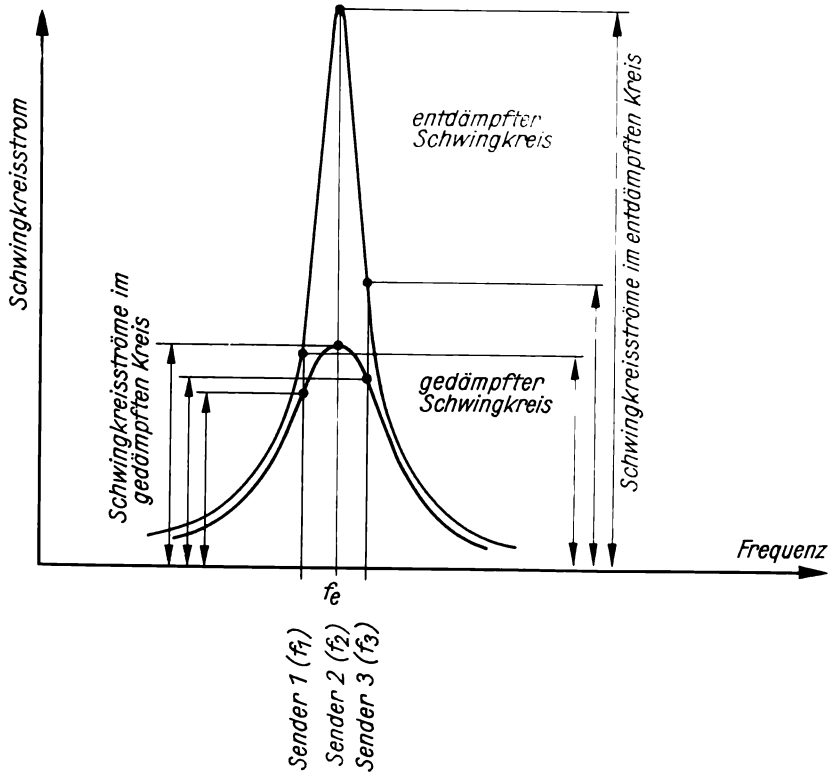
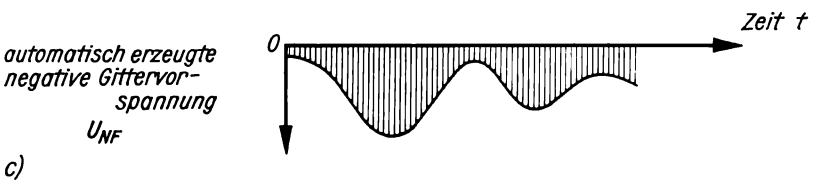
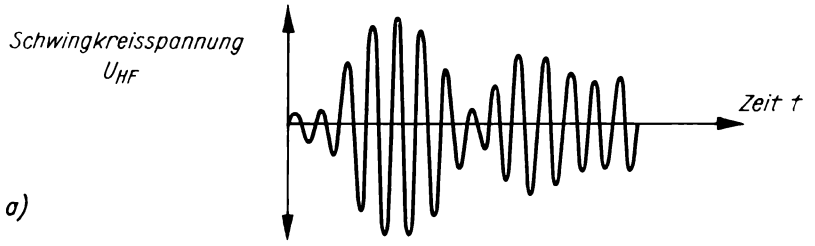


Bild 171
 Zur Wirkungsweise
 des Audions



abfließen können, entsteht eine negative Gittervorspannung. Ihre Größe ist von den Amplituden der HF abhängig. Die Gittervorspannung wird also im Audion automatisch aus der Eingangsspannung erzeugt und schwankt im Takt der NF (Bild 171 c). Damit liegen am Gitter zwei Spannungen, die hochfrequente Schwingkreisspannung U_{HF} und die davon abhängige Vorspannung U_{NF} . Beide addieren sich zu einer im Takt der NF „verzerrten“ hochfrequenten Wechselspannung. Dementsprechend wird auch der hochfrequente Anodenstrom I_{aHF} tonrichtig verzerrt. Die zeitlichen Mittelwerte des Anodenwechselstromes dürfen wir deshalb als NF-Strom auffassen. Der Verstärkungsvorgang ist im Bild 172 dargestellt.

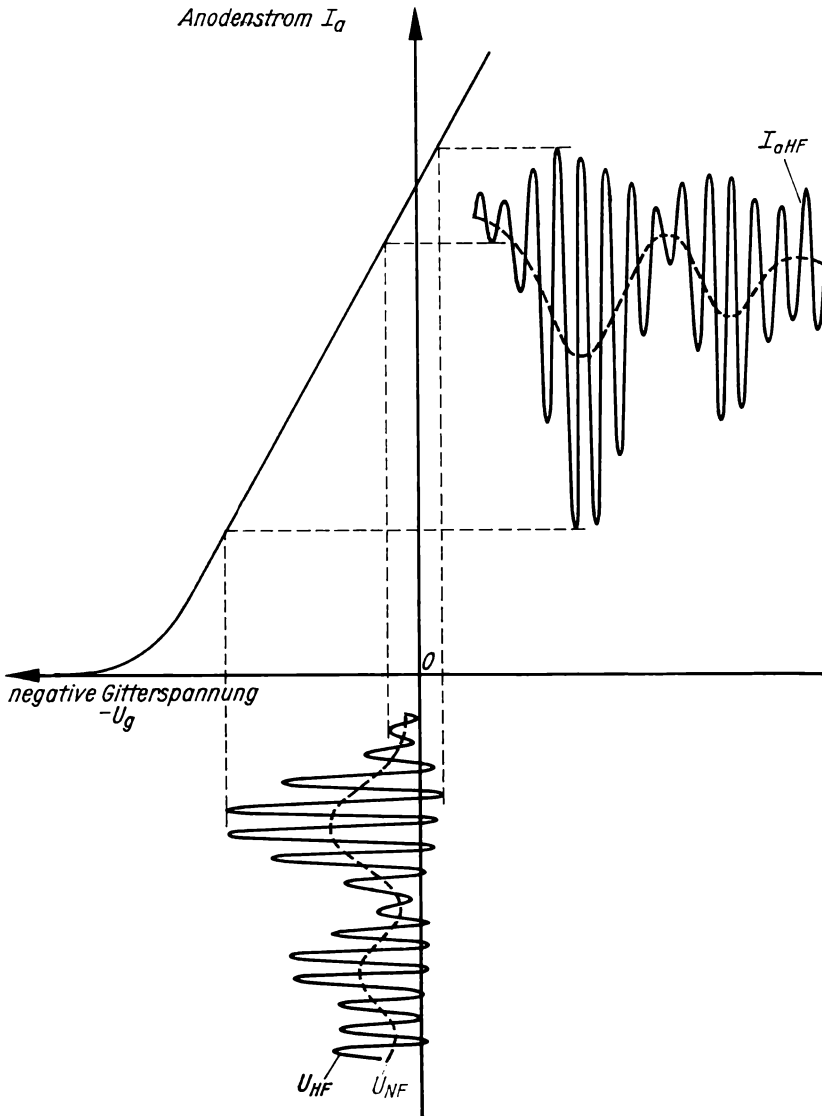
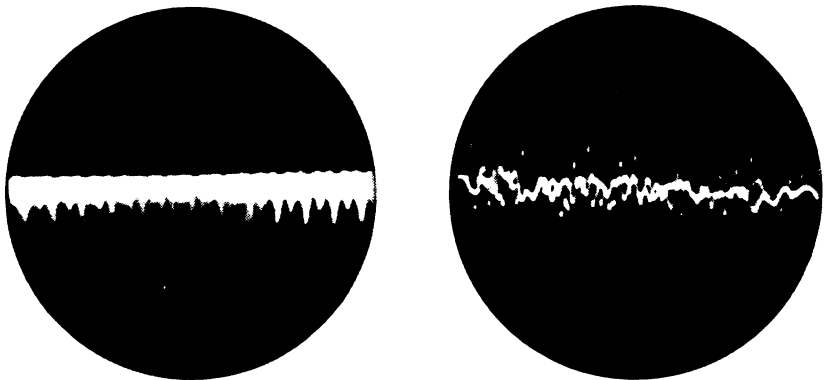


Bild 172
Der Verstärkungs-
vorgang am Audion

Schauen wir uns den hochfrequenten Anodenwechselstrom auf dem Schirm des Oszillografen an. Den Kondensator $C_1 = 100 \text{ pF}$ löten wir entweder an der Anode oder an Masse ab, der voll aufgedrehte Meßverstärker wird direkt an der Anode der Audionröhre und an einem beliebigen Punkt der Masseleitung angeschlossen. Wenn wir den Schwingkreis auf einen nicht zu schwach einfallenden Sender abgestimmt haben, erscheint auf der Bildröhre ein Oszillogramm, wie wir es im Bild 173 (links) betrachten können. Auch hier ist der gleiche Effekt wie im Bild 163 aufgetreten. Das läßt sich beim Fotografieren sich ständig verändernder Vorgänge nicht vermeiden.

Bild 173
Oszillogramme des
Audions



Wir halten fest, daß unser Audion sowohl die Funktion eines Demodulators als auch die eines HF-Verstärkers ausübt. Wir wollen nun untersuchen, was von der verstärkten HF an den NF-Verstärker gelangt. Den Kondensator von 100 pF löten wir wieder ordnungsgemäß fest, entfernen das zum Meßverstärker führende Kabel von der Anode und klemmen es an der Verbindungs-lötöse von R_1 , C_2 und C_a wieder an. Das jetzt sichtbare Oszillogramm nach Bild 173 (rechts) hat mit dem vorigen nicht mehr viel gemein. Das darf uns auch nicht wundern, da die Kombination der Bauelemente C_1 , R_1 und C_2 eine vom Stromversorgungsgerät bekannte Glättungseinrichtung darstellt. C_1 entspricht dem Ladekondensator, R_1 dem Siebwiderstand und C_2 dem Siebkondensator. Die tonrichtig verzerrte HF wird zur NF „geglättet“.

Die Siebkette zwischen Audion und NF-Verstärker ist unbedingt erforderlich. Wäre sie nicht vorhanden, würde der Verstärker infolge der kräftigen HF-Eingangsspannung unter Umständen zu schwingen beginnen. Vor dem Arbeitswiderstand R_a liegt ebenfalls ein Siebglied $R_s C_s$. Der Widerstand von $50 \text{ k}\Omega$ setzt die Anodenspannung auf etwa 50 V herab. Für ein Audion ist das vollständig ausreichend. In Verbindung mit dem Siebkondensator von $2 \mu\text{F}$ wird außerdem eine Entkopplung des Audions vom NF-Verstärker erzielt. Auch über die Speiseleitungen können Verkopplungen auftreten, die das Funktionieren eines Gerätes gänzlich in Frage stellen.

Mit Rückkopplung leistet unser Audionempfänger noch mehr

Wie wir uns erinnern, wollten wir die Trennschärfe des Abstimmkreises durch die Schwingkreisentdämpfung verbessern. Der Schwingkreis unseres Oszillators wurde entdämpft, weil er im richtigen Takt Energie zugeführt bekam. Versuchen wir doch das gleiche am Audion. Wir koppeln die an der Anode vorhandene kräftige HF in den Schwingkreis zurück. Da unser Audion diesmal aber selber keine ungedämpften Schwingungen erzeugen soll, müssen wir die Energiezufuhr „portionsweise“ einstellen können. Die erforderliche Zusatzschaltung ist im Bild 174 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 Zeichenkarton hergestellt wird. Wir bringen 20 Windungen aus Kupferlackdraht von 0,4 mm Durchmesser im Wicklungssinn der Schwingkreisspule auf.

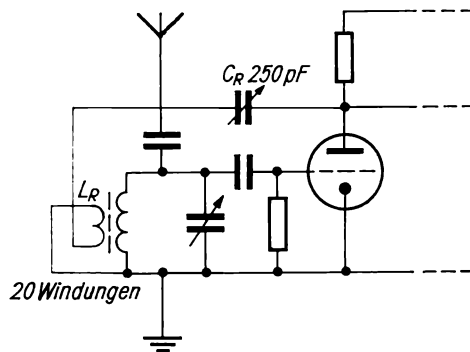


Bild 174
Wir koppeln die HF in den Schwingkreis zurück

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 setzen wir auf dem Experimentierchassis in die 10-mm-Bohrung oberhalb der Audionröhre einen Drehkondensator von 250 pF in Hartpapierausführung ein. Mit ihm können wir den Grad der Rückkopplung einstellen. Wir achten darauf, daß das feststehende Plattenpaket mit der Anode verbunden wird; den Rotor legen wir an die noch freie oberste Eingangsbuchse. Mit dieser Anschlußart wird eine elektrische Verbindung der Kondensatorachse mit der gleichspannungsführenden Audionanode vermieden.

Wir können jetzt vorher scheinbar „übereinander“ liegende Sender einwandfrei trennen und auch einige neue Sender empfangen. Die Rückkopplung dürfen wir allerdings nie zu stark „anziehen“, da unser Audion sonst zum Oszillator wird. Wir merken das sofort: Aus dem Lautsprecher ertönt ein unangenehmes Heulen oder Pfeifen. Das wäre nicht weiter schlimm; aber wir haben am „Oszillatorkreis“ eine Antenne – wo-

möglich sogar eine Hochantenne – angekoppelt. Was aber werden die rundfunkhörenden Nachbarn zu dem plötzlich auftauchenden neuen Pfeifsender sagen – oder gar die Kollegen vom Funküberwachungsdienst der Deutschen Post? Soweit wollen wir es lieber nicht erst kommen lassen. Und nun guten Empfang!

8. Wir bauen ein vollständiges Radio

Nachdem wir die Grundlagen der Rundfunktechnik kennengelernt und eine recht brauchbare Empfängerschaltung versuchsweise ausprobiert haben, wollen wir ein richtiges Radio aufbauen. Wir werden auch hier ein Audion mit Rückkopplung und einen zweistufigen NF-Verstärker 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 für wenige Mark Gehäuse von Empfängertypen an, die nicht mehr produziert werden. Das Gehäuse des Mustergerätes ist 60 cm breit, 25 cm tief und 40 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 auf einem besonderen Chassis auf, das 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 175 dargestellt. Die Kondensatoren C_1 und C_2 von $5 \text{ nF}/500 \text{ V}$ dienen der *Funkentstörung*, C_3 und C_4 von ebenfalls $5 \text{ nF}/500 \text{ V}$ 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 $Tr1$ berechnen wir für folgende Betriebswerte: zweimal $250 \text{ V}/80 \text{ mA}$ und $6,3 \text{ V}/2 \text{ A}$. Auf einen Kern M 85a wickeln wir 1 010 Windungen aus $0,4 \text{ CuL}$ (Kupferlackdraht) als Primärspule sowie zweimal 1 240 Windungen aus $0,2 \text{ CuL}$ und 31 Windungen aus $1,0 \text{ CuL}$ als Sekundärspulen. Die beiden Gleichrichter sind Selenausführungen für 250 V und 100 mA . Die Siebdrossel soll bei einem Luftspalt von $0,5 \text{ mm}$ eine Induktivität von etwa 12 H haben. Dazu sind $3\,500$ Windungen aus $0,2 \text{ CuL}$ erforderlich. Als Kern verwenden wir den Schnitt EI 66. Um dieses Netzgerät auch einmal für andere Zwecke verwenden zu können, führen wir die Heizspannung zu zwei Ausgangsbuchsen und machen den Gleichspannungsausgang umschalt-

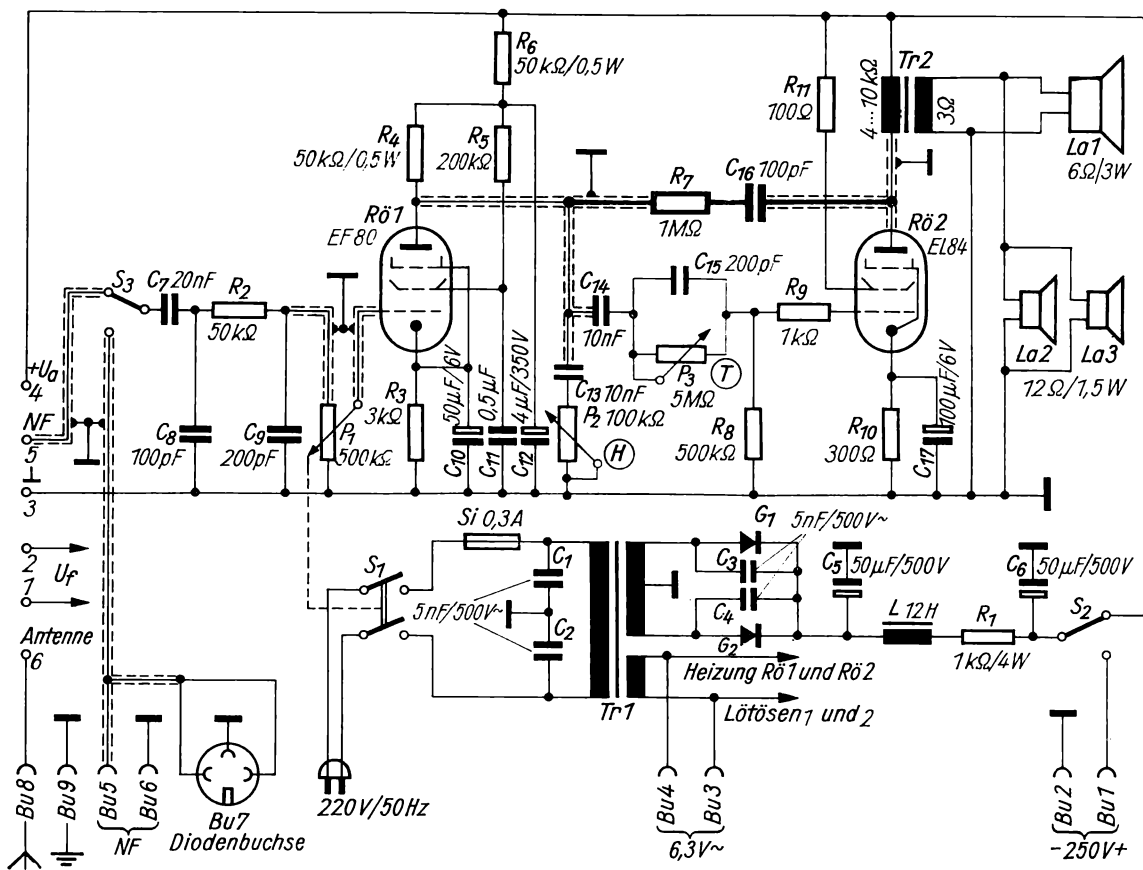


Bild 175
Schaltbild des
NF-Verstärkers mit
Netzteil für Baustein-
Empfänger

bar (S_2). Den zusätzlichen Siebwiderstand R_1 können wir unter Umständen weglassen.

Die NF des eingebauten Empfängers gelangt über die Lötösen 5 und 3 an den Verstärkereingang. Hier liegt wieder das vom Audion bekannte HF-Siebglied. Mit S_3 können wir auf zwei besondere NF-Eingänge umschalten: Am Buchsenpaar Bu5 und Bu6 kann eine beliebige NF-Spannungsquelle, an der Diodenbuchse Bu9 ein Tonbandgerät oder ein Plattenspieler mit Diodenstecker angeschlossen werden. Das logarithmische Lautstärkepotentiometer P_1 verwenden wir gleich als Gitterableitwiderstand der Vorstufe. Mit ihm ist auch der Hauptschalter S_1 gekoppelt.

RC-Glieder dienen als Klangblenden

Von der Anode der EF 80 gelangt das vorverstärkte Tonsignal an drei RC-Glieder, mit deren Hilfe wir den Klang verändern können. Untersuchen wir zunächst den Einfluß von $C_{13}P_2$. Der Wert des Potentiometers

betrage Null, zwischen der Anode und Masse liege also nur $C_{13} = 10 \text{ nF}$. Für eine Tonfrequenz von 100 Hz hat C_{13} einen Scheinwiderstand von $160 \text{ k}\Omega$ (nachrechnen!). Je höher der Ton wird, um so kleiner wird der Scheinwiderstand. Bei 10 kHz beträgt er nur noch $1,6 \text{ k}\Omega$. Die hohen Frequenzen fließen dementsprechend über C_{13} nach Masse ab; sie sind am Eingang der Endstufe nicht mehr vorhanden. Mit Hilfe des Potentiometers P_2 können wir die *Höhenabschwächung* unserem Empfinden entsprechend einstellen. Ein zweites RC-Glied ($R_7 C_{16}$) liegt zwischen Ausgang und Eingang der Endstufe, bildet also eine Rückkopplungsschaltung.

Im Audion diente die rückgeführte Energie dem Erhöhen der Eingangsspannung. Diese Art der Rückkopplung wollen wir deshalb als *Mitkopplung* bezeichnen. Betrachten wir noch einmal Bild 69. Zu den Zeitpunkten, an denen die Eingangsspannung oder Gesamt-Gitterspannung am geringsten ist, wird der Anodenstrom am stärksten. Er erreicht ein Minimum, wenn die Eingangsspannung am größten ist. Hoher Anodenstrom bedeutet aber auch großen Spannungsabfall am Arbeitswiderstand.

Wenden wir uns wieder dem NF-Verstärker zu. Im Bild 176 sind die Eingangsspannung U_g und die Ausgangsspannung U_{Ra} gegenübergestellt. Gelangt nun ein Teil von U_{Ra} – so wie bei unserem Verstärker – wieder an den Eingang, wird U_g abgeschwächt. Wir sprechen in diesem Fall von einer *Gegenkopplung*. Die Mitkopplung am Audion erreichten wir durch gegensinniges Anschließen von Schwingkreis- und Rückkopplungsspule. Sind beide Spulen gleichsinnig gepolt, tritt ebenfalls eine Gegenkopplung ein.

Die Hauptaufgabe einer Gegenkopplung im NF-Verstärker besteht darin, die von ihm verursachten nichtlinearen Verzerrungen und das Rauschen zu vermindern. Darüber hinaus kann durch die Gegenkopplung ein ganz bestimmter Frequenzbereich hervorgehoben werden. In unserem Fall sollen die tiefen Töne angehoben werden. Deshalb muß für die niedrigen Frequenzen der Gegenkopplungsfaktor geringer als für die hohen sein. Diese Aufgabe übernimmt in unserer Schaltung der Kondensator C_{16} von 100 pF . Sein Scheinwiderstand ist für die tiefen Tonfrequenzen groß; dadurch werden die Tiefen weniger als die Höhen geschwächt.

Mit dem dritten RC-Glied in der Gitterleitung der Endröhre können wir die *Tiefen* – je nach persönlichem Geschmack – mehr oder weniger *abschwächen*. Ist der Widerstand von P_3 voll wirksam, stellt der hohe Scheinwiderstand von C_{15} für die niedrigen Frequenzen ein beträchtliches Hindernis dar. Sie sind im Klangbild nicht mehr vorhanden. Regeln wir jedoch den Widerstandswert des Potentiometers auf Null, wird C_{15} kurzgeschlossen. Höhen und Tiefen gelangen ungeschwächt an das Gitter der Endröhre.

Die Widerstände R_9 und R_{11} am Steuergitter bzw. Schirmgitter der EL 84 haben keinen Einfluß auf die Wirkungsweise des Verstärkers. Sie sollen eine unter Umständen auftretende Selbsterregung verhindern. Am Ausgangsübertrager sind drei Lautsprecher angeschlossen. L_{al} ist ein normaler Breitbandlautsprecher von 6Ω und 3 W . Parallel zu ihm liegen

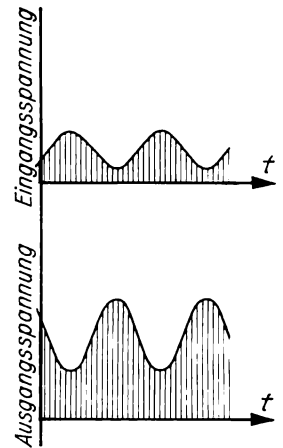


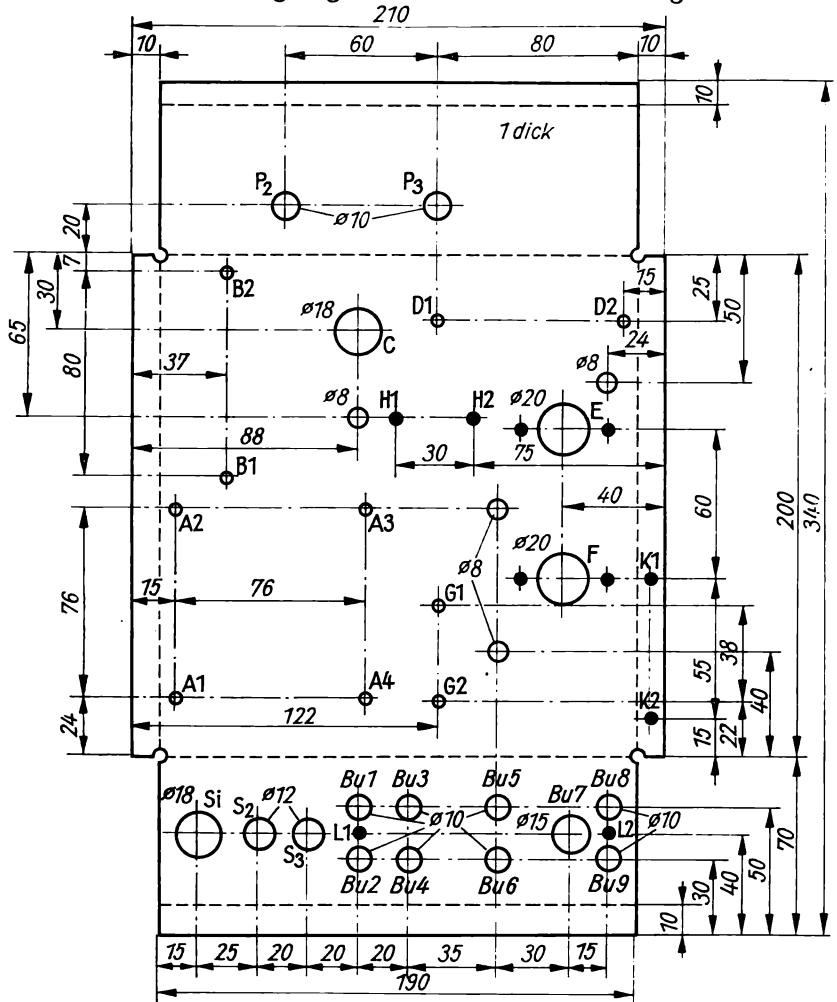
Bild 176
Eingangsspannung und
Ausgangsspannung

noch zwei Hochtonlautsprecher La2 und La3 mit einem Widerstand von je $12\ \Omega$ und einer Leistung von 1,5 W. Die Sekundärspule des Übertragers muß dann einen Widerstand von $3\ \Omega$ haben. Unbedingt notwendig sind La2 und La3 nicht, sie tragen jedoch zur besseren Wiedergabe der Höhen bei. Der Primärwiderstand des Übertragers kann zwischen 4 und $10\ \text{k}\Omega$ liegen.

So bauen wir Netzteil und NF-Verstärker auf

Das Bearbeitungsschema des Chassis für diese Baugruppe zeigt Bild 177. Als Material verwenden wir am besten 1,5 mm dickes Alublech. Schwarzblech von 1 mm Dicke genügt aber auch. Die vier Bohrungen A1 bis A4

Bild 177
Das Chassis des
NF-Verstärkers



--- Biegekanten
● Durchmesser 3,5
alle übrigen Bohrungen $\varnothing 4,5$

dienen zum Anschrauben des Netztrafos, in B1 und B2 befestigen wir die Drossel. Für Lade- und Siebkondensator wird ein Doppelelko bei C auf das Chassis geschraubt. Das ist die einzige Stelle, an der das Chassis elektrisch mit der Schaltung verbunden ist. Von der untergelegten Masse-Anschlußscheibe führt eine Leitung zum Masseanschluß der Endröhrenfassung. Bei D1 und D2 bringen wir den Übertrager an. Die Fassung der EL 84 sitzt unterhalb E, die der EF 80 wird gemeinsam mit dem Fuß einer Abschirmkappe bei F angeschraubt. G1 und G2 sind die Befestigungslöcher für die beiden Selengleichrichter. Dem Bild 178 können wir weitere Einzelheiten für das richtige Biegen des Chassis und die Anordnung der Bauelemente entnehmen.

Das Lautstärkepotentiometer mit dem Hauptschalter befestigen wir an einem Blechwinkel, der bei H1 und H2 auf das Chassis geschraubt ist. Auf einem 85 mm × 58 mm großen Pertinaxbrettchen, das an der Seite des Chassis sitzt (K1, K2), befinden sich die Lötösen 1 bis 6. Von hier aus erfolgt die Verbindung mit dem jeweiligen Empfänger. In die Bohrung Si an der Rückseite des Chassis setzen wir das Sicherungsgehäuse, in S₂ und S₃ die Kippswitcher ein. Die Telefonbuchsen und die Diodenbuchse schrauben wir auf ein 5 mm dickes Pertinaxbrett von 120 mm Breite und 50 mm Höhe. Die eingelassenen Buchsenköpfe dürfen das Chassis nicht berühren. Das Buchsenbrett wird bei L1 und L2 befestigt.

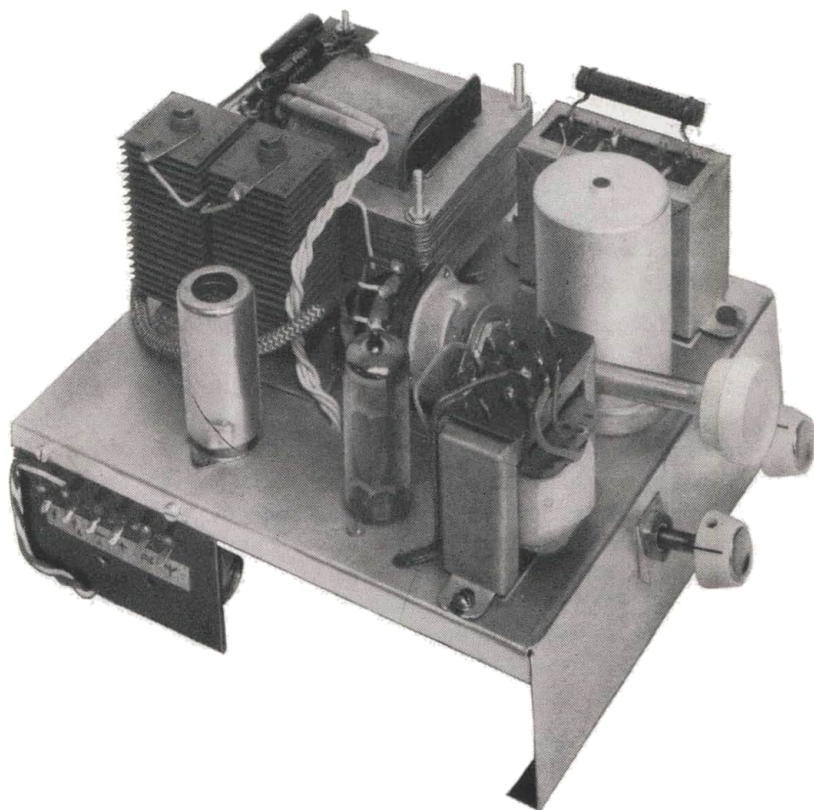
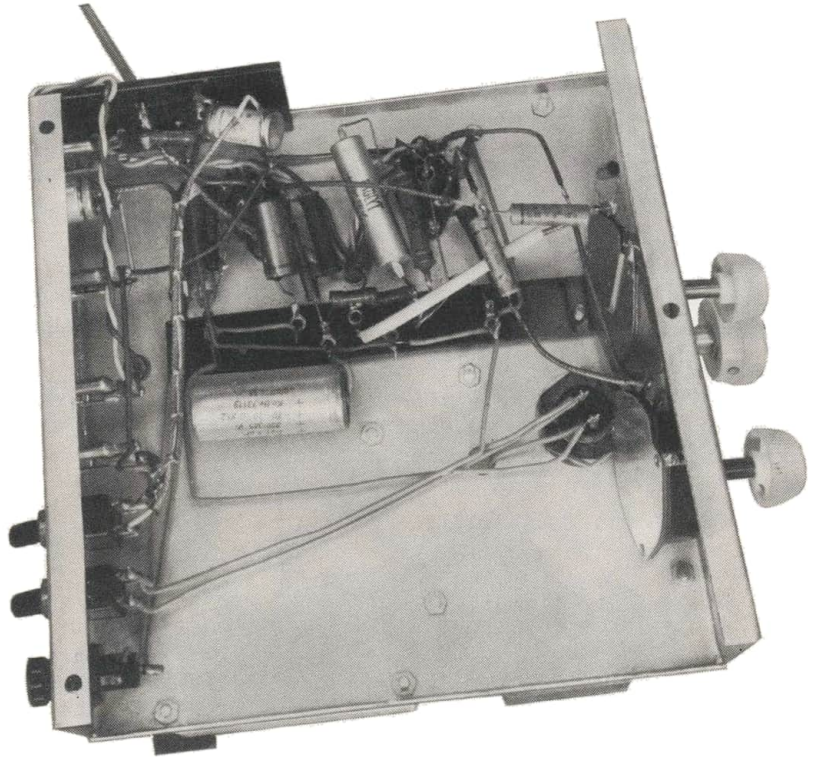


Bild 178
Unser erster Baustein:
Der NF-Verstärker mit
Netzteil

Die beiden Bohrungen von 10 mm Durchmesser an der Vorderseite des Chassis nehmen die Potentiometer zur Klangregelung auf. Bild 179 gestattet uns einen Blick in die Verdrahtung der Baugruppe. Die Widerstände und Kondensatoren löten wir so kurz wie möglich ein.

Bild 179
Blick in die
Verdrahtung des Ver-
stärkers



Eine kleine Lötösenleiste erweist sich dabei als sehr vorteilhaft. Sämtliche Leitungen, die die NF weiterleiten – der Fachmann nennt sie „heiße“ Leitungen –, werden sorgfältig abgeschirmt. Die Heizleitungen verdrillen wir wieder. Ein Heizungsanschluß kommt jeweils an der Röhrenfassung auf Masse. Wir achten darauf, daß es sich dabei an allen Fassungen um den gleichen Heizungspol handelt. Ist die Verdrahtung abgeschlossen, führen wir ohne Röhren, aber mit wenigstens einem Lautsprecher eine Spannungsprüfung durch. Dann folgt die eigentliche Funktionsprobe. Wir befestigen die Lautsprecher im Gehäuse und setzen das Chassis ein. Als NF-Spannungsquelle verwenden wir entweder den Diodenempfänger oder das Audion ohne NF-Verstärker. Wir überzeugen uns auch von der Wirkung der beiden Klangblenden. Sind wir mit dem Ergebnis zufrieden, wenden wir uns dem Bau des eigentlichen Empfängers zu.

Als ersten Empfänger verwenden wir ein Audion

Die Schaltung unseres Experimentier-Audions wollen wir nicht einfach übernehmen, sondern in einigen Details weiter verbessern. Die Leistungsfähigkeit können wir beträchtlich erhöhen, wenn wir an Stelle der Triode eine Pentode als Audionröhre verwenden. Wir nehmen – wie in der ersten Verstärkerstufe – die EF 80. Bei den bisherigen Empfangsversuchen haben wir sicherlich bemerkt, daß ein starker Ortssender selbst bei maximaler Rückkopplung noch über einen weiten Bereich „durchschlägt“. Wir müssen verhindern, daß die Hochfrequenz des von uns am kräftigsten empfangenen Senders in ihrer vollen Stärke bis in den Abstimmkreis gelangt. Da wir nur eine einzige Frequenz unterdrücken wollen, brauchen wir einen Widerstand, der nur für diese Frequenz einen hohen Wert hat. Höhere und niedrigere Frequenzen sollen ihn ungehindert passieren können. Frequenzabhängige Widerstände in der Art unserer Klangblenden sind hier ungeeignet, weil sie *alle* Frequenzen von einem bestimmten Wert an unterdrücken. Erinnern wir uns an den Versuch, der uns mit den Phasenbeziehungen im Schwingkreis vertraut machte (vgl. Bild 49 und zugehörigen Text). 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*.

Im Bild 180 ist das Schaltbild des verbesserten Audions dargestellt. Auf das HF-Siebglied können wir hier verzichten; es ist im Verstärker eingebaut. Die Schwingkreisspule L_2 und die Rückkopplungsspule L_1 wickeln wir aus 0,2 CuL gleichsinnig auf einen kleinen Dreikammer-Spulenkörper mit Abstimmkern nach Bild 181 a. Das Wickelschema entnehmen wir Bild 181 b. Neu in der Schaltung ist der Trimmer $C_2 = 40 \text{ pF}$

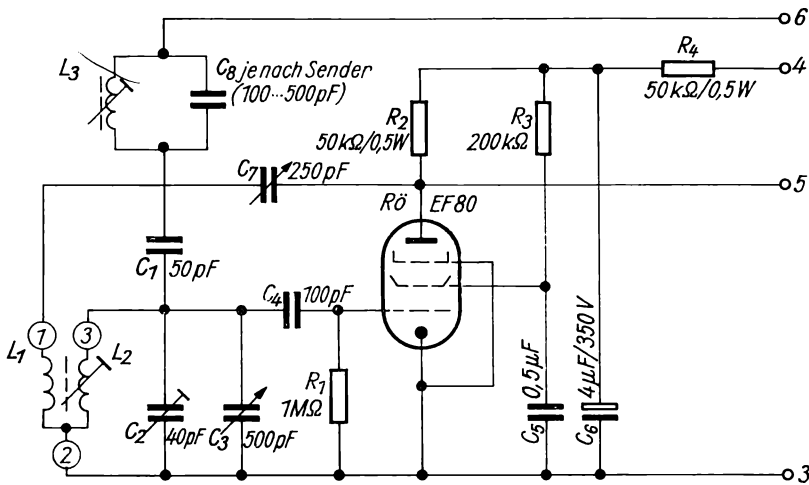
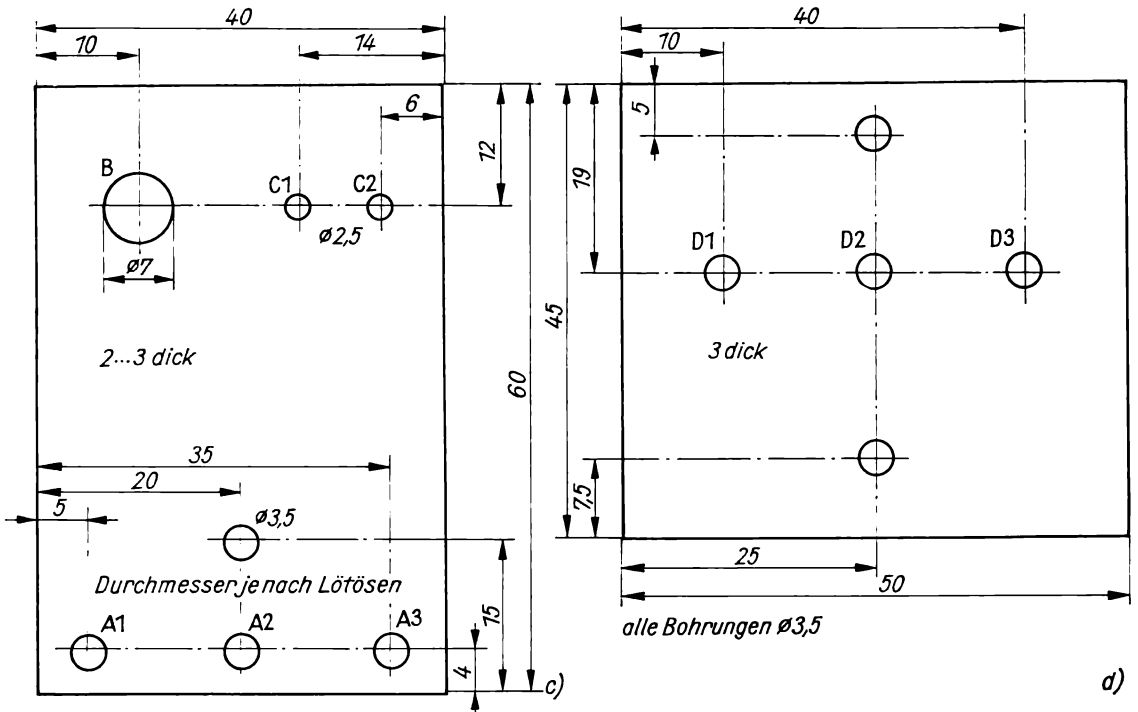
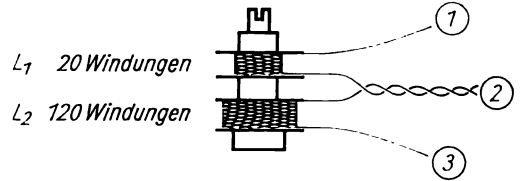
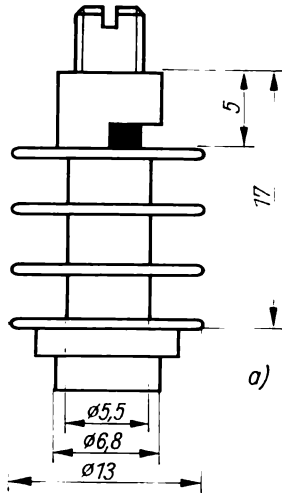
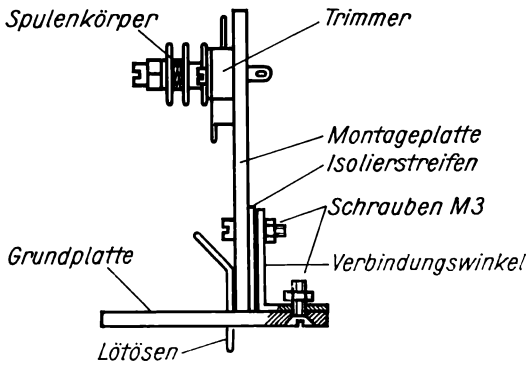


Bild 180
Schaltbild des Audion-
Empfängers

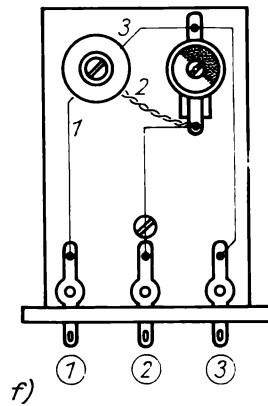
(Ko 33 89). Er wäre im Einkreiser nicht unbedingt erforderlich. Da wir aber unseren Empfänger *abgleichen* wollen, beziehen wir ihn schon jetzt mit in den Schwingkreis ein. Spulenkörper und Trimmer befestigen wir gemeinsam an einem kleinen Ständer. Er besteht aus der eigentlichen Montageplatte (Bild 181 c) und der Grundplatte (Bild 181 d) aus etwa 3 mm dickem Pertinax. Ein Winkel nach N1 ($a = 20$; $b = 14$; $c = 16$; $d = 1$; $e = 8$; $f = 5$; $h = 5$; $i = k = 3,5$) verbindet beide Platten. In die

Bild 181
 Der Spulenständer für
 das Audion:
 a) Dreikammer-
 Spulenkörper,
 b) Wickelschema der
 Spulen, c) Montage-
 platte, d) Grundplatte,
 e) Montage des
 Spulenständers,
 f) Verdrahtung





e)



f)

Bohrungen A1 bis A3 nieten wir Lötösen ein. Den Spulenkörper kleben wir bei B fest, C1 und C2 dienen zum Festklemmen des Trimmers. Dann stecken wir die überstehenden Fahnen der Lötösen durch die drei Bohrungen D auf der Grundplatte, und zwar so, daß die in A1 sitzende Öse durch D1 geht. Bild 181e zeigt uns, wie die zwei Platten zu verschrauben sind. Ein etwa 1 bis 1,5 mm dicker Pertinaxstreifen soll verhindern, daß die mittlere Lötöse Kontakt mit dem Winkel bekommt. Die Verdrahtung des Spulenständers entnehmen wir Bild 181f. Das Audion wird auf einem Blechchassis aufgebaut. Seine endgültige Form richtet sich nach dem verwendeten Gehäuse. Die wichtigsten Abmessungen sind aus Bild 182 ersichtlich. Den Drehkondensator befestigen wir so, daß seine Achse genau in der Mitte des Chassis über die Vorderkante ragt. Bild 183 läßt erkennen, wie die einzelnen Bauelemente angeordnet werden.

Die Sperrkreisspule wickeln wir wieder aus 0,2 CuL auf einen Dreikammer-Spulenkörper. Sie erhält etwa 80 Windungen. Die Kapazität des

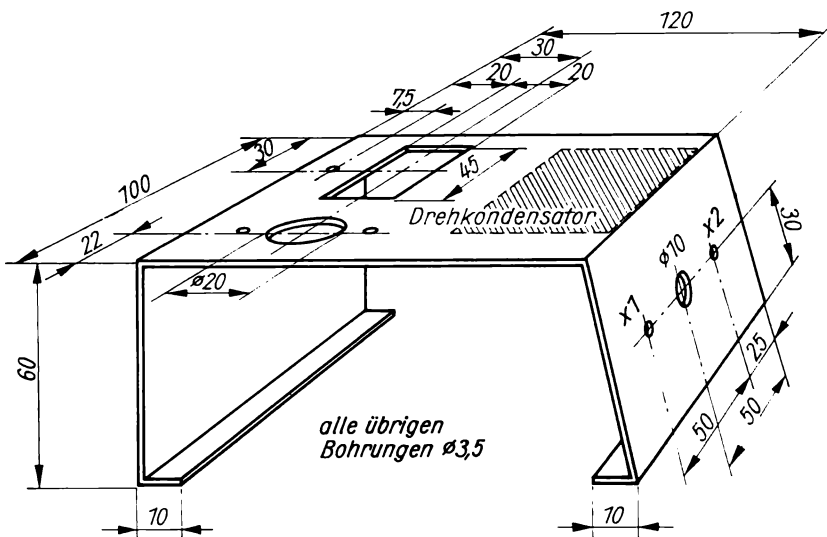
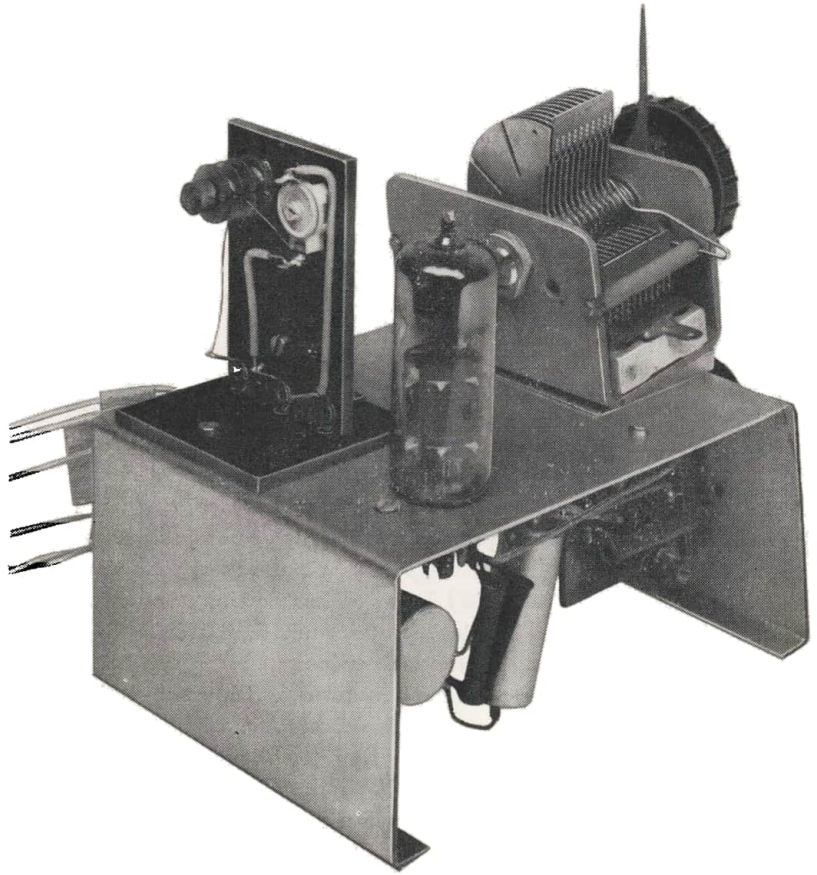


Bild 182
Das Chassis des
Audions

Bild 183
Unser zweiter Baustein:
Das Audion



dazugehörigen Kondensators richtet sich nach der Frequenz des zu sperrenden Senders. Nachdem das Audion an den Verstärker angeschlossen ist, stellen wir den stärksten Sender ein. Durch Ein- oder Ausdrehen des Sperrkreis-Spulenkerne suchen wir nun die Stelle, bei der die Lautstärke am geringsten wird. Diese Arbeit wird sicherlich einige Zeit in Anspruch nehmen.

Dann muß unser Radio natürlich auch eine Skale bekommen. Wir stellen sie aus Zeichenkarton her, den wir auf eine dünne Pertinaxplatte kleben. In den Drehknopf des Abstimmkondensators setzen wir einen Zeiger ein. Die Skale wird direkt mit dem Chassis bei X1 und X2 verschraubt. Wenn wir sie eichen wollen, brauchen wir einen Frequenzmesser. Außerdem soll der Schwingkreis abgeglichen, das heißt seine größte und kleinste Eigenfrequenz genau festgelegt werden. Ohne Frequenzmesser ist das ziemlich schwierig. Deshalb werden wir vorläufig nur einige Markierungen mit Bleistift auf der Skale anbringen. So können wir die einzelnen Sender stets wieder rasch finden. Die Bilder 184 und 185 zeigen uns zwei Ansichten der ersten Baustufe unserer Empfänger-

Bild 184
So sieht unser erster
Rundfunkempfänger
von innen aus
(rechte Seite)

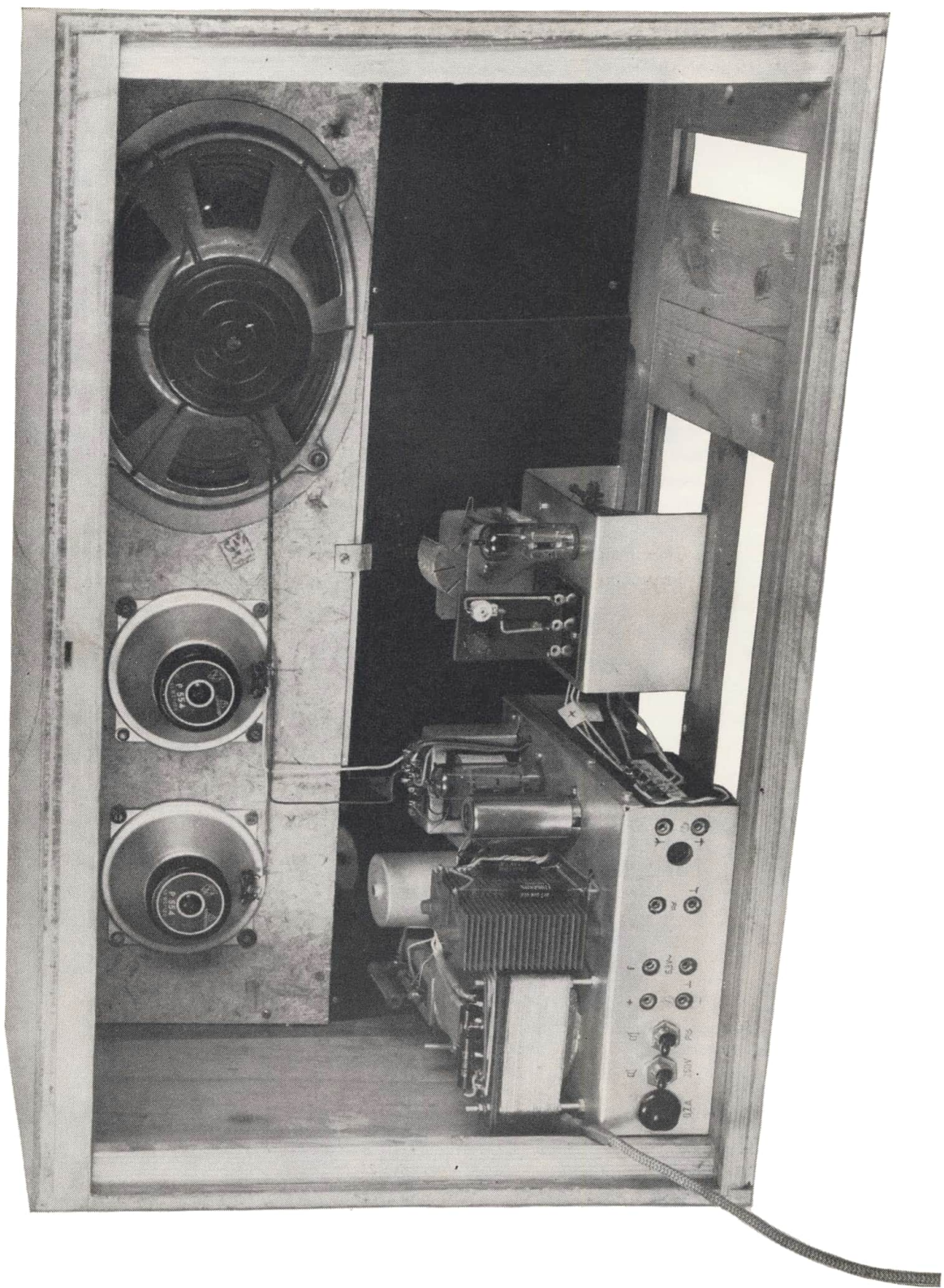


Bild 185
Die erste Variante
unseres Baustein-
Empfängers



Den Frequenzmesser bauen wir am besten gleich, da wir ihn noch oft brauchen werden.

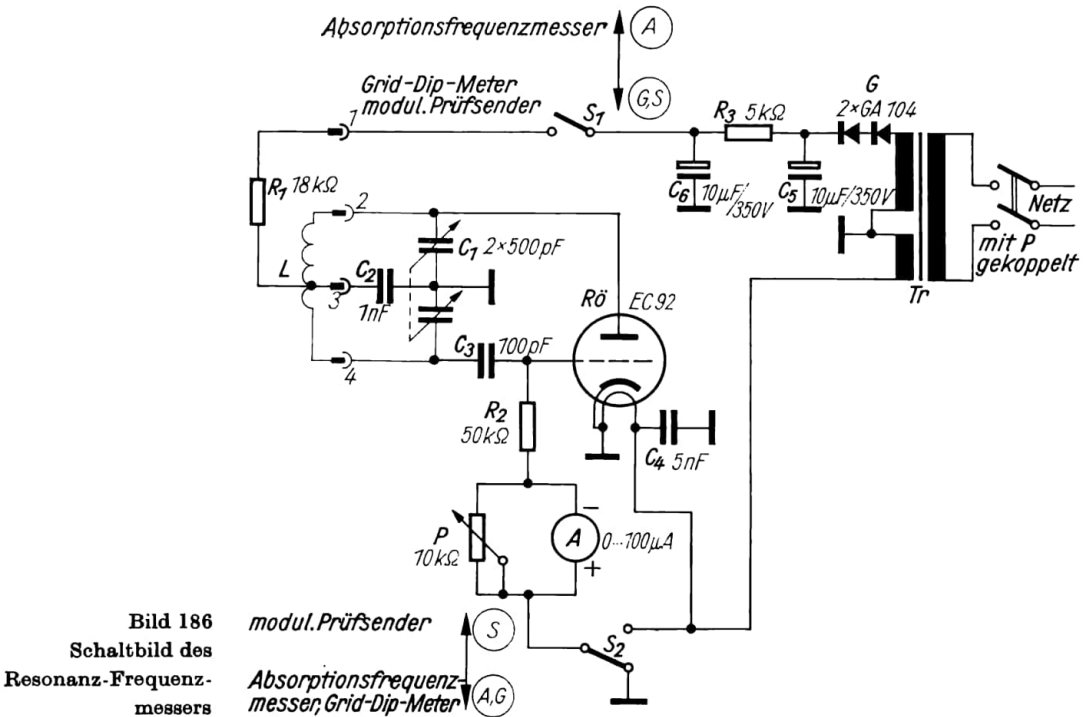


Bild 186
Schaltbild des
Resonanz-Frequenz-
messers

9. Ein Frequenzmesser ist unbedingt erforderlich

Ohne dieses Gerät kommt kein Radiobastler aus, wenn er sich nicht mit sehr einfachen Empfängern begnügen will. Unser Meßgerät ist weiter nichts als ein Oszillator, dessen Schaltung im Bild 186 dargestellt ist. Wir erkennen sicher sofort die Ähnlichkeit mit unserem Tongenerator nach Bild 149. Neu ist ein empfindlicher Strommesser ($100\ \mu\text{A}$) in der Gitterleitung. Er dient uns als eigentliches Anzeigeeinstrument. Das fertige Meßgerät können wir im Bild 187 betrachten. Die Schwingkreis-spule ist an der Vorderseite aufgesteckt. Durch Verwendung von sechs auswechselbaren Spulen erhält unser Frequenzmesser einen Bereich von

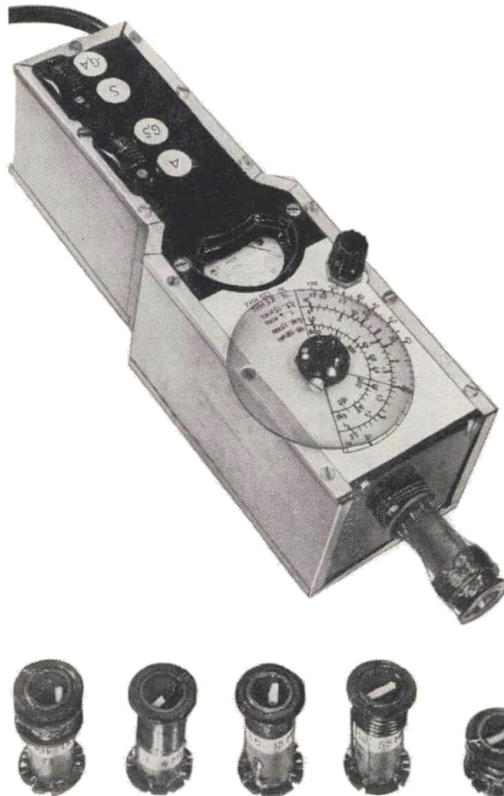


Bild 187
Unser Resonanz-
Frequenzmesser

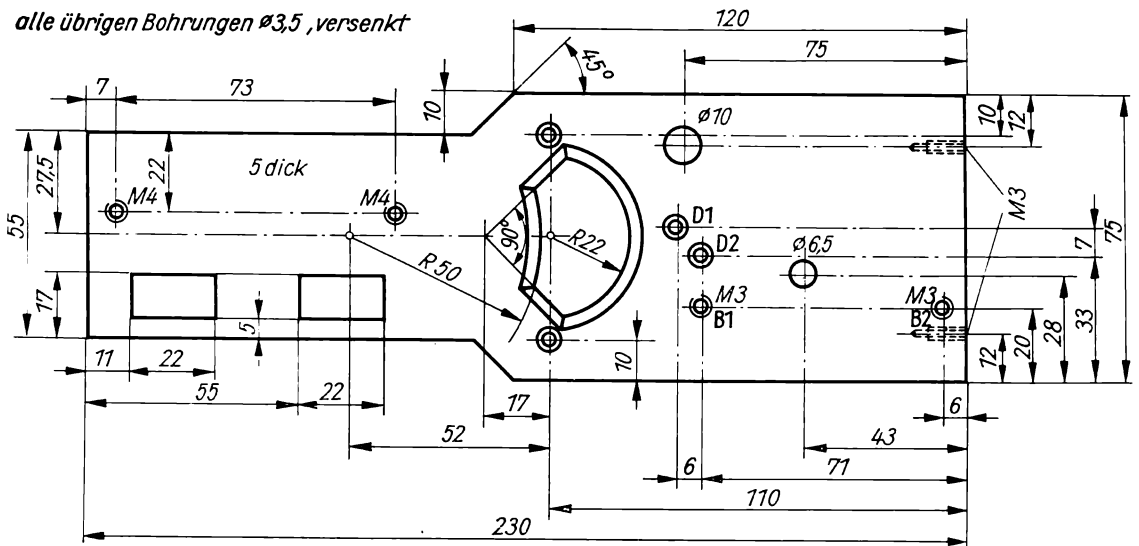
160 kHz bis 120 MHz. Wie arbeiten wir mit diesem Gerät? Der Schalter S_1 sei geschlossen, S_2 sei nach Masse gelegt. Von der Spule gehen hochfrequente Schwingungen aus. Nähern wir nun die Spule einem beliebigen Schwingkreis, und zwar so, daß zwischen beiden Spulen eine induktive Kopplung auftritt, wird der auszumessende Schwingkreis zum Schwingen angeregt.

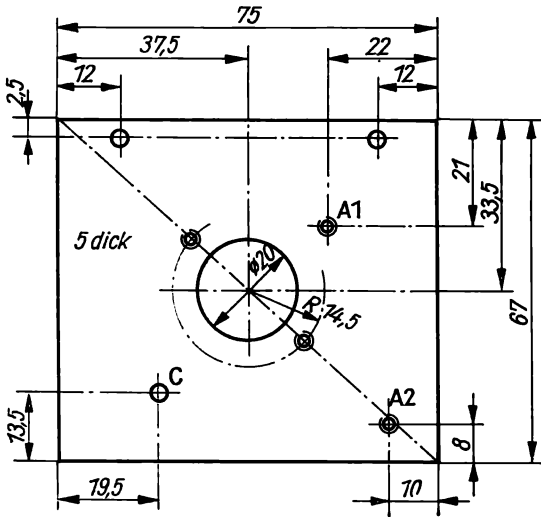
Wir beobachten den Strommesser und drehen den Abstimmkondensator C_1 am Skalenrad langsam durch. Sobald die Oszillatorfrequenz mit der Eigenfrequenz des Schwingkreises übereinstimmt, wird dem Oszillator ein Maximum an Schwingungsenergie entzogen; der Gitterstrom wird kleiner, der Ausschlag des Strommessers geht zurück. Wenn die Resonanzfrequenz überschritten wird, schnellert der Zeiger des Meßgerätes wieder in seine alte Lage. Dieses Verhalten des Gitterstromes hat dem *Resonanz-Frequenzmesser* den Namen *Grid-Dip-Meter* (Gitter-Dip-Messer) eingebracht. Auf diese Art können wir also die Resonanzfrequenz von *passiven* Schwingkreisen ausmessen.

Interessiert uns die Frequenz eines Oszillators, öffnen wir den Schalter S_1 und nehmen damit die Anodenspannung an der EC 92 weg. Gitter und Katode übernehmen die Funktion einer Diode, die die vom fremden Oszillator empfangene HF gleichrichtet. Im Resonanzfall zeigt der Strommesser einen maximalen Strom an. So messen wir *aktive* Schwingkreise aus. Wichtig für beide Meßverfahren ist eine möglichst geringe Kopplung des Frequenzmessers mit dem Meßobjekt. Wir gehen nach dem Auffinden des Bereichs so weit weg, daß der Ausschlag am Meßinstrument gerade noch zu erkennen ist.

Der Umschalter S_2 gestattet ein drittes Meßverfahren. Legen wir ihn an die Heizwicklung des Transformators Tr , wird die HF mit 50 Hz moduliert, und zwar über das Gitter. Mit Hilfe dieses Brummtones werden wir unser Audion abgleichen.

Bild 188
Die Deckplatte des
Frequenzmessers





Gewindebohrungen M3
alle übrigen Bohrungen
 $\varnothing 3,5$

Bild 189
Die Frontplatte des
Frequenzmessers

Wenden wir uns dem Bau des Resonanz-Frequenzmessers zu. Den Trafo wickeln wir auf einen Kern EI 54, der wechselseitig geschichtet wird. Die Primärspule erhält 3520 Windungen aus 0,1 CuL, die Anodenspannungswicklung 2100, ebenfalls aus 0,1 CuL und die Heizwicklung 100 Windungen aus 0,4 CuL. Als Montageplatte dient uns diesmal die Deckplatte. Wir stellen sie nach Bild 188 aus 5 mm dickem Pertinax her. Dann schneiden wir aus Konservendosenblech einen 9 mm breiten und 535 mm langen Streifen. Er wird so abgekantet, daß ein Schenkel des entstehenden Winkelprofils 6 mm, der andere 3 mm lang ist. Dieses Profil passen wir der Form der Deckplatte an (vgl. auch Bild 187) und verschrauben es mit ihr. Zwölf Schrauben M3 reichen aus. Zwischen dem Rand der Deckplatte und dem Winkelprofil muß noch so viel Platz verbleiben, daß sich später das Gehäuse – wir fertigen es ebenfalls aus Konservendosenblech – ohne Schwierigkeiten einschieben läßt.

Die eigentliche Montage beginnen wir an der Frontplatte nach Bild 189. Als Material dient uns wieder Pertinax von 5 mm Dicke. In die mittige Öffnung setzen wir eine neunpolige Röhrenfassung ein. Es werden nur vier Kontakte benötigt; wir einigen uns auf die im Bild 190 angegebene Verteilung. Wir löten an 1 einen 20 cm langen Draht, an 2 zwei Drähte und an 4 einen Draht von je etwa 10 cm Länge an. Die beiden Kondensatoren C_2 und C_3 werden auch gleich angelötet. Die siebenpolige Fassung für die EC 92 schrauben wir mit zwei Winkeln (vgl. Bild 191) in A1 und A2 an der Frontplatte fest. Wie das gemacht wird, schauen wir uns im Bild 192 an. Bevor wir die Frontplatte mit der Deckplatte verbinden, verdrahten wir soweit wie möglich. Später kommen wir an die beiden Fassungen nur noch mit Mühe heran. Den Drehkondensator von zweimal 500 pF befestigen wir auf der Deckplatte bei B1 und B2 mit zwei Winkeln nach N1 ($a = 12$; $b = 8$; $c = 10$; $d = 1$; $e = 5$; $f = 4$; $h = 4$; $i = k = 3,5$). Eine 13 mm lange Hülse von etwa 8 mm Durchmesser

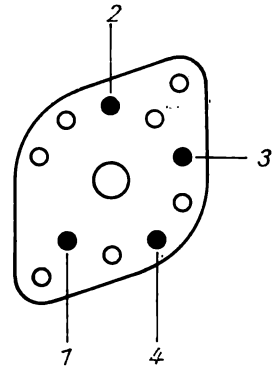


Bild 190
Anschlüsse der Steckspulenfassung (von unten gesehen)

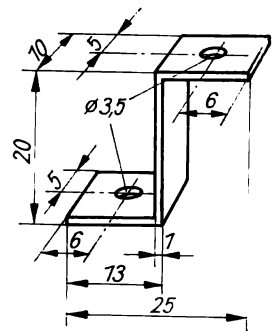


Bild 191
Der Winkel für die Röhrenfassung

Bild 192
Anordnung der Bauelemente auf Deckplatte und Frontplatte

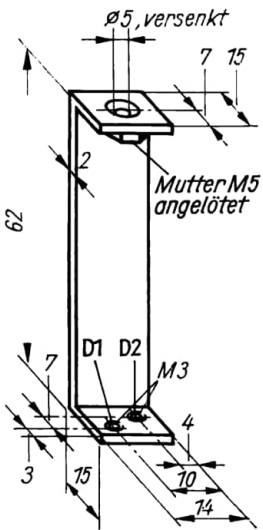
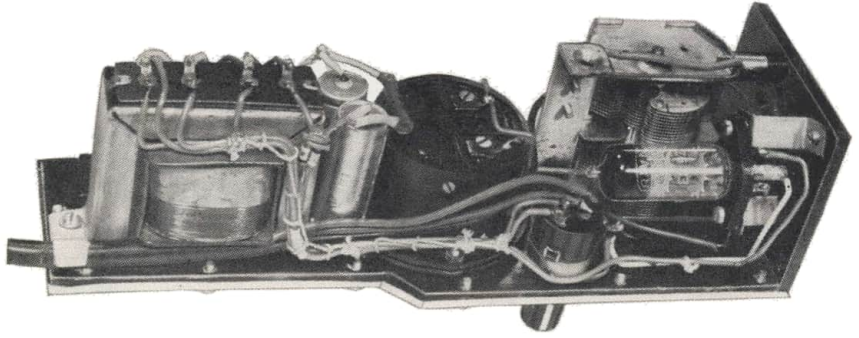


Bild 193
Der Gehäusewinkel

sorgt für den richtigen Abstand zwischen Drehkondensator und Frontplatte. Wir verbinden die drei Teile bei C mittels einer Schraube M3.

Die weitere Montage überlegen wir uns selbst. Zwischen Meßgerät und Deckplatte bringen wir einen passenden Gummiring an, damit beim Anziehen der Schrauben das Gerät nicht beschädigt wird. Zum Befestigen des Gehäuses müssen wir noch einen Winkel biegen. Seine Maße entnehmen wir Bild 193. Er wird bei D1 und D2 an die Deckplatte geschraubt. Das Gehäuse selber wollen wir aus Konservendosenblech herstellen. Zunächst schneiden wir genau wie die Deckplatte den Boden aus. Wir geben allerdings ringsherum einen 5 mm breiten Löttrand zu, der rechtwinklig abgekantet wird. 74 mm von der Vorderkante bohren wir in der Mitte ein Loch von 5 mm Durchmesser. Die Gehäusewand wird aus einem 66 mm breiten Blechstreifen gebogen und mit dem Boden verlötet. Um eine Kontaktgabe des Transformators mit dem Gehäuseboden zu vermeiden, kleben wir an der entsprechenden Stelle ein Stück Pappe in das Gehäuse.

Die Spulenkörper stellen wir wieder aus Zeichenkarton und Pappe her. Auf einem Stab von 13 mm Durchmesser wickeln und verkleben wir 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 fertigen wir dann zehn Ringscheiben. Die Abmessungen sind im Bild 194 enthalten. Zwei lange Spulenkörper erhalten je drei Scheiben, die restlichen je eine an der Stirnseite. Wir verkleben alles gut mit Mökol 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 in einen neunpoligen Sockel-Adapter geleimt und zusätzlich mittels einer kleinen Holzschraube befestigt.

Die erste Spule für einen Frequenzbereich von 160 bis 500 kHz erhält 500 Windungen aus 0,2 CuL. 125 Windungen kommen in die 5 mm breite Kammer, die restlichen 375 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. Dann bauen wir noch in die Spulenöffnung einen Widerstand von 18 k Ω ein. Das Anschlußschema

der Spule und des Widerstandes entnehmen wir Bild 195. Die zweite Spule unterscheidet sich von der ersten nur durch die Windungszahl. Die dritte wickeln wir am besten auf einer Spulwickelvorrichtung, und zwar einlagig, Windung an Windung aus 0,2 CuL. Von der vierten Spule an ändert sich das Anschlußschema. Wir wickeln wieder einlagig mit 0,4 CuL. Die Spulen 5 und 6 bekommen einen kleineren Widerstand. Der Spulendraht ist 1 mm dick. Der Abstand zwischen den einzelnen Windungen beträgt bei der fünften Spule 1 mm, bei der letzten 3 mm.

Für das Skalenrad schneiden wir aus 2 mm dickem Plexiglas eine kreisrunde Scheibe von 70 mm Durchmesser und durchbohren sie mittig mit 10 mm. Von der Mitte bis zum Rand ritzen wir eine schmale Rille ein und füllen sie mit schwarzer Tusche aus. Sie wird uns als Zeiger dienen. Auf einem Durchmesser von 15 mm bohren wir gegenüberliegend zwei Löcher von 3,5 mm und versenken sie an der geritzten Seite. Das Skalenrad schrauben wir an einen nach Bild 196 aus Pertinax hergestellten Drehknopf.

Nun folgen zwei Arbeiten, die wir nicht in unserer Bastecke ausführen können: der Anschluß eines dreiadrigen Netzkabels mit Schukostecker und das Eichn unseres Frequenzmessers. Während wir die erste Arbeit einem Elektriker übertragen, wenden wir uns mit der zweiten am besten an eine Amateur-Funkstation 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 Resonanz-Frequenzmesser 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

Bild 194
Aufbau der Spulenkörper

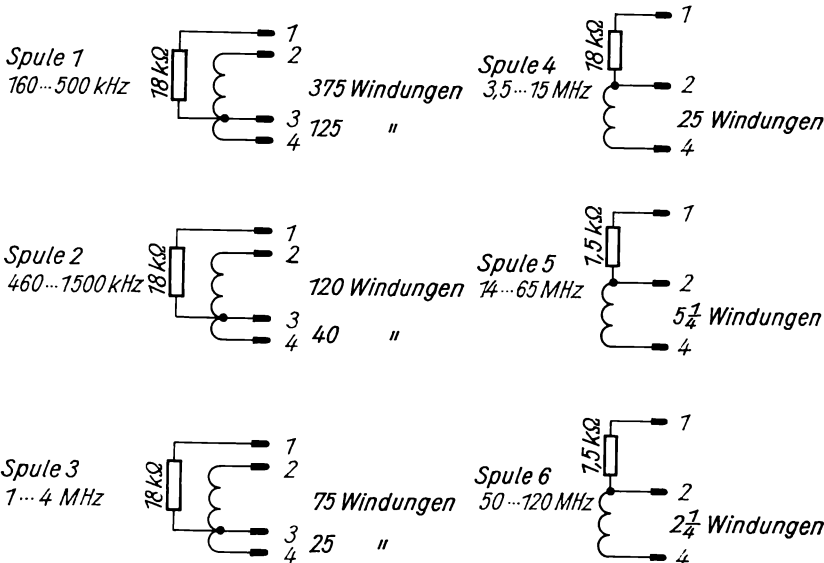
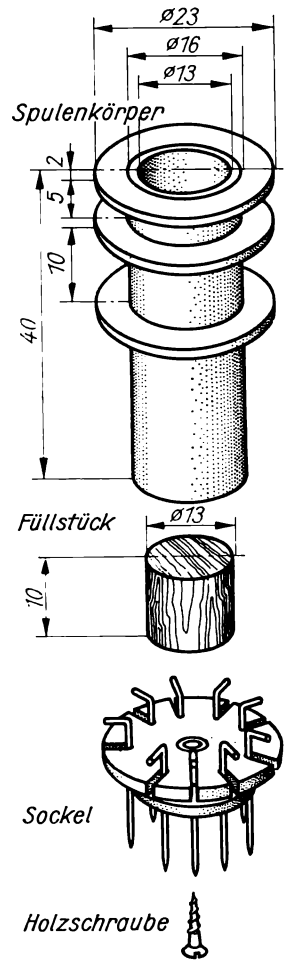
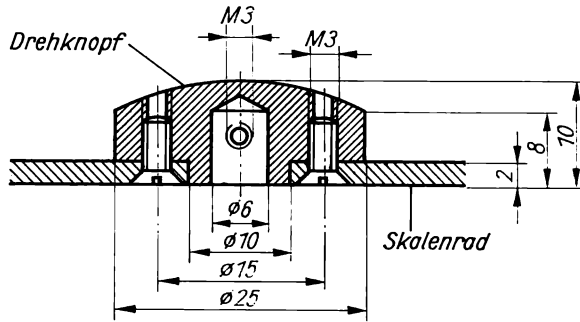


Bild 195
Anschluß der einzelnen Spulen

Bild 196
Montage des Skalen-
rades



Punkte dient unser Gerät als Sender, das Eichgerät als Grid-Dip-Meter. Die Eichskalen sind zum Schluß noch gemeinsam auf ein einziges Skalenblatt – etwa nach Bild 187 – zu übertragen. Am Ende ist eine nochmalige Frequenzkontrolle sicherlich von Vorteil. Trotzdem wird unser neues Meßgerät niemals ein Präzisionsinstrument werden. Mit gewissen Fehlern müssen wir immer rechnen. Die Meßgenauigkeit reicht für unsere Belange jedoch vollauf aus.

Wir gleichen unseren Empfänger ab

Als erstes messen wir die Frequenz des Sperrkreises aus. Wie das gemacht wird, wurde bereits erläutert. Haben wir ihn so gut wie möglich auf die bekannte Senderfrequenz vorabgeglichen, folgt der Endabgleich während des Betriebes. Wir schließen den Sperrkreis kurz und stellen unser Audion genau 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 leisensten wird. Anschließend wollen wir den eigentlichen Kreis abgleichen und Markierungen bei 550, 600, 700 usw. bis 1600 kHz auf der Empfängerskala anbringen. Als Antenne dient ein Draht von etwa 1 m Länge. Unser Resonanzfrequenzmesser liegt in 10 bis 15 cm Entfernung hinter dem Audion und arbeitet als modulierter Prüfsender auf einer Frequenz von 510 kHz. Der Drehkondensator des Audions ist auf größte Kapazität eingestellt (Rotorplatten vollständig eingeschwenkt). Wir drehen nun den Abstimmkern der Schwingkreisspule so lange, bis der 50-Hz-Ton im Lautsprecher am kräftigsten zu hören ist. Dann schwenken wir die Rotorplatten vollständig aus, stecken Spule 3 in unseren Frequenzmesser und stellen ihn auf 1,6 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 1600 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. Die Kapazität des Drehkondensators betrage 520 pF (größter Wert), die Induktivität der Spule 0,18 mH. Das ergibt eine Eigenfrequenz von

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{0,18 \cdot 10^{-3} \frac{\text{Vs}}{\text{A}} \cdot 520 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{V}}}} = \frac{10^8}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{18 \cdot 52} \text{ s}} = 520 \text{ kHz} .$$

Vergrößern wir nun die Induktivität durch Hineindreihen des Kerns auf beispielweise 0,20 mH, beträgt die Eigenfrequenz nur noch 495 kHz. Wir können sie jedoch auch durch Vergrößern der Trimmerkapazität herabsetzen. Für 520 pF + 40 pF = 560 pF wirksamer Kreiskapazität und 0,18 mH erhalten wir eine Frequenz von 500 kHz. Wir stellen fest: Im niedrigen Frequenzbereich ruft eine Induktivitätsänderung um 0,02 mH eine Frequenzänderung um 25 kHz hervor. Bei Kapazitätsänderung um 40 pF beträgt diese nur 20 kHz.

Wie wirken sich die gleichen Änderungen an der oberen Frequenzgrenze aus? Die geringste Kapazität des Drehkondensators betrage 10 pF. Zusammen mit 0,18 mH Spuleninduktivität ergibt das eine Frequenz von 3760 kHz. Bei 0,20 mH sinkt sie auf 3560 kHz ab. Die induktive Änderung macht also hier 200 kHz aus. Für 10 pF + 40 pF = 50 pF und 0,18 mH beträgt die Eigenfrequenz 1670 kHz, die kapazitive Änderung demnach 2090 kHz. Damit wird uns sicherlich verständlich, weshalb an der unteren Frequenzgrenze mit Hilfe des Spulenkerns, an der oberen mit dem Trimmer abzugleichen ist. Ein geringes Vergrößern oder Verkleinern der Induktivität oder der Kapazität soll die Frequenz möglichst stark verändern.

Nach dem Abgleich unseres Audion-Schwingkreises wollen wir die wichtigsten Frequenzmarken auf die Skale übertragen. Der Resonanzfrequenzmesser arbeitet wieder als modulierter Prüfsender. Wir stellen auf ihm die Eichfrequenzen ein und suchen durch Drehen des Audion-Abstimmkondensators die Stellen der größten Lautstärke. Haben wir sie gefunden, markiert ein Bleistiftstrich die Stellung des Zeigers auf der Skale. Diese Arbeit geht nach einiger Übung sehr rasch. Wir können auch zusätzlich noch die empfangenen Sender eintragen.

Unser Resonanz-Frequenzmesser ist vielseitig verwendbar

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 zum Beispiel 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 Resonanzfrequenz 185 kHz. Wir stellen die Schwingkreisgleichung

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} \text{ nach } L \text{ um und erhalten}$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 \cdot C} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 185^2 \cdot 10^6 \text{ s}^{-2} \cdot 273 \cdot 10^{-12} \text{ As}} = 2,72 \text{ mH}.$$

Damit läßt sich nun wieder ein unbekannter Kondensator ausmessen.

Auf Seite 25 wurde erwähnt, daß man die relative Permeabilität experimentell ermitteln kann. Hierzu ist unser Resonanz-Frequenzmesser 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

$$\frac{L_{\text{mit Kern}}}{L_{\text{ohne Kern}}} = \frac{\frac{1}{4\pi^2 f_m^2 \cdot C}}{\frac{1}{4\pi^2 f_0^2 \cdot C}} = \frac{4\pi^2 f_0^2 \cdot C}{4\pi^2 f_m^2 \cdot C} = \frac{f_{\text{ohne Kern}}^2}{f_{\text{mit Kern}}^2}.$$

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 Schwingkreis Kondensator hatte eine Kapazität von 680 pF. Die Induktivität der Spule beträgt demnach $L \approx 35 \mu\text{H}$ und der Induktivitätsfaktor

$$A_L = \frac{L}{N^2} = \frac{35 \mu\text{H}}{50^2} = 14 \cdot 10^{-3} \mu\text{H}.$$

Soll eine auf diesen Kern gewickelte Spule eine Induktivität von 0,2 mH haben, müssen wir

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{0,2 \cdot 10^{-3} \text{ H}}{14 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-6} \text{ H}}} = \frac{1}{10^{-3}} \sqrt{\frac{0,2}{14}} = 120 \text{ Windungen}$$

aufbringen.

Wir wollen nun mit unseren beiden wertvollsten Geräten, dem Elektronenstrahl-Oszillografen und dem Resonanz-Frequenzmesser, wieder einige Grundlagenversuche durchführen, die uns in ein spezielles Problem der drahtlosen Tonübertragung einführen sollen.

10. 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 bedientes Audion zu empfangen vermag. Neben uns liegt – etwa einen halben Meter vom Radio entfernt – der Resonanz-Frequenzmesser, der in Schalterstellung G 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 Audions 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 197 (links) zeigt, wie er aufzubauen ist. Zunächst stimmen wir den Schwingkreis unseres Diodenempfängers mit bereits angeschlossenenem Oszillografen auf den stärksten Sender ab. Dann entfernen wir die Antenne und schalten den Frequenzmesser ein (Schalterstellung G). 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

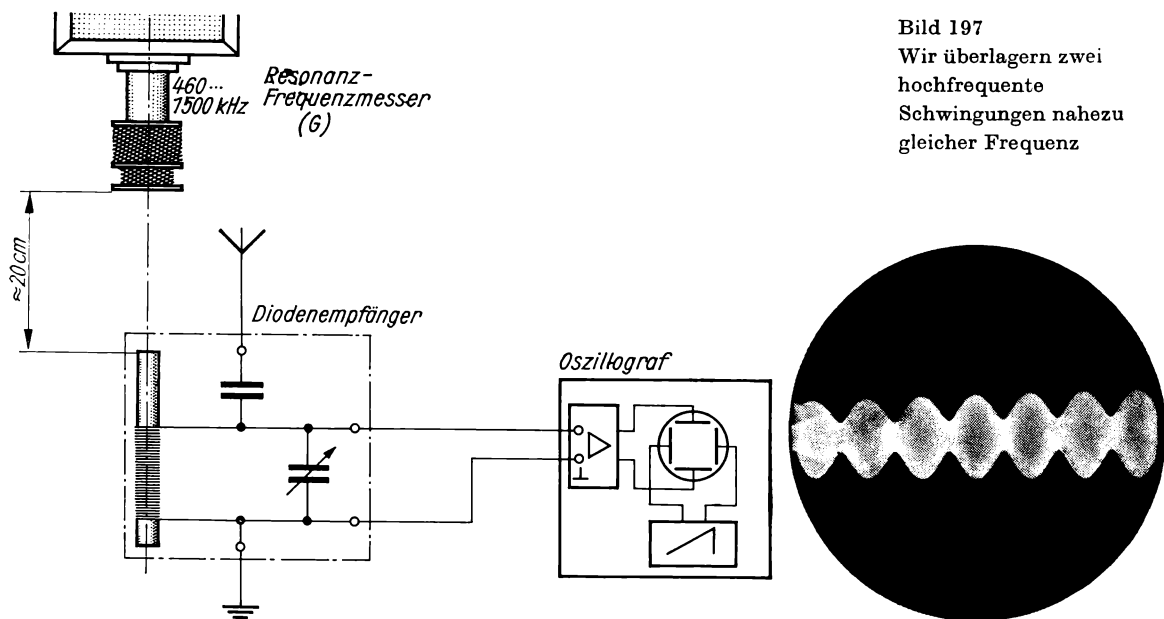


Bild 197
Wir überlagern zwei
hochfrequente
Schwingungen nahezu
gleicher Frequenz

mit Hilfe der Kippfrequenz-Feineinstellung bringen. Das auf dem Schirm sichtbare Oszillogramm – Bild 197 (rechts) zeigt eine fotografische Aufnahme davon – hat sehr viel Ähnlichkeit mit einer amplitudenmodulierten Schwingung. Die 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 198 an! Die Kurve a soll der vom Resonanzmesser ausgehenden Schwingung entsprechen. Beträgt die betrachtete Zeiteinheit 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 $f_3 = 10 \text{ kHz}$.

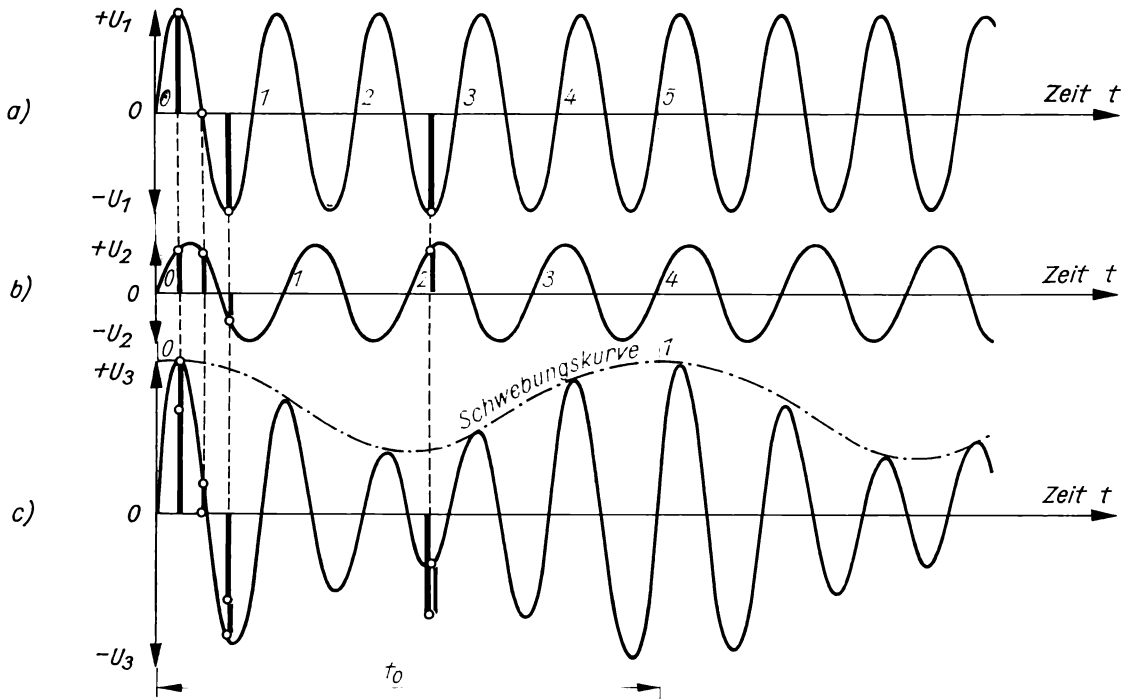


Bild 198
 Aus zwei Schwingungen
 nahezu gleicher
 Frequenz entsteht eine
 Schwebung

Die Schwebungsfrequenz ist also gleich der Differenz der beiden Ausgangsfrequenzen: $f_3 = f_1 - f_2 = 50 \text{ kHz} - 40 \text{ kHz} = 10 \text{ kHz}$. Steigt f_2 auf $= 49 \text{ kHz}$, beträgt die Frequenz der Schwebung nur noch $f_3 = f_1 - f_2 = 50 \text{ kHz} - 49 \text{ kHz} = 1 \text{ kHz}$. Nun wird verständlich, warum während des ersten Versuches der Pfeifton im Lautsprecher bei Annäherung der beiden sich überlagernden Frequenzen immer tiefer wurde. Der gleiche Effekt trat aber noch ein zweites Mal auf. Erhöhen wir beispielsweise f_2 auf 51 kHz , so ergibt sich ebenfalls eine Schwebungsfrequenz von $f_3 = f_2 - f_1 = 51 \text{ kHz} - 50 \text{ kHz} = 1 \text{ kHz}$.

Fassen wir zusammen: Wenn sich eine Schwingung f_1 mit einer zweiten, um f_3 größeren ($f_{2a} = f_1 + f_3$) oder kleineren ($f_{2b} = f_1 - f_3$) überlagert, entsteht eine Schwebung mit der Frequenz 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 161 und 197). Aus dieser Tatsache müssen wir folgern, daß die Modulation einer Hochfrequenz f_1 mit einer Niederfrequenz f_3 gleichbedeutend mit der Überlagerung dreier Hochfrequenzen, nämlich f_1 , $f_1 + f_3$ und $f_1 - f_3$ ist. Leider können wir zur Überprüfung 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 Modulationsschwingung f_3 enthalten. Wenn ein auf $f_1 = 1000 \text{ kHz}$ arbeitender 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 Trägerfrequenz von 1000 kHz zusätzlich abstrahlt. Im Bild 199a 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

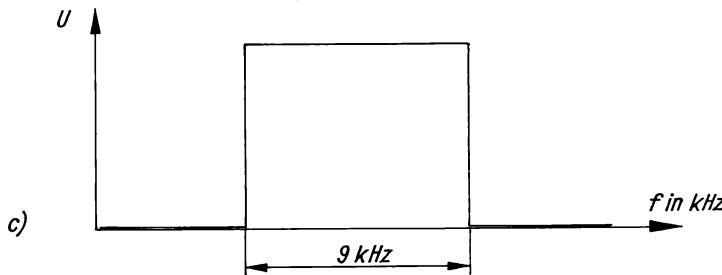
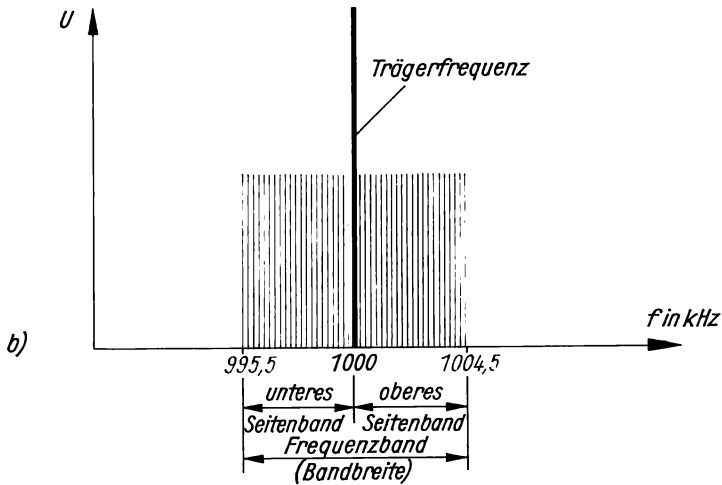
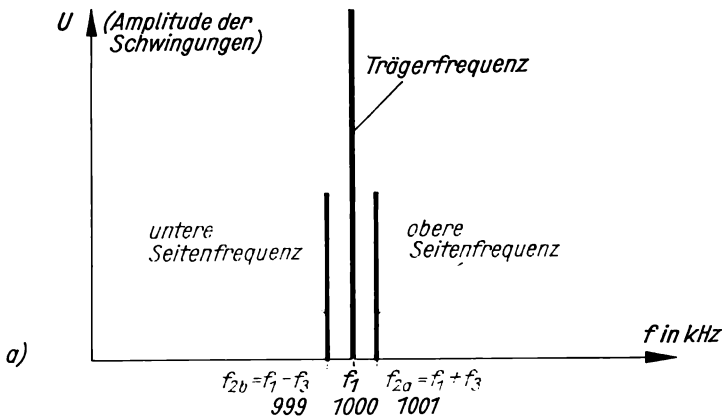


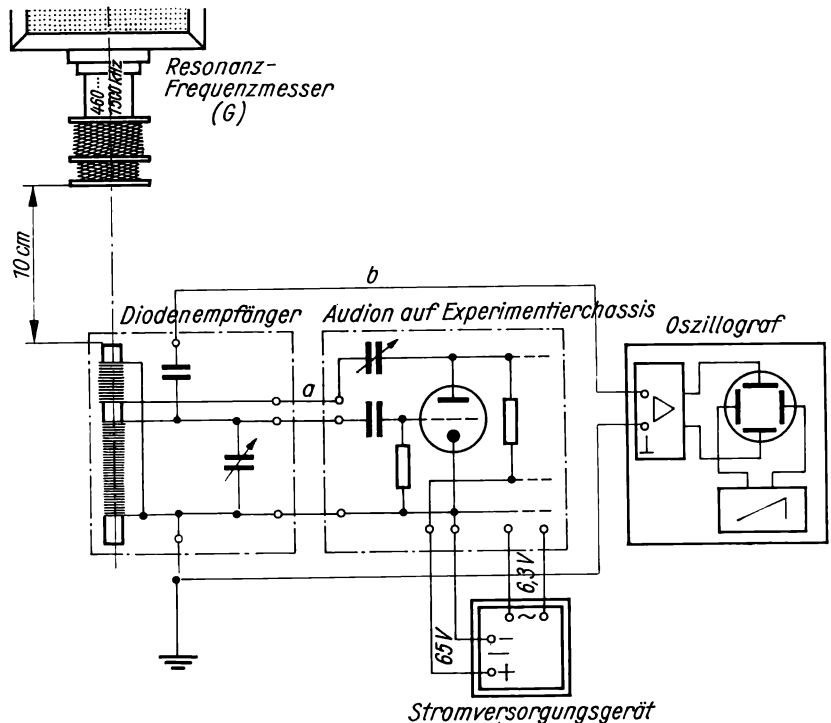
Bild 199
Seitenfrequenzen,
Seitenbänder und
ideale Durchlaßkurve
des Empfängers:
a) Trägerfrequenz und
Seitenfrequenzen,
b) Seitenbänder und
Bandbreite,
c) Durchlaß- oder
Resonanzkurve des
Empfängers

die Seitenfrequenzen auftreten, bezeichnet der Rundfunktechniker als *Bänder*. Jeder Sender hat demnach ein oberes und ein unteres *Seitenband* (vgl. Bild 199 b). 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 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 199 c gezeichneten Verlauf haben. Diese ideale Form können wir allerdings nicht verwirklichen. Zunächst soll uns die tatsächliche Resonanzkurve eines einfachen Schwingkreises interessieren.

Bild 200
Schaltung zur Aufnahme der Resonanzkurven eines gedämpften und eines entdämpften Schwingkreises



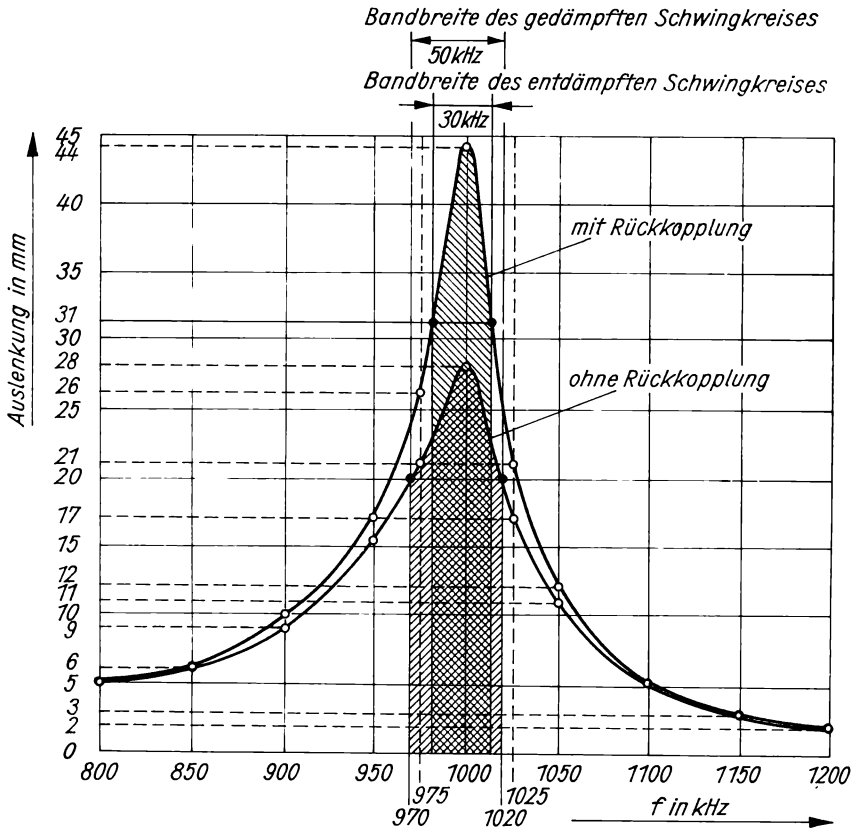
Wir nehmen die Resonanzkurve eines Schwingkreises auf

Der Schwingkreis des Diodenempfängers wird nach Bild 200 an das Audion auf dem Experimentierchassis in der bekannten Art angeschlossen. Die beiden Röhren des NF-Verstärkers ziehen wir aus ihren Fassungen, so daß nach dem Anlegen der Betriebsspannungen nur die Audionstufe arbeitet. Den voll aufgedrehten Meßverstärker des Oszillografen verbinden wir über den Antennenkondensator von 100 pF mit dem Schwingkreis. Die dazu erforderliche Leitung b soll möglichst kurz sein. Etwa 10 cm vom Ferritstab des Diodenempfängers entfernt stellen wir unseren Resonanz-Frequenzmesser auf. Er arbeitet wieder in Schalterstellung G 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 800 kHz noch bei 1200 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 verschieben wir unseren Meßsender so weit, bis das Oszillogramm bei voll aufgedrehtem Meßverstärker eine Höhe von etwa 44 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 800 kHz lesen wir 5 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
800	5	5
850	6	6
900	10	9
950	17	15
975	26	21
1000	44	28
1025	21	17
1050	12	11
1100	5	5
1150	3	3
1200	2	2

Bild 201
Resonanzkurven mit
und ohne Rück-
kopplung



Nach Aufnahme der Werte mit Rückkopplung stellen wir wieder 800 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 201 und verbinden sie untereinander. Auf diese Weise entstehen zwei Resonanzkurven unseres Schwingkreises. Beide haben nicht viel Ähnlichkeit mit der im Bild 199c dargestellten. Trotzdem – davon haben wir uns ja bereits überzeugt – ermöglicht dieser Schwingkreis eine recht brauchbare Tonwiedergabe. Das liegt ganz einfach daran, daß seine Bandbreite viel größer als die eines 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 $\frac{28}{\sqrt{2}}$ mm \approx 20 mm, für den entdämpften $\frac{44}{\sqrt{2}}$ mm \approx 31 mm.

Nun brauchen wir nur noch die betreffenden Grenzfrequenzen abzulesen und die Differenz beider zu bilden. Die Bandbreite des einfachen Schwingkreises beträgt demnach 1020 kHz – 970 kHz = 50 kHz, die bei Rück-

kopplung $1013 \text{ kHz} - 983 \text{ kHz} = 30 \text{ kHz}$. 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 benachbarte Sender vollständig zu trennen. Die Bandbreite unseres Audions ist noch zu groß. Versuchen wir einmal, mit einem zusätzlichen zweiten Schwingkreis die Bandbreite weiter zu verringern! Wir wickeln auf zwei Dreikammer-Spulenkörper in die unteren Kammern je eine Spule von 120 Windungen aus $0,2 \text{ CuL}$. Das Drahtende sichern wir mit einem Tröpfchen Alleskleber. Damit die Spulen möglichst dicht nebeneinander aufgestellt werden können, sind die Spulenkörper an einer Stelle des Umfangs so weit wie möglich abzufeilen. Wir geben acht, daß dabei nicht etwa die Lackschicht des Spulendrahtes beschädigt wird. Jede Spule verbinden wir mit einem Drehkondensator zu einem Schwingkreis. An Stelle von zwei einfachen Drehkondensatoren können wir auch gleich einen Zweifach-Drehkondensator verwenden.

Die Resonanzkurven gekoppelter Schwingkreise

Wir regen den einen Schwingkreis mit unserem Meßsender an und verbinden den anderen mit dem Oszillografen. Der zweite Kreis darf nur vom ersten, nicht aber auch noch vom Meßsender beeinflusst werden.

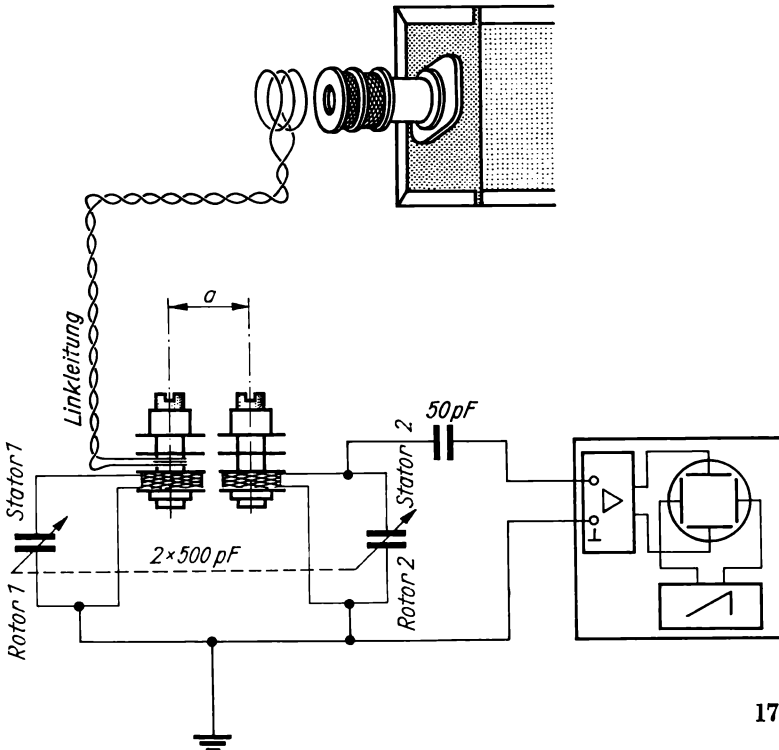


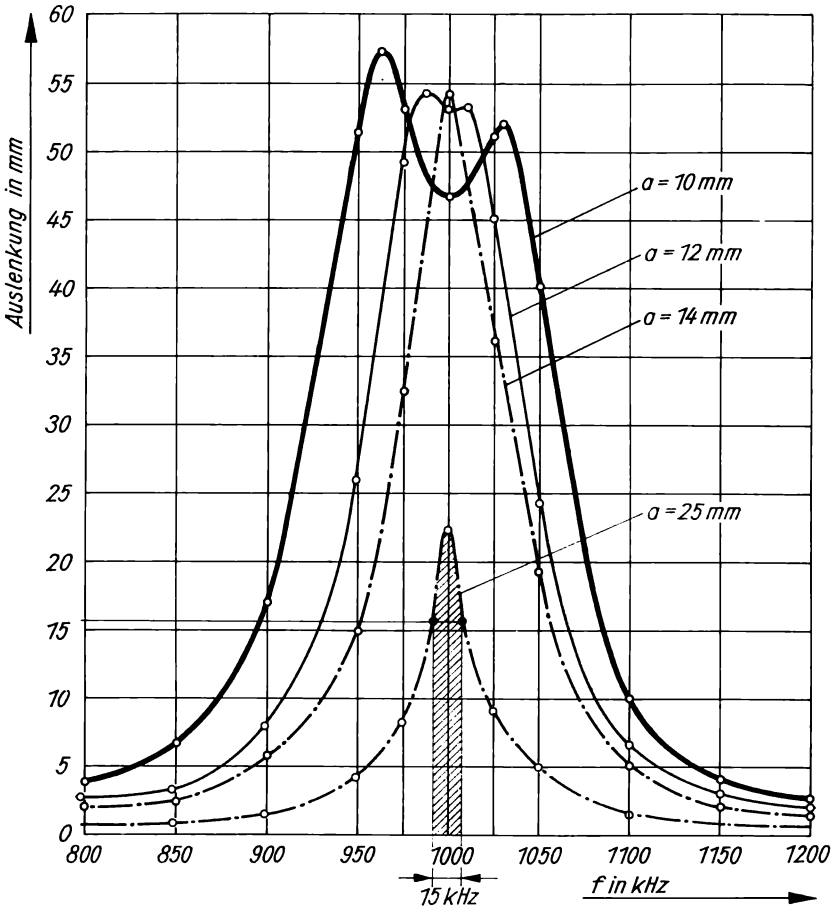
Bild 202
Schaltung zur Aufnahme von Resonanzkurven zweier gekoppelter Schwingkreise

Deshalb muß die Kopplung zwischen der Spule des ersten Kreises und dem Meßsender anders als im letzten Versuch erfolgen. Im Bild 202 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. 15 cm von einem Ende entfernt führen wir den Draht in der mittleren 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. Nachdem wir die Ankoppelspule auf die Spule des Meßsenders geschoben haben, schalten wir ein. Der Resonanz-Frequenzmesser arbeitet wieder auf 1 MHz.

Beide Schwingkreise müssen zunächst auf diese Frequenz abgestimmt werden. Wir stellen zu diesem Zweck die Spulen 5 bis 8 cm auseinander und drehen den Zweifachkondensator bis zur maximalen Auslenkung des Elektronenstrahls. Dann versuchen wir, durch Hinein- oder Heraus-schrauben der beiden Spulenkern die Höhe des Schirmbildes weiter zu vergrößern. 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 mit den abgefeilten Seiten gegeneinander und schlingen einen Schnipsgummi einige Male um beide herum. Den Frequenzmesser ziehen wir so weit von der Linkleitung weg, daß bei voll aufgedrehtem Meßverstärker das Schirmbild 47 mm hoch ist. Wir beginnen wieder bei 800 kHz. Bei etwa 960 kHz – diesen und noch einige andere Werte müssen wir abschätzen – finden wir ein erstes Maximum, bei 1030 kHz ein zweites. Dazwischen liegt bei 1000 kHz ein Minimum. Wenn wir die Wertepaare in ein Diagramm nach Bild 203 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 130 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 $a = 12$ mm und $a = 14$ mm auf. Bei 12 mm Abstand beträgt die Bandbreite 70 kHz und bei 14 mm 40 kHz. Wir sind unserem Ziel schon ein Stückchen nähergekommen, denn der einfache Schwingkreis hatte je eine Bandbreite von 50 kHz. Eine Einengung des Frequenzbandes um 10 kHz reicht jedoch nicht aus. Wenn wir mit dem Bandfilter einen neuen Rundfunkempfänger aufbauen 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 erste Versuch zeigte, läßt sich damit die Bandbreite um etwa 40% herab-

Bild 203
Resonanzkurven eines
Bandfilters



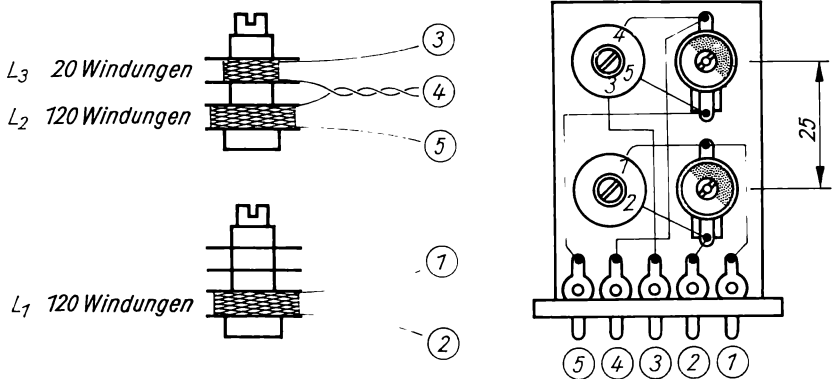
setzen. Die letzte Kurve nehmen wir bei einem Spulenabstand von 25 mm auf. Das Resonanzmaximum ist auf Grund der sehr losen Kopplung beträchtlich kleiner geworden, aber damit auch die Bandbreite. Sie beträgt nur noch etwa 15 kHz. Mit Rückkopplung dürften wir schätzungsweise auf 60% davon, also auf 9 kHz kommen. Mit diesem Bandfilter bauen wir einen neuen Rundfunkempfänger auf.

11. Wir bauen einen Bandfilter-Zweikreiser

Zuerst müssen wir unser Bandfilter ordentlich montieren. Wir fertigen zu diesem Zweck wieder den vom Audion bekannten Spulenständer an (vgl. Bild 181). Für die zweite Spule und einen zweiten Trimmer bohren wir in die Montageplatte 25 mm unterhalb von B, C1 und C2 noch einmal die gleichen Löcher. Außerdem müssen wir zwei weitere Lötösen genau in der Mitte zwischen A1 und A2 bzw. A2 und A3 vernieten und auch zwei zusätzliche Löcher in die Grundplatte bohren. Auf einen der beiden Spulenkörper wickeln wir genau wie bei der Audionspule 20 Windungen für die Rückkopplung. Die Spulenanschlüsse und den Verdrahtungsplan des Bandfilters entnehmen wir Bild 204.

Und nun wollen wir uns mit dem Schaltbild des neuen Empfängers befassen. Auf den ersten Blick erkennen wir im Bild 205 unser neues Bauelement BF, das zwischen zwei Röhrenstufen angeordnet ist. In der Antennenzuleitung liegt wieder ein auf den Ortssender abgestimmter Sperrkreis. Über den Antennenkondensator C_1 und das Eingangspotentiometer P gelangt die HF an das Gitter von R01 und wird hier verstärkt. Da vor der Eingangsröhre kein Abstimmkreis liegt, erfahren alle von der Antenne aufgenommenen HF-Schwingungen eine gleichmäßige Verstärkung. In der Anodenleitung des HF-Verstärkers liegt der erste Schwingkreis des Bandfilters. Sicher fällt uns auf, daß der Drehkondensator nicht unmittelbar mit der dazugehörigen Spule verbunden ist. Der Grund dafür liegt im Aufbau des Zweifachdrehkondensators, der für

Bild 204
Aufbau unseres Band-
filters



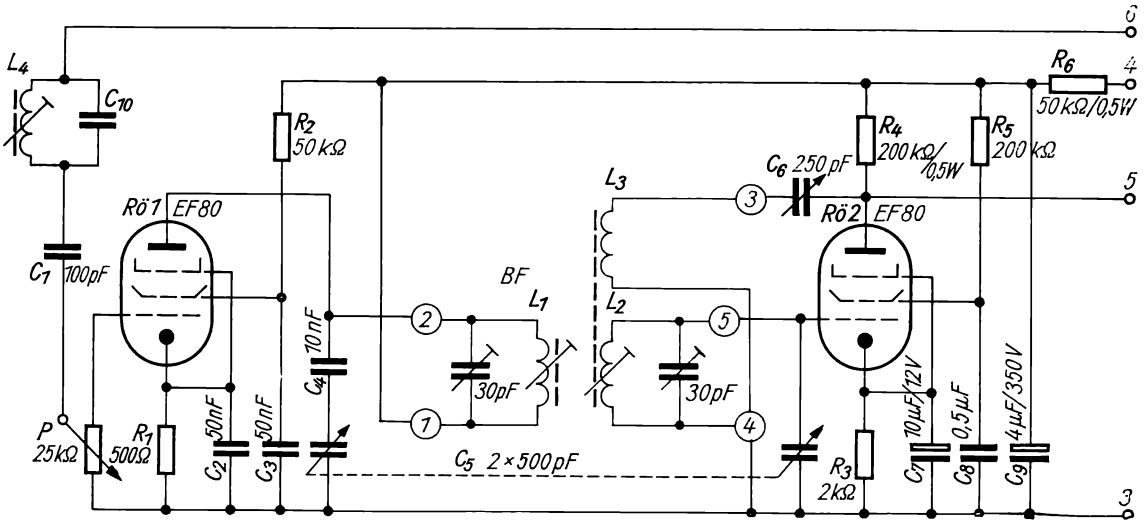


Bild 205
Schaltbild des Band-
filter-Zweikreis-
Empfängers

beide Kapazitäten einen gemeinsamen Rotoranschluß hat. Dieser muß im zweiten Schwingkreis auf Masse gelegt werden. Damit liegt auch zwangsläufig der Rotor der ersten Hälfte auf Masse. Wir dürfen ihn nicht unmittelbar mit der in der Anodenleitung von Röl liegenden Spule L_1 verbinden, da wir sonst die Betriebsspannung kurzschließen würden. Um die Anodengleichspannung vom Stator des Drehkondensators fernzuhalten, bauen wir den Kondensator C_4 zwischen Stator und Anschluß 2 des Bandfilters ein. An Stelle des Drehkondensators liegt hier die Reihenschaltung von C_4 , Drehkondensator und C_5 der Schwingkreisspule L_1 parallel. Da die Kapazitätswerte von C_4 und C_5 groß gegenüber der Drehko-Kapazität sind, beeinflussen sie die Schwingkreis-kapazität nur geringfügig.

Vom zweiten Schwingkreis gelangt die HF des eingestellten Senders an das Gitter der zweiten Röhre, die als Anodengleichrichter und Spannungsverstärker arbeitet. Die „positive Katodenvorspannung“ fällt wieder über R_3 ab. Sie ist so groß, daß der Arbeitspunkt im unteren Teil der Kennlinie liegt (vgl. Bild 206). Der Anodenstrom wird im wesentlichen von den positiven Halbschwingungen der anliegenden HF gesteuert. Die Anode von Rö2 ist direkt mit dem HF-Sieb-glied des NF-Verstärkers verbunden. Einen Teil der Schwingungsenergie führen wir über den Drehkondensator C_6 und die Rückkopplungsspule L_3 in den zweiten Schwingkreis des Bandfilters zurück.

Wir bauen unseren Bandfilter-Zweikreis auf einem Chassis nach Bild 207 auf. Alle nicht angegebenen Maße entsprechen denen des Audion-Chassis (siehe Bild 182). In A1 setzen wir die Fassung für Rö1, in A2 die für Rö2 ein. B ist die Öffnung für den Anschluß des Bandfilters. Das Eingangspotentiometer P schrauben wir bei C2, den Rückkopplungsdrehko C_6 bei C1 an.

Den Antrieb des Abstimm-Drehkondensators wollen wir diesmal besser

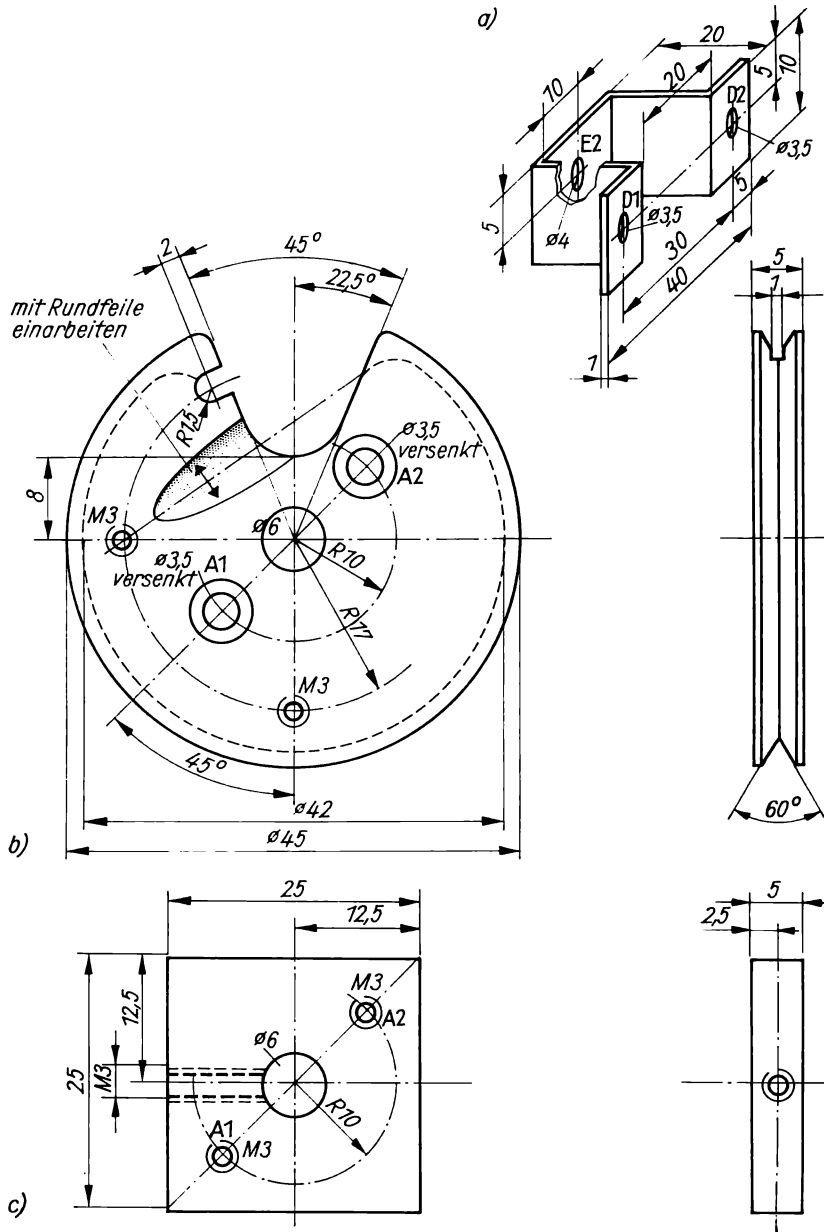
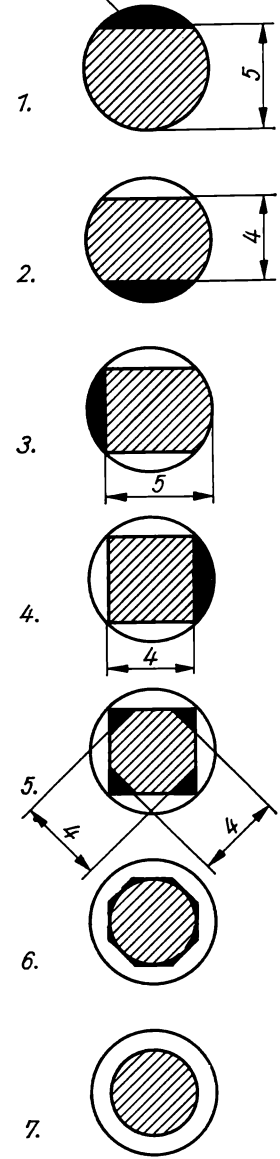


Bild 208
Die Einzelteile des Drehko-Antriebes:
a) Lagerwinkel der Antriebswelle,
b) Schnurlaufrad,
c) Befestigungsscheibe wegfeilen



ausführen als am Audion. Wir bauen eine Untersetzung ein. Zu diesem Zweck wird ein Winkel gebogen und bei D1 und D2 von innen am Chassis festgeschraubt. Form und Abmessungen des Winkels entnehmen wir Bild 208a. Die Antriebswelle fertigen wir aus einem 6 mm dicken Rundstab von 60 mm Länge. An einem Ende setzen wir ihn 10 mm lang auf 4 mm Durchmesser ab und versehen ihn dort mit Gewinde M4. Haben wir keine Drehmaschine zur Verfügung, müssen 2 mm vom Umfang gleichmäßig abgefeilt werden. Damit der Zapfen schön rund

Bild 209
So wird ein Wellenende abgefeilt

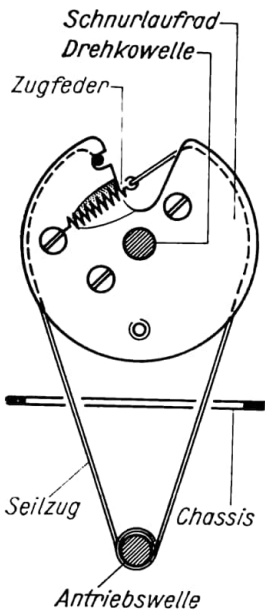


Bild 210
Der Skalentrrieb

und mittig wird, gehen wir nach Bild 209 vor. Die farbigen Flächen werden jeweils abgefeilt, die schraffierten bleiben übrig. Dann stecken wir die Welle – mit dem Gewinde zuerst – durch die Öffnung E1 des Chassis, schieben über den Gewindeansatz eine Unterlegscheibe für M4 und setzen den Ansatz schließlich in die 4-mm-Bohrung E2 des Winkels ein. Eine weitere Unterlegscheibe und zwei gekonterte Muttern M4 sichern die Welle und verhindern ein Herausrutschen aus den Lagern. Für die Welle des Drehkondensators kaufen wir ein Schnurlauftrad von 45 mm Durchmesser. Wir können es aber auch aus 5 mm dickem Pertinax selbst herstellen. Bild 208b enthält alle notwendigen Maße. Am gesamten Umfang der Scheibe feilen wir mit einer Dreikantfeile eine Rille ein. Zum Befestigen des Schnurlauftrades auf der Drehkammer brauchen wir noch eine zweite Scheibe. Wir stellen sie ebenfalls aus 5 mm dickem Pertinax nach Bild 208c her. Zwei Senkschrauben M3 verbinden bei A1 und A2 die beiden Scheiben. Den Drehkondensator setzen wir so auf das Chassis, daß seine Welle genau in der Mitte des Chassis liegt. Wir drehen seine Welle bis zum linken Anschlag und setzen nun das Schnurlauftrad auf. Die 45-Grad-Aussparung soll waagrecht nach links zeigen. Dann schrauben wir das Rad mit einer Madenschraube M3 fest. Bild 210 zeigt uns, wie wir den Seilzug verlegen müssen. Das verknotete Ende hängen wir in den Einschnitt der 45-Grad-Aussparung ein, führen das Seil in der Rille durch die Chassisöffnung zur Antriebswelle und schlingen es zwei- bis dreimal um diese. Anschließend verläuft es wieder auf das Schnurlauftrad und wird unter

Bild 211
Unser dritter Baustein:
Der Bandfilter-Zwei-
kreiser

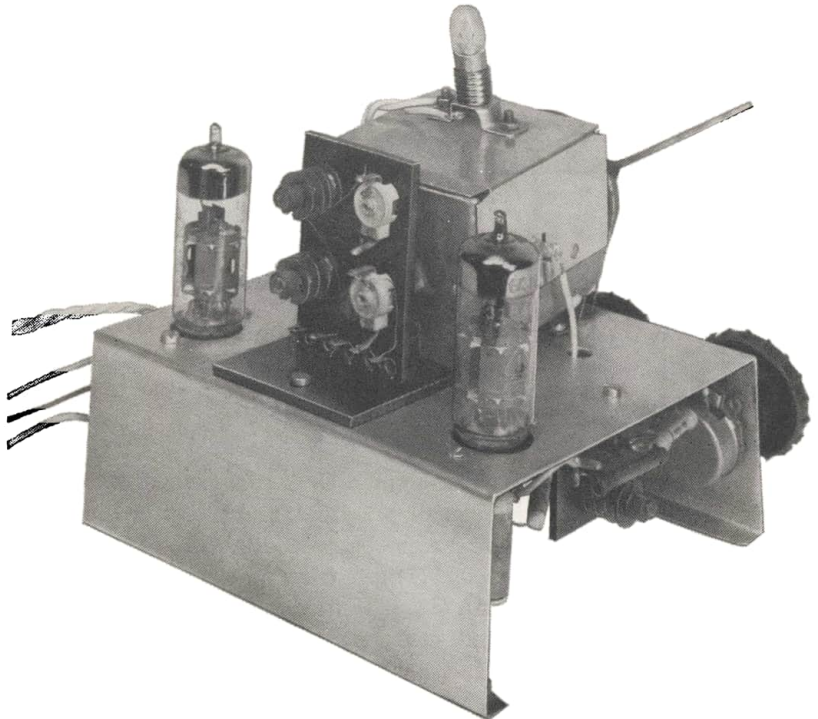
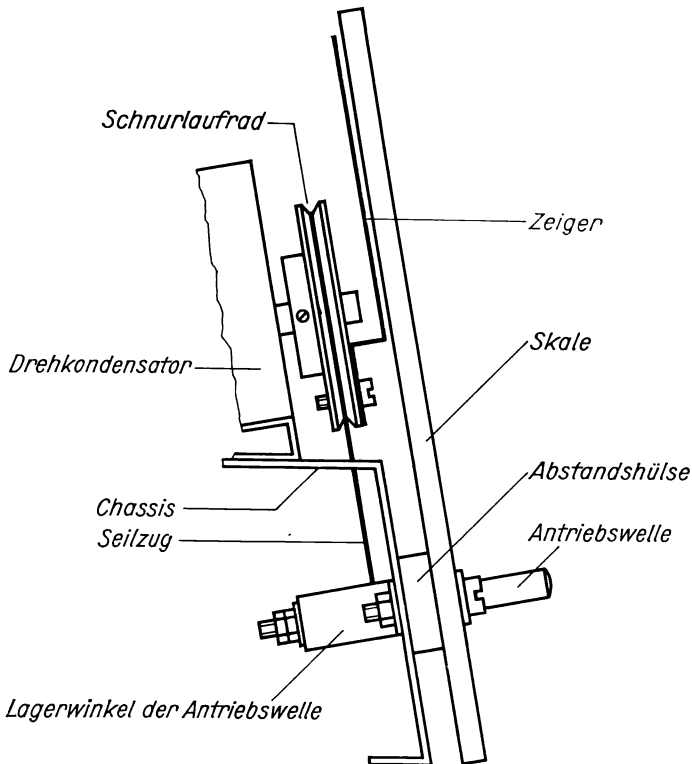


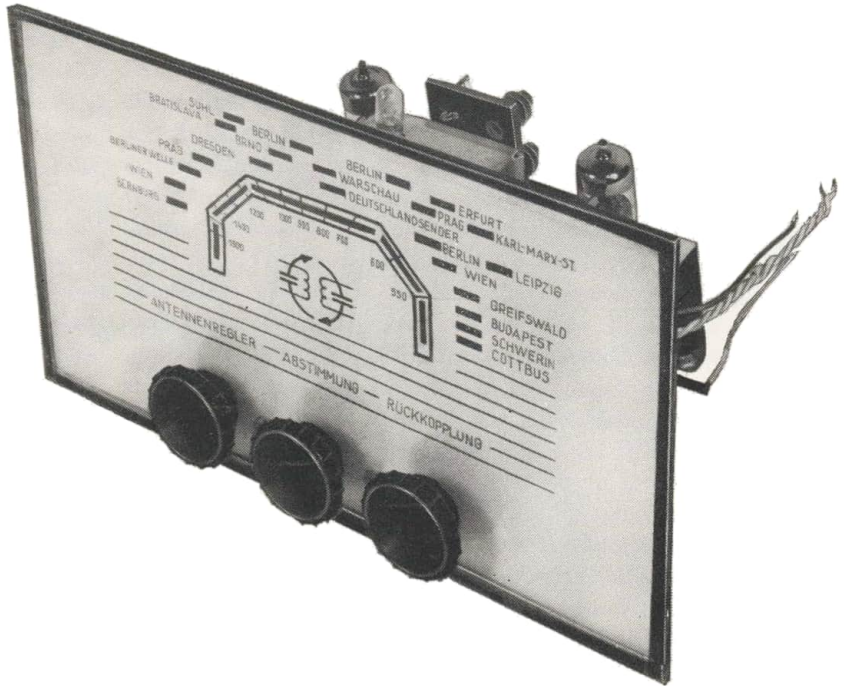
Bild 212
So biegen wir den
Skalenzeiger



Spannung in eine kleine Zugfeder eingehängt. Wenn wir jetzt die Antriebswelle drehen, bewegt sich der Drehkondensator mit – allerdings bedeutend langsamer als die Welle. Etwa dreieinhalb Umdrehungen der Antriebswelle sind erforderlich, ehe der Drehkondensator vom linken zum rechten Anschlag gelangt. Mit diesem Feintrieb können wir natürlich beträchtlich genauer abstimmen als bei Direktantrieb der Drehkewelle. Bild 211 zeigt uns eine Ansicht des fertig aufgebauten Bandfilter-Zweikreislers.

Die Skale wollen wir diesmal von innen beleuchten. Dazu dient eine oberhalb des Drehkondensators angebrachte 6,3-V-Glühlampe, die wir direkt an die beiden Heizleitungen anschließen. Wir geben acht, daß kein Kurzschluß entsteht; ein Heizungs-pol liegt im NF-Verstärker auf Masse. Auch in unserem Zweikreisler verbinden wir jeweils den richtigen Heizungsanschluß an beiden Röhrenfassungen mit Masse. Die Skale selber zeichnen wir wieder mit Tusche auf dünnes, aber festes Schreibmaschinenpapier und kleben es an die Rückseite einer Scheibe aus Plexiglas. Den Skalenzeiger fertigen wir aus Konservendosenblech. Er wird mit einer Schraube M3 in der noch freien Gewindebohrung des Schnurlaufrades befestigt und so gebogen, daß er die Skale leicht berührt (vgl. Bild 212). Mit zwei passenden Abstandshülsen wird dann die fertige Skale bei F1 und F2 an das Chassis geschraubt. Bild 213 zeigt einen Vorschlag, wie man die Skale gestalten kann.

Bild 213
Die Skale der zweiten
Variante unseres
Baustein-Empfängers



Der Zweikreisler verdrängt das Audion

Nachdem wir unseren Zweikreisler in das Gehäuse eingebaut und mit dem NF-Verstärker verbunden haben, folgt der Abgleich. Er unterscheidet sich im Prinzip nicht von dem des Audions. Neu ist, daß gleichzeitig zwei Kreise abgeglichen werden müssen. Wir beginnen dabei immer mit dem zweiten Schwingkreis des Bandfilters.

Sicherlich haben wir bald herausgefunden, daß unser neuer Empfänger leistungsfähiger als das Audion 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, daß 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 schlech-

ter 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 die Bandfilterspulen weiter als 25 mm auseinanderrücken. Da er noch leistungsfähiger als unser Zweikreiser werden soll, brauchen wir mindestens eine zweite HF-Stufe. Dieser Empfänger müßte im Prinzip folgendermaßen aufgebaut sein:

1. erster HF-Verstärker,
2. abstimmbares zweikreisiges Bandfilter,
3. zweiter HF-Verstärker (an Stelle des Anodengleichrichters im Zweikreiser),
4. abstimmbares zweikreisiges Bandfilter,
5. Anodengleichrichter oder Audion.

Gegen einen derartigen Aufbau gibt es eigentlich nichts einzuwenden, aber – und daran scheitert unser Vorhaben – wir brauchen einen Vierfach-Drehko, bei dem die vier Kapazitätswerte in jeder beliebigen Stellung immer genau gleich sein müßten. Hier liegt die Grenze des sogenannten *Geradeausempfängers* (vgl. Bild 167). 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 Spulenkern 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.

12. Überlagerung – ein neues Empfangsprinzip

Unser Audion mit dem NF-Verstärker im Experimentierchassis haben wir hoffentlich noch nicht auseinandergelöst. Sollte jedoch dieses oder jenes Bauelement in einen unserer Rundfunkempfänger gewandert sein, ergänzen wir zunächst wieder die Experimentierschaltung, setzen den Schwingkreis des Diodenempfängers vor das Audion und stimmen auf den stärksten Sender ab. Dann schauen wir uns noch einmal das Schaltbild des Zweikreislers an. Zwischen dem HF-Verstärker und dem Anodengleichrichter liegt das Bandfilter, dessen beide Kreise gemeinsam auf den zu empfangenden Sender abgestimmt werden. In einer ähnlichen Art wollen wir auch unsere Audionschaltung verändern, 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

$$L = \frac{1}{4 \pi^2 f^2 \cdot C} = \frac{1}{4 \pi^2 \cdot 200^2 \cdot 10^6 \text{ s}^{-2} \cdot 2 \cdot 10^{-9} \frac{\text{As}}{\text{V}}} = \frac{1 \text{ Vs}}{320 \pi^2 \text{ A}} \approx 0,32 \text{ mH}$$

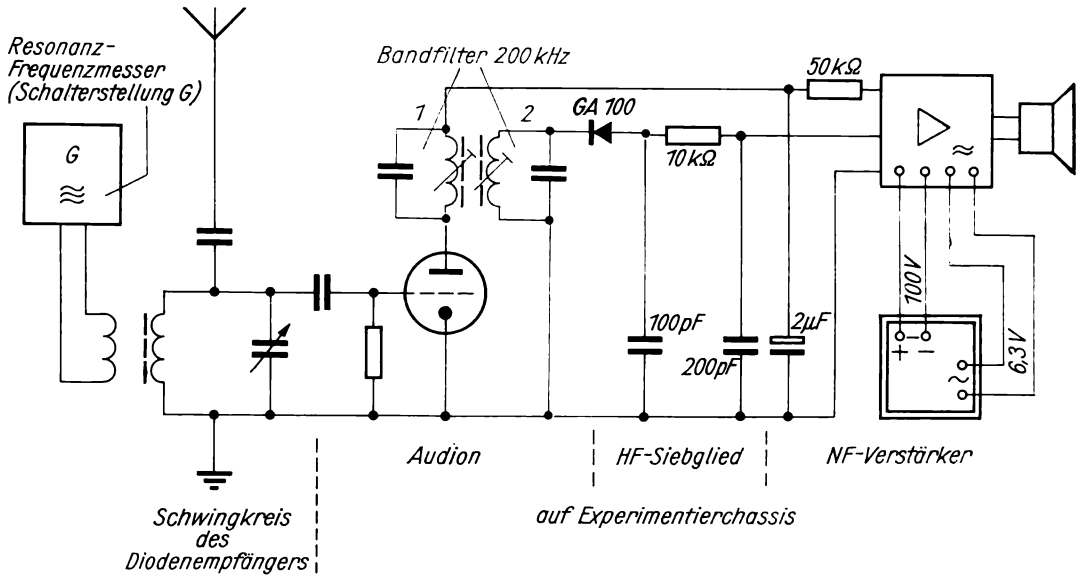
betragen. Den Induktivitätsfaktor unserer Dreikammer-Spulenkörper haben wir sicher bereits ermittelt. Er liegt im Bereich um $13 \cdot 10^{-3} \mu\text{H}$. Wir wickeln jeweils in die unteren Kammern

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{320 \mu\text{H}}{13 \cdot 10^{-3} \mu\text{H}}} = 155 \text{ Windungen aus } 0,2 \text{ CuL.}$$

Auf einem etwa 50 mm × 30 mm großen Pertinaxbrettchen kleben wir in einem Abstand von 25 mm die Spulenkörper fest, nieten vier Lötösen ein und verbinden die Spulen mit den Kondensatoren. Mit Hilfe des Resonanz-Frequenzmessers werden beide Kreise auf 200 kHz abgestimmt. Das fertige Bandfilter schrauben wir auf unser Experimentierchassis zwischen Audionröhre und Vorröhre des NF-Verstärkers. Da ein Bandfilterkreis in die Anodenleitung des Audions gelegt werden soll, muß der Arbeitswiderstand von 10 kΩ entfernt werden. Wir löten dabei gleich das HF-Siebglied 100 pF/10 kΩ von der Röhrenfassung des Audions ab.

Der zweite Schwingkreis des Filters müßte nun eigentlich am Eingang einer weiteren HF-Verstärkerstufe liegen. Da es uns aber hier lediglich

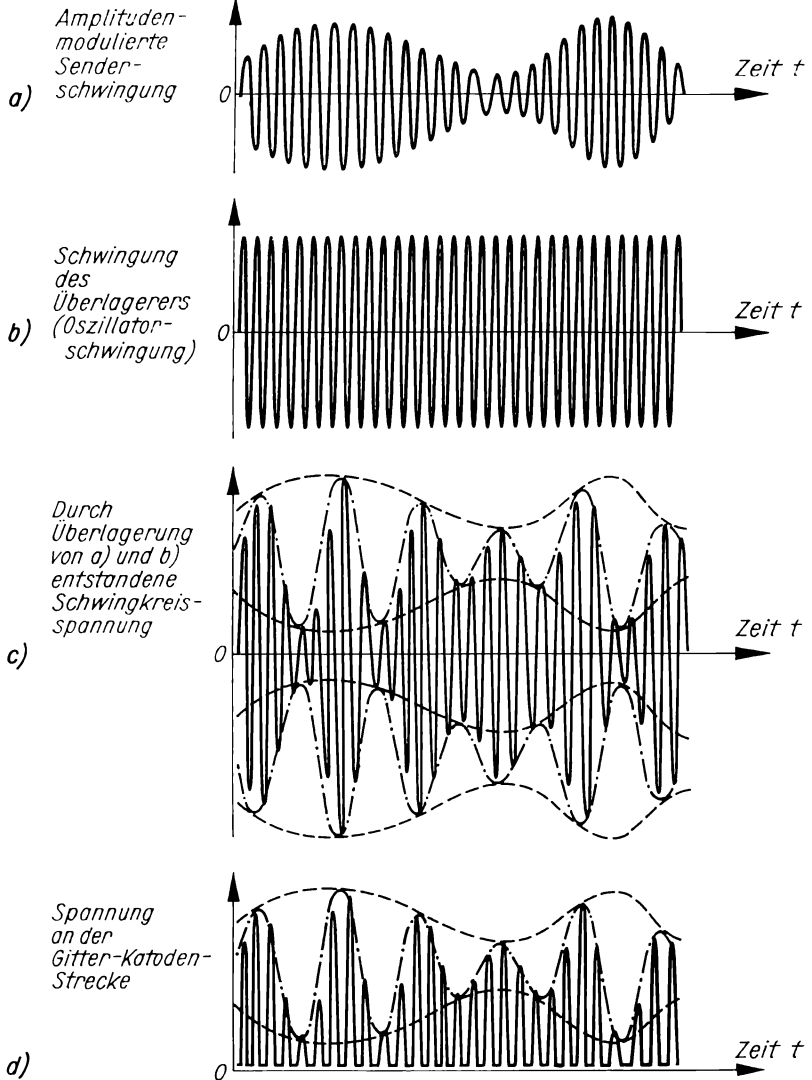
um das Prinzip eines neuartigen Empfängers geht, verzichten wir darauf und schließen am zweiten Kreis einfach eine Diode als HF-Gleichrichter an. Bild 214 zeigt, wie die ursprüngliche Schaltung abgeändert worden ist. Kreis 2 stellt einen ganz normalen Diodenempfänger dar, der an der Masse-(Minus-)Leitung und am HF-Siebglied des folgenden NF-Verstärkers angeschlossen ist. Während die Eigenfrequenz unseres ersten Diodenempfängers zwischen etwa 550 und 2000 kHz verändert werden konnte, hat der neue nur eine einzige Resonanzfrequenz: 200 kHz. Und nun schalten wir wieder ein. Obwohl der Eingangskreis noch auf den stärksten Mittelwellensender eingestellt ist, hören wir im Lautsprecher nicht das geringste.



Das darf uns nicht wundern, denn unser Zweikreiser verstärkt nur die Schwingung, auf die beide Bandfilterkreise abgestimmt sind. Im gegenwärtigen Fall beträgt die Resonanzfrequenz 200 kHz. Auf ihr arbeitet aber der eingestellte Sender bestimmt 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 Resonanz-Frequenzmesser ausgehenden Schwingungen in den Eingangskreis ein. Der Abstand zwischen Ferritstab und Spule des Frequenzmessers beträgt etwa 3 cm. Sicher wissen wir bereits, auf welcher Frequenz der Ortssender arbeitet. Auf diese Frequenz stellen wir auch den Resonanzmesser ein. Noch immer schweigt der Lautsprecher. Nun drehen wir das Skalenrad unseres Meßsenders langsam in Richtung niedrigerer Frequenzen durch. Und plötzlich ist er wieder da, unser Ortssender. Ein Blick auf die Skale des Meßsenders bestätigt

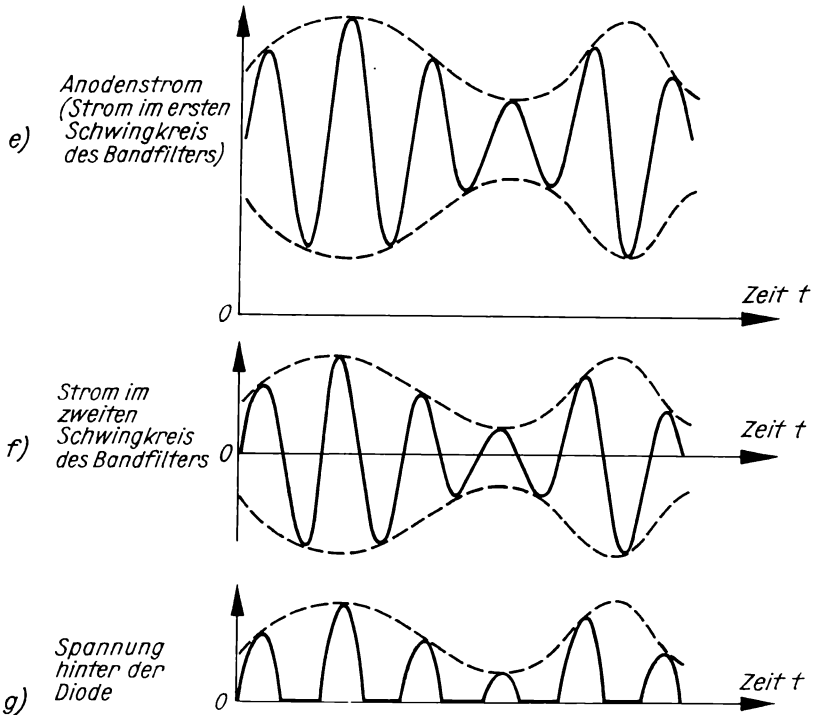
Bild 214
Grundversuch zum
Überlagerungsempfang

Bild 215
 Vorgänge im
 Überlagerungs-
 empfänger



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 des Senders.

Ein nach diesem Prinzip arbeitender Empfängertyp heißt *Überlagerungs-empfänger*. 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 Reso-



nanz ist, wird er zu maximalen Schwingungen angeregt. Wir haben uns diese Schwingung bereits auf dem Schirm des Oszillografen angesehen (vgl. Bild 163). Im Bild 215a ist sie noch einmal schematisch dargestellt. Koppeln wir nun noch eine zweite, nicht modulierte Schwingung (Bild 215b) 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 Audions liegt demnach eine Schwingung nach Bild 215c, die nun an der Gitter-Katoden-Strecke demoduliert wird (Bild 215d). Der auf die Schwebungsfrequenz abgestimmte Schwingkreis verhindert, daß – wie wir es vom Audion gewohnt sind – die eigentliche Trägerschwingung verstärkt wird. Nur die Schwebungsfrequenz steuert den Anodenstrom (Bild 215e) und regt den ersten Kreis des Bandfilters zu maximalen Schwingungen an. Da der zweite Kreis ebenfalls auf die Schwebungsfrequenz abgestimmt und mit dem ersten induktiv gekoppelt ist, wird auch er von der Schwebung angeregt (Bild 215f). Mit einer Diode richten wir schließlich ein zweites Mal gleich und gewinnen damit die niederfrequente Modulationsschwingung zurück (Bild 215g).

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 Block-

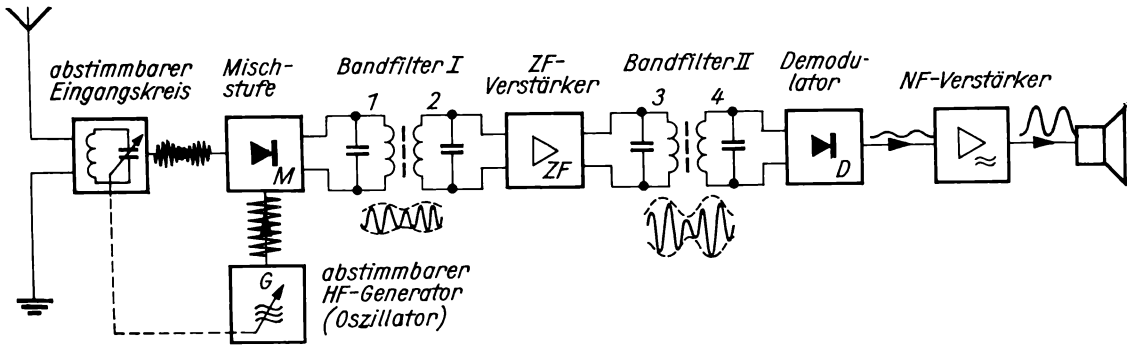


Bild 216
 Blockschaltbild eines
 Überlagerungs-
 empfangers

schaltbild eines Überlagerungsempfängers an. Die erste Stufe im Bild 216 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 beiden Schwingkreisen eine gleichbleibende Frequenzdifferenz vorhanden 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 das erste Bandfilter an die Mischstufe angeschlossen. Im Ausgang des ZF-Verstärkers liegt ein zweites Bandfilter, dessen Kreise ebenfalls auf die ZF abgestimmt sind. Vom Gleichlauf der vier Schwingkreise hängt im hohen Maße die Trennschärfe des Überlagerungsempfängers ab. Dem letzten Kreis schließt sich der Demodulator an. Da durch die ZF-Verstärkung genügend HF-Spannung vorhanden ist, können wir auf ein Audion oder einen Anodengleichrichter verzichten; eine einfache Diode reicht vollständig aus. Als letzte Baustufe folgt der NF-Verstärker mit dem Lautsprecher.

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 hat, wie wir gleich sehen werden, seine guten Gründe.

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

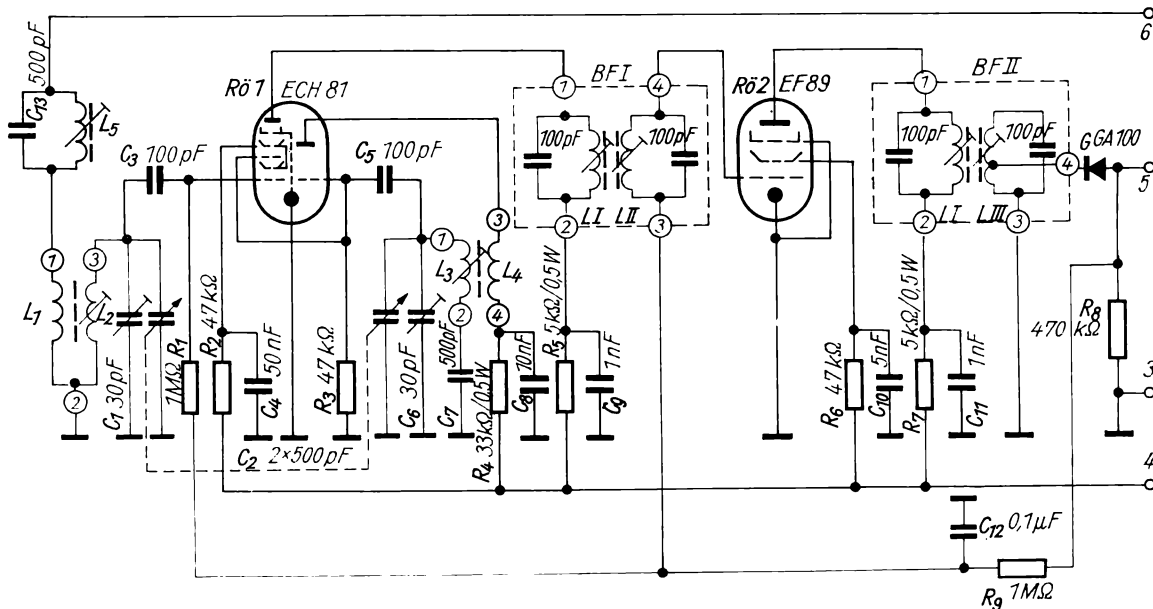
als 200 kHz. Beträgt die ZF 470 kHz, liegen die beiden Sender bereits 940 kHz auseinander. Bei einer Oszillatorfrequenz von 1000 kHz muß der Eingangskreis auf $1000 \text{ kHz} - 470 \text{ kHz} = 530 \text{ kHz}$ abgestimmt sein. Der auf dieser Frequenz arbeitende Sender regt ihn zu maximalen Schwingungen 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. Je höher die ZF ist, um so breitbandiger darf der Eingangskreis sein. Bei Kleinsupern wählt man Zwischenfrequenzen bis 1600 kHz und läßt den Eingangskreis teilweise ganz wegfallen. Mit höher werdender ZF verschlechtern sich jedoch der Verstärkungsgrad und die Trennschärfe.

Weshalb die Oszillatorfrequenz oberhalb der Eingangsfrequenz liegt, soll uns ein Rechenbeispiel erläutern. Der Langwellenbereich geht bis unter 150 kHz. Ein dort arbeitender Sender soll mit einer ZF von 470 kHz empfangen werden. Hier gibt es nur eine Möglichkeit der ZF-Gewinnung, die Überlagerung mit einer Oszillatorfrequenz von $150 \text{ kHz} + 470 \text{ kHz} = 620 \text{ kHz}$.

Wir machen uns mit neuen Schaltungen vertraut

Nachdem wir die prinzipielle Wirkungsweise eines Überlagerungsempfängers kennengelernt haben, wollen wir für den Empfang der Mittelwelle auch selber einen bauen. Studieren wir zunächst die Schaltung nach Bild 217!

Bild 217
Schaltbild des
6-Kreis-Über-
lagerungsempfängers



So arbeiten die Mischstufe und der Oszillator

Die Röhre R₀₁ enthält zwei Systeme mit gemeinsamer Katode. Das Heptodensystem dient als Mischröhre, das Triodensystem als Oszillatorröhre. Die Schwingung des eingestellten Senders gelangt über die Antennenzuleitung (Klemme 6) und den Sperrkreis an die Antennenspule L₁. Die Spule L₂ des Eingangskreises ist mit L₁ induktiv gekoppelt, so daß die Senderfrequenz den Schwingkreis anregen kann. Wie bei unseren bisherigen Empfängerkreisen liegt der Spule ein Scheibentrimmer C₁ und eine Hälfte des Zweifach-Drehkondensators C₂ parallel. Von diesem Schwingkreis gelangt die HF über den Gitterkondensator C₃ an das erste Steuergitter der Mischröhre. Ihr Gitterableitwiderstand R₁ liegt nicht wie gewöhnlich an Masse, sondern ist mit dem Siebglied R₉C₁₂ verbunden. Welche Bewandnis das hat, werden wir noch erfahren. Die beiden Schirmgitter der Heptode sind innerhalb der Röhre miteinander verbunden und erhalten ihre Spannung über den gemeinsamen Schirmgitterwiderstand R₂, der am Pluspol liegt (Klemme 4). C₄ ist der dazugehörige Schirmgitterkondensator.

Den Oszillator bildet eine Rückkopplungsschaltung, wie wir sie vom Audion her kennen. Sein Schwingkreis enthält wie der Eingangskreis die Spule L₃, eine Hälfte des Zweifach-Drehkondensators C₂ und einen Trimmer C₆. Da die Frequenz dieses Kreises immer um die ZF größer als die des Eingangskreises sein muß, macht man die Induktivität von L₃ etwa nur halb so groß wie die von L₂ und verkleinert außerdem noch die Kreiskapazität durch den Reihenkondensator C₇.

Die exakte Berechnung des Oszillatorkreises in Abhängigkeit vom Eingangskreis ist äußerst kompliziert; trotzdem wollen wir einige einfache Rechnungen durchführen. Nehmen wir zunächst an, der Seriendensator C₇ sei nicht vorhanden. Da wir die ZF unseres Empfängers mit 470 kHz wählen werden, muß der Oszillatorkreis von 510 kHz + 470 kHz = 980 kHz bis 1620 kHz + 470 kHz = 2090 kHz durchstimmbare sein.

Die Kapazität des Oszillatorkreises hängt nicht nur von den Werten C_D des Drehkondensators und C_T des Trimmers ab. Parallel zu diesen beiden Kondensatoren liegen noch die unvermeidliche Kapazität der Spule C_L, die Röhreneingangskapazitäten der Triode C_{ET} und der Heptode C_{EH} sowie die Schaltkapazität C_S. Die Röhrenkapazität entnehmen wir einer Röhrentabelle. Sie beträgt für die Triode C_{ET} = 3 pF und für das zweite Steuergitter der Heptode C_{EH} = 6 pF. Schalt- und Spulenkapazität können wir nur grob abschätzen. Wir nehmen für C_S rund 10 pF und für C_L etwa 5 pF an. Die größte Kreiskapazität beträgt dann $C = C_D + C_T + C_{ET} + C_{EH} + C_S + C_L = 520 \text{ pF} + 30 \text{ pF} + 3 \text{ pF} + 6 \text{ pF} + 10 \text{ pF} + 5 \text{ pF} = 574 \text{ pF}$. Für die niedrigste Frequenz von 980 kHz muß die Oszillatortspule demnach eine Induktivität von

$$L = \frac{1}{4 \pi^2 \cdot f^2 \cdot C} = \frac{1}{4 \pi^2 \cdot 9,8^2 \cdot 10^{10} \text{ s}^{-2} \cdot 574 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{V}}} = 46 \mu\text{H}$$

haben. Bei voll herausgeschwenktem Drehkondensator ist die Schwingkreiskapazität $C = 10 \text{ pF} + 30 \text{ pF} + 3 \text{ pF} + 6 \text{ pF} + 10 \text{ pF} + 5 \text{ pF} = 64 \text{ pF}$ groß. Mit einer Induktivität von $46 \text{ } \mu\text{H}$ ergibt das eine Eigenfrequenz von $f = 2930 \text{ kHz}$. Die größte Frequenz sollte aber nur 2090 kHz betragen. Wir liegen demnach um 840 kHz zu hoch. Wir können noch so viel rechnen und probieren, nie erreichen wir, daß die Frequenzdifferenz zwischen Eingangskreis und Oszillatorkreis konstant bleibt.

Aus diesem Grunde erniedrigt man die Induktivität nicht ganz so weit und verringert dafür die Kapazität des Oszillatorkreises durch einen Serienskondensator. Er hat in unserer Schaltung einen Wert von 500 pF . Die größte Kreiskapazität beträgt dann nur noch – nach

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} = \frac{1}{574 \text{ pF}} + \frac{1}{500 \text{ pF}} = \frac{500 + 574}{574 \cdot 500 \text{ pF}}$$

$$C = \frac{574 \cdot 500}{1074} \text{ pF} = 266 \text{ pF}.$$

Für die kleinste Frequenz von 980 kHz muß die Induktivität der Spule $L = 0,1 \text{ mH}$ betragen (nachrechnen!). Bei voll ausgeschwenktem Drehkondensator hat der Schwingkreis eine Gesamtkapazität von

$$C = \frac{64 \cdot 500}{564} \text{ pF} = 57 \text{ pF}.$$

Die Eigenfrequenz bei einer Spuleninduktivität von $0,1 \text{ mH}$ liegt dann bei $f = 2100 \text{ kHz}$. Jetzt macht die Differenz bis zur geforderten höchsten Oszillatorfrequenz nur noch 10 kHz aus. Damit dürfte verständlich geworden sein, weshalb der Serienskondensator C_7 im Oszillatorkreis unbedingt erforderlich ist.

Die Anodenspannung erhält der Oszillator über die Rückkopplungsspule L_4 . Ein besonderer Rückkopplungskondensator ist daher überflüssig. In unserem Audion und im Bandfilter-Zweikreiser hatten wir die Anodenspannung jeweils über ein Siebglied von der des NF-Verstärkers entkoppelt. In unserem Überlagerungsempfänger führen wir diese Maßnahme bei jedem Röhrensystem getrennt durch (R_4C_8 für die Oszillatorröhre, R_5C_9 für die Mischröhre und R_7C_{11} für den ZF-Verstärker). Der Gitterkondensator C_5 und der Ableitwiderstand R_3 dienen wie im Audion dem automatischen Erzeugen der Gittervorspannung. Die HF des Oszillators gelangt vom Steuergitter der Triode direkt an das zweite Steuergitter der Mischröhre. In dieser Röhre wird die HF des Senders (am ersten Steuergitter) mit der des Oszillators überlagert, und es entsteht die Zwischenfrequenz. Zwischen den beiden Steuergittern der Mischröhre ist ein Schirmgitter angeordnet, damit die Oszillatorschwingung nicht kapazitiv auf das erste Steuergitter gelangen und dann über die Antenne abgestrahlt werden kann.

Der Zwischenfrequenz-Verstärker mit Demodulator

In der Anodenleitung von R₀₁ liegt der erste auf die Zwischenfrequenz von 470 kHz abgestimmte Schwingkreis des Bandfilters BF I. Von ihm gelangt die ZF in den zweiten Bandfilterkreis und von diesem wiederum an den Eingang des ZF-Verstärkers R₀₂. Der zweite Schwingkreis liegt nicht wie der des Demonstrations-Überlagerungsempfängers auf Masse, sondern wie der Ableitwiderstand der Mischröhre am Siebglied R₉C₁₂. Der ZF-Verstärker weist außer der fehlenden Katodenkombination zum Erzeugen der Gittervorspannung keine Besonderheiten auf. In seiner Anodenleitung liegt der erste Schwingkreis des zweiten Bandfilters, an dessen zweitem Kreis der Demodulator angeschlossen ist. Wir können dafür jede beliebige HF-Diode verwenden. Der Gleichrichter liegt an einer Spulenzapfung. Gelangt dadurch nicht eine geringere Spannung an den Demodulator?

Wir wissen, daß die Resonanzspannung in einem Schwingkreis um so größer wird, je kleiner seine Dämpfung ist. Da die Diode parallel zum Kreis liegt, müßte ihr Widerstand unendlich groß sein, damit die Dämpfung des Kreises möglichst klein bleibt. Der Durchlaßwiderstand einer Diode ist aber alles andere als unendlich groß. Wir wissen ferner, daß man mit Hilfe eines Übertragers Widerstände anpassen kann. Beträgt beispielsweise die Windungszahl der Schwingkreisspule 300 und haben wir bei der hundertsten angezapft, so verhalten sich die Windungszahlen wie 1:3 und die Scheinwiderstände demnach wie 1²:3², also wie 1:9. Dem Kreis liegt damit der neunfache Wert des Diodenwiderstandes parallel, und seine Dämpfung wird beträchtlich geringer. Er kann sich auf eine viel höhere Resonanzspannung aufschaukeln, so daß wir unter Umständen sogar noch eine größere Spannung an der Diode liegen haben, als wenn wir sie ohne Anzapfung an den Schwingkreis anschließen würden. Das höhere Aufschaukeln der Spannung gilt aber nur für die Resonanzfrequenz, so daß die Trennschärfe des Kreises vergrößert wird. Die demodulierte ZF-Spannung können wir am Arbeitswiderstand R₈ abgreifen und zum NF-Verstärker weiterleiten.

Uns ist aufgefallen, daß weder die Mischröhre noch der ZF-Verstärker eine Katodenkombination haben, also scheinbar ohne Gittervorspannung arbeiten. Daß dies nicht der Fall ist, liegt an dem bereits erwähnten Siebglied R₉C₁₂. Wenn der Demodulator – so wie im Bild 217 dargestellt – mit seiner Katode an der Anzapfung des Kreises liegt, hat die an R₈ abfallende Spannung negative Polarität im Vergleich zu Masse. Diese Spannung enthält drei Komponenten: die zwischenfrequente Spannung, die niederfrequente Wechsellspannung und eine Gleichspannung. Am Eingang des NF-Verstärkers wird der Gleichspannungsanteil vom Kondensator C₇ abgetrennt, und die ZF-Reste werden vom HF-Siebglied C₈R₂C₉ kurzgeschlossen (Bild 175). Nur die NF gelangt an das Gitter der ersten Verstärkerröhre.

Damit ferne Sender nicht mehr schwinden

Im Überlagerungsempfänger interessiert neben der NF auch der Gleichspannungsanteil; aus ihm gewinnen wir nämlich mit Hilfe des Siebgliedes $R_9 C_{12}$ die erforderliche Gittervorspannung. Der Scheinwiderstand des Kondensators C_{12} beträgt für 470 kHz

$$R_C = \frac{1}{2\pi f \cdot C} = 3,4 \Omega$$

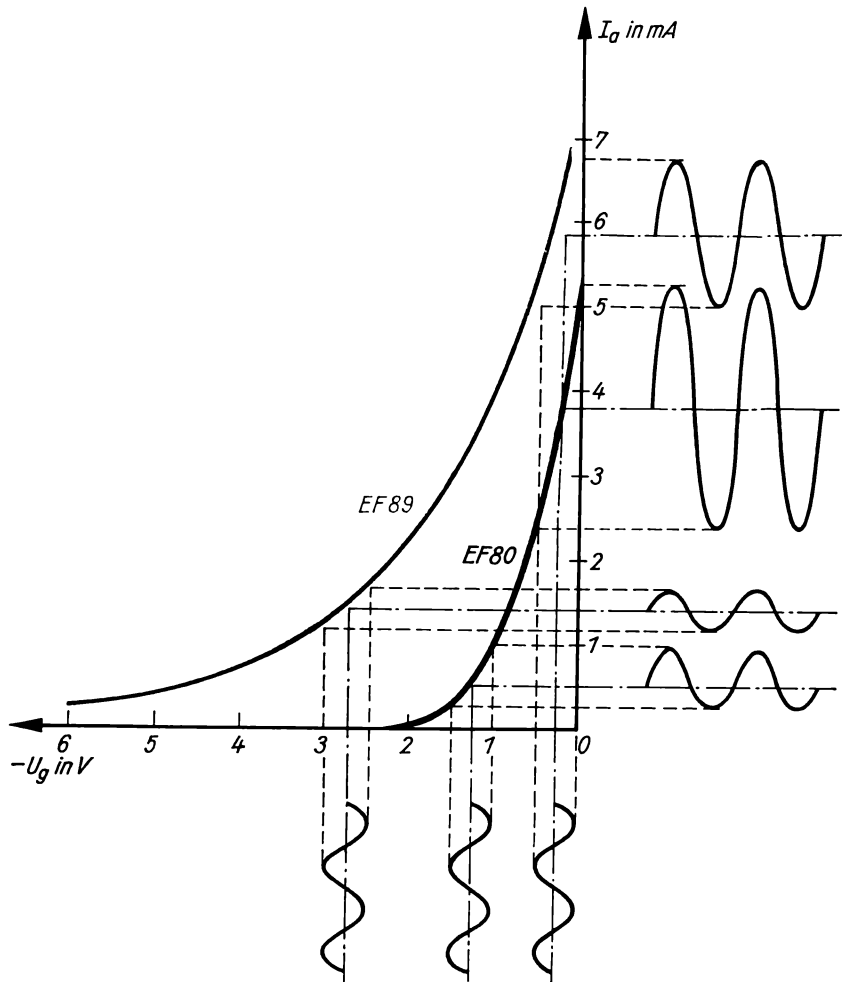
und für eine Tonfrequenz von 4,5 kHz 350Ω , so daß die ZF und praktisch auch die NF kurzgeschlossen werden. Übrig bleibt der Gleichspannungsanteil, der nun als negative Gittervorspannung sowohl an das erste Steuergitter der Mischröhre als auch über die Spule des zweiten Schwingkreises von BF I an das Steuergitter des ZF-Verstärkers gelangt. Da die einzelnen Sender mit unterschiedlicher Stärke einfallen, schwankt auch die Vorspannung. Sie sinkt auf den Wert Null, wenn überhaupt kein Sender eingestellt ist, und wird sehr groß, wenn wir auf den Ortsender abstimmen. Je negativer aber die Vorspannung wird, um so mehr nähern wir uns dem unteren Knick der Röhrenkennlinie. Als Folge müßten Verzerrungen in der Tonwiedergabe auftreten, wenn wir nicht speziell für diesen Zweck Röhren mit besonderen Kennlinien verwenden würden.

Schauen wir uns deshalb die Anodenstrom-Gitterspannungs-Kennlinien der „normalen“ EF 80 und der „besonderen“ EF 89 an! Der Versuch wird in Analogie zu Bild 66 auf dem Röhrenbrett aufgebaut. Gitter 2 verbinden wir mit dem Pluspol der Anodenspannungsquelle, Gitter 3 mit Katode. Als Anodenspannung wählen wir 65 V, damit bei $U_g = 0$ V die Anodenströme nicht zu groß werden. Bei $U_g = 0$ V fließt in der EF 80 ein Anodenstrom von $I_a = 5,25$ mA, in der EF 89 ein Strom von 6,75 mA. Um den Anodenstrom auf Null herabzusetzen, brauchen wir für die EF 80 nur eine negative Gitterspannung von 2 V. Für die EF 89 müssen wir das Potentiometer des Stromversorgungsgerätes voll aufdrehen, also auf über 20 V gehen. Wir tragen die ermittelten Wertepaare in ein Diagramm nach Bild 218 ein und erhalten die Anodenstrom-Gitterspannungs-Kennlinien der EF 80 und der EF 89. Beide unterscheiden sich beträchtlich.

Legen wir bei einer Vorspannung von 0,25 V eine Wechselspannung mit einem Scheitelwert von 0,25 V an die Gitter beider Röhren, so schwankt der Anodenstrom der EF 80 um 3,15 mA, bei der EF 89 macht die Änderung 1,75 mA aus. Die Verstärkung der EF 80 ist also größer. Aber das soll uns hier nicht interessieren. Steigt die negative Vorspannung auf 1,25 V, treten bei der EF 80 bereits Verzerrungen auf. In diesem Bereich dürfen wir mit einer normalen Pentode nicht mehr arbeiten. In der EF 89 schwankt der Anodenstrom zwischen 3,75 und 2,9 mA, also um 0,85 mA. Setzen wir die Verstärkung der EF 89 im ersten Fall will-

kürlich mit 1 fest, so ist sie jetzt auf $\frac{0,85 \text{ mA}}{1,75 \text{ mA}} = 0,49$ gesunken. Wird

Bild 218
 Normale Pentoden-
 Kennlinie und Regel-
 kennlinie der EF 89



die Vorspannung noch größer, beispielsweise 2,75 V, ist der Anodenstrom der EF 80 vollständig gesperrt. In der EF 89 schwankt er zwischen 1,65 und 1,15 mA. Die Verstärkung beträgt jetzt nur noch $\frac{0,50}{1,75} = 0,29$.

Hierin unterscheidet sich die EF 89 von der normalen Pentode. Mit größer werdender Gittervorspannung sinkt die Verstärkung, ohne daß Verzerrungen auftreten. Da man mit einer solchen Röhre den Verstärkungsgrad regeln kann, wird sie als *Regelpentode* bezeichnet.

Wenn wir unseren Überlagerungsempfänger auf einen starken Sender eingestellt haben, steht am Ausgang von $R_o C_{12}$ eine hohe negative Gleichspannung zur Verfügung. Die Verstärkung der Mischröhre und des ZF-Verstärkers geht zurück. Das macht sich letzten Endes in einem Absinken der Lautstärke bemerkbar. Der starke Ortssender wird deshalb auch nicht viel kräftiger als ein anderer Sender wiedergegeben.

Wenn andererseits ein Fernsender schwindet – allerdings darf er nicht ganz „verschwinden“ –, wird die Gittervorspannung geringer, und die Verstärkung steigt an. Das ist das Prinzip der *Schwundregelung*. Die Lautstärke wird im HF-Teil des Rundfunkempfängers automatisch 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 sieben 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 vier Schwingkreise der beiden Bandfilter. Unser Empfänger ist demnach ein 6-Kreis-Super.

Wir bauen einen Überlagerungsempfänger

Wir beginnen mit den Schwingkreisen. Spulen und Trimmer des Eingangskreises und des Oszillatorkreises bauen wir gemeinsam auf einer Montageplatte aus 3 mm dickem Pertinax auf. Das Bohrschema entnehmen wir Bild 219a. In die Löcher L01 bis L05 nieten wir Lötösen ein. Die vier Bohrungen von 2,5 mm Durchmesser dienen zum Festklemmen der beiden Scheibentrimmer. Eingangsspule und Oszillatortspule wickeln wir wieder auf die bekannten Dreikammer-Spulenkörper. Das Wickelschema für beide Spulen ist aus Bild 219b ersichtlich. Als Spulendraht verwenden wir wie bisher 0,2 CuL. Die fertige Eingangsspule kleben wir in A1, die für den Oszillator in A2 auf der Montageplatte fest. Über die Verdrahtung dieser Baueinheit gibt uns Bild 219c Auskunft. Zwischen L02 und L03 löten wir den Serienkondensator C₇ von 500 pF ein.

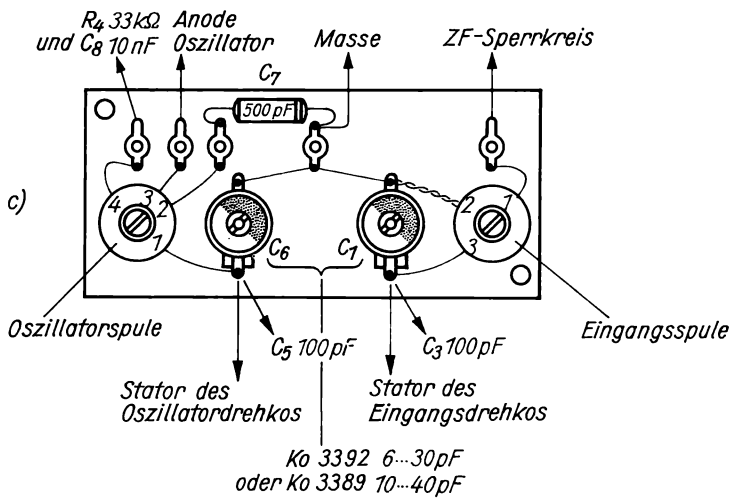
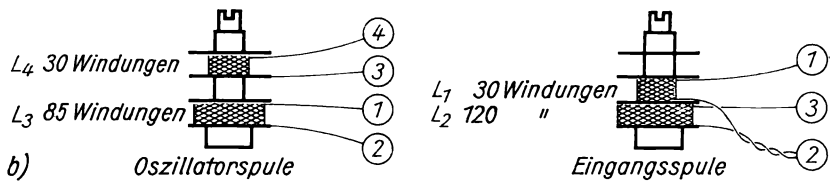
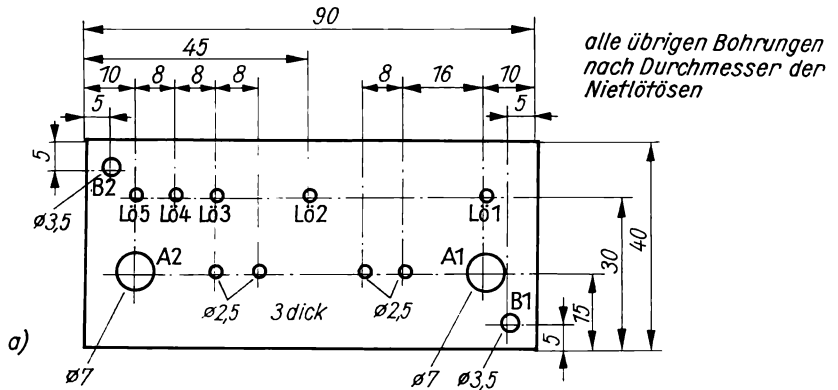
So fertigen wir die Bandfilter

Zum Aufbau dient wieder eine Montageplatte nach Bild 220a. Wir brauchen davon zwei Stück. Nach dem Aussägen, Befäilen und Bohren nieten wir in den Öffnungen L01 bis L08 je eine Lötöse ein. Sie müssen möglichst klein sein, damit sich die in L01 bis L04 sitzenden nicht berühren. Unter Umständen feilen wir sie etwas ab.

Bild 219

Zum Aufbau des Eingangskreises und des Oszillatorkreises:

- a) Montageplatte für Spulen und Trimmer,
- b) Wickelschema der Spulen,
- c) Verdrahtungsplan des Eingangs- und des Oszillatorkreises



Als Wickeldraht für die Bandfilterspulen dürfen wir diesmal keinen Voll Draht verwenden; wir nehmen sogenannte *Hochfrequenzlitze*. Sie besteht aus vielen sehr dünnen, lackisolierten Voll Drähten, die gemeinsam noch mit Seide umspinnen 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,

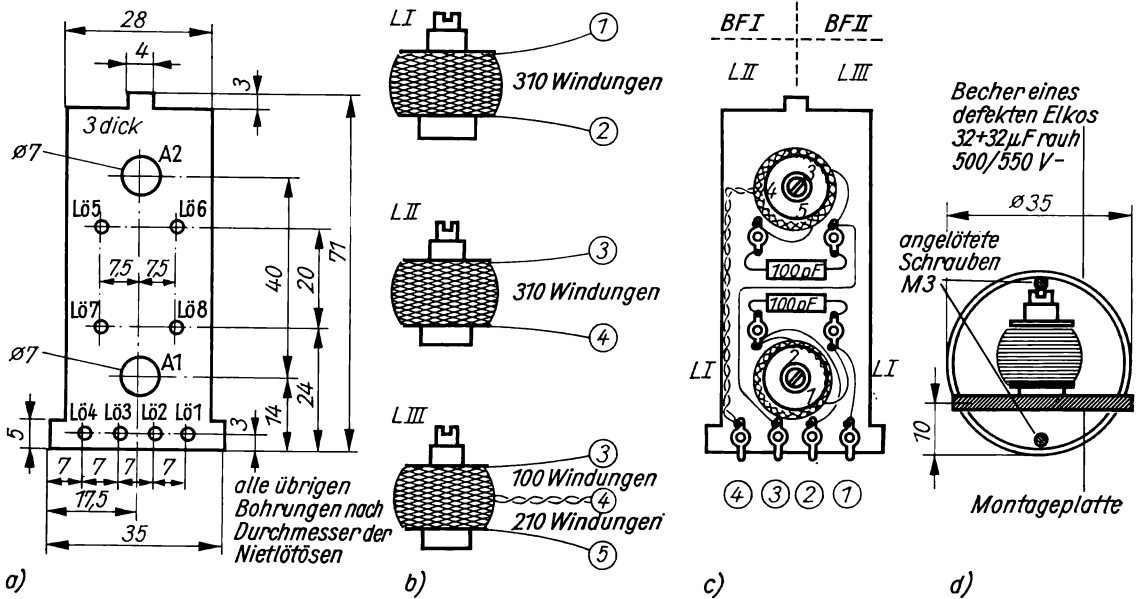


Bild 220

Zum Aufbau der Bandfilter:
 a) Montageplatte der Bandfilter,
 b) Wickelschema der Bandfilterspulen,
 c) Verdrahtungsplan der Bandfilter,
 d) Einbau der Montageplatte in einen Aluminiumbecher

Deshalb muß der Draht eine möglichst große Oberfläche haben. Wie man das bei einem bestimmten Querschnitt erreicht, soll eine kleine Rechnung zeigen. Unser bisher verwendeter Spulendraht hat einen Durchmesser von 0,2 mm. Sein Querschnitt beträgt demnach

$$A = \pi \frac{d^2}{4} = \pi \cdot \frac{0,04 \text{ mm}^2}{4} = 0,031 \text{ mm}^2$$

und sein Umfang $U = \pi \cdot d = \pi \cdot 0,2 \text{ mm} = 0,63 \text{ mm}$. 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

$$d = 2 \sqrt{\frac{A}{20 \cdot \pi}} = 2 \sqrt{\frac{0,031 \text{ mm}^2}{20 \cdot \pi}} = 0,0445 \text{ mm}$$

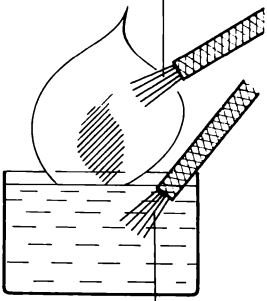
dick sein. Der einzelne Draht hat dann einen Umfang von $U = \pi \cdot d = \pi \cdot 0,0445 \text{ mm} = 0,14 \text{ mm}$, alle zwanzig zusammen $20 \cdot 0,14 \text{ mm} = 2,8 \text{ mm}$.

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 die Trennschärfe steigt.

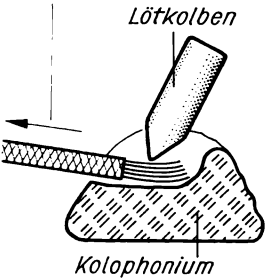
Die Verarbeitung solcher HF-Litze wird uns allerdings etwas mehr Schwierigkeiten bereiten, als wir sie vom Abisolieren und Verlöten des lackisolierten Volldrahtes gewohnt sind. Äußerst wichtig ist, daß beim Abisolieren kein Drähtchen abreißt und beim Löten auch alle erfaßt werden. Mit dem Messer dürfen wir hier keinesfalls arbeiten. Zuerst ent-

1. Auf Rotglut erhitzen



2. In Spiritus abkühlen
a)

Nach dem Schmelzen
des Kolophoniums unter
dem LötKolben
wegziehen



b)

Bild 221
So wird HF-Litze
bearbeitet: a) Wir
entfernen die Lack-
isolation. b) Wir ver-
zinnen die HF-Litze

fernen wir auf etwa 10 mm die Seidenumspinnung, bringen dann das zu verlötende Ende in einer Spiritusflamme auf Rotglut (Achtung vor Verbrennen der Drähtchen!) 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 221 a). 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 221 b legen wir das Litzenende auf das Flußmittel, setzen den verzinnten 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 einige Male mit einem Stückchen Probelitze üben. Erst wenn wir dreimal hintereinander gute Erfolge erzielt haben, wenden wir uns dem Wickeln der Bandfilterspulen zu. Dabei tritt eine weitere Schwierigkeit auf: Unsere Dreikammer-Spulenkörper sind etwas klein, wir bringen die HF-Litze $20 \cdot 0,05$, die wir in unserem Rechenbeispiel angenommen haben, darauf nicht unter. Entweder versuchen wir, HF-Litze $6 \cdot 0,07$ zu bekommen, oder wir brechen die beiden mittleren Scheiben vorsichtig aus dem Spulenkörper und bekleben die äußeren mit je einer dünnen Pertinaxscheibe von 20 mm Durchmesser. Auf dem so abgeänderten Spulenkörper bringen wir auch HF-Litze $20 \cdot 0,05$ bequem unter. Das Wickelschema der Spulen ist im Bild 220 b dargestellt. Das Bandfilter BF I erhält zwei gleiche Spulen. Die eine kleben wir in A1, die andere in A2 auf die Montageplatte. Über die Verdrahtung gibt uns Bild 220 c Auskunft. Für das zweite Bandfilter brauchen wir eine Spule mit Anzapfung. Wir bringen zunächst 100 Windungen auf, führen dann eine Drahtschleufe nach außen und wickeln anschließend noch einmal 210 Windungen, so daß auch sie insgesamt 310 Windungen bekommt. Die Spule ohne Anzapfung kleben wir bei A1, die mit Anzapfung bei A2 fest. Von dieser führen wir nicht das Spulenende 5, sondern die Anzapfung 4 zur Lötöse Löt4. Das Ende verlöten wir nur mit dem Schwingkreiskondensator von 100 pF. Nach dem Verdrahten gleichen wir alle vier Kreise auf die Zwischenfrequenz von 470 kHz ab. Unser Resonanz-Frequenzmesser arbeitet dabei in Schalterstellung G als unmodulierter Prüfsender.

Um eine Rückkopplung – und damit eine Selbsterregung – zwischen dem Ausgangskreis des ZF-Verstärkers und seinem Eingangskreis zu vermeiden, müssen wir die Bandfilter in Abschirmbecher einbauen. Dazu eignen sich vorzüglich die Gehäuse defekter Elektrolytkondensatoren. Sie müssen einen Außendurchmesser von 35 mm und eine nutzbare Höhe (oberhalb der Einkerbung) von 70 mm haben. Wir sägen das Gehäuse entlang der Einkerbung auf und entfernen den Wickel. Auf feinem Schmirgelpapier wird die Schnittfläche sauber bearbeitet und der Rand entgratet. In die Stirnfläche bohren wir 10 mm vom Umfang entfernt

ein 4 mm großes Loch. Hier soll die Nase der Montageplatte eingesteckt werden. Am unteren Rand des Bechers müssen wir zwei Schlitzfeilen, damit sich die Montageplatte vollständig in den Becher einschieben läßt. Die Lage der Platte im Becher geht aus Bild 220d hervor. Zwei Bohrungen von etwa 8 mm Durchmesser im Mantel über den Spulenkernen gestatten uns, die Schwingkreise nach dem Einbau noch genau abzugleichen. Zum Anschrauben der Becher auf dem Chassis müssen sie zwei Schraubenbolzen M3 bekommen. Wo wir sie anbringen, ist ebenfalls im Bild 220d zu sehen. Wir nieten zu diesem Zweck etwa 5 mm oberhalb des Randes gegenüberliegend innen zwei Lötösen ein, an denen wir die vorher verzinnten Schraubenbolzen festlöten können.

Für die Spule des ZF-Sperrkreises verwenden wir wieder 0,2 CuL. Wir wickeln in die untere Kammer unseres Standardspulenkörpers 130 Windungen. Wie beim Audion und beim Zweikreiser montieren wir den Sperrkreis auf einem kleinen Pertinaxbrettchen und gleichen ihn auf 470 kHz ab.

Die Maße für das Chassis unseres Überlagerungsempfängers entnehmen wir den Bildern 222 und 182. Als Material sollte nach Möglichkeit 2 mm dickes Aluminiumblech verwendet werden; 1 mm dickes Eisenblech erfüllt aber auch die gestellten Anforderungen. In A1 setzen wir die Fas-

Bild 222
Das Chassis des Überlagerungsempfängers

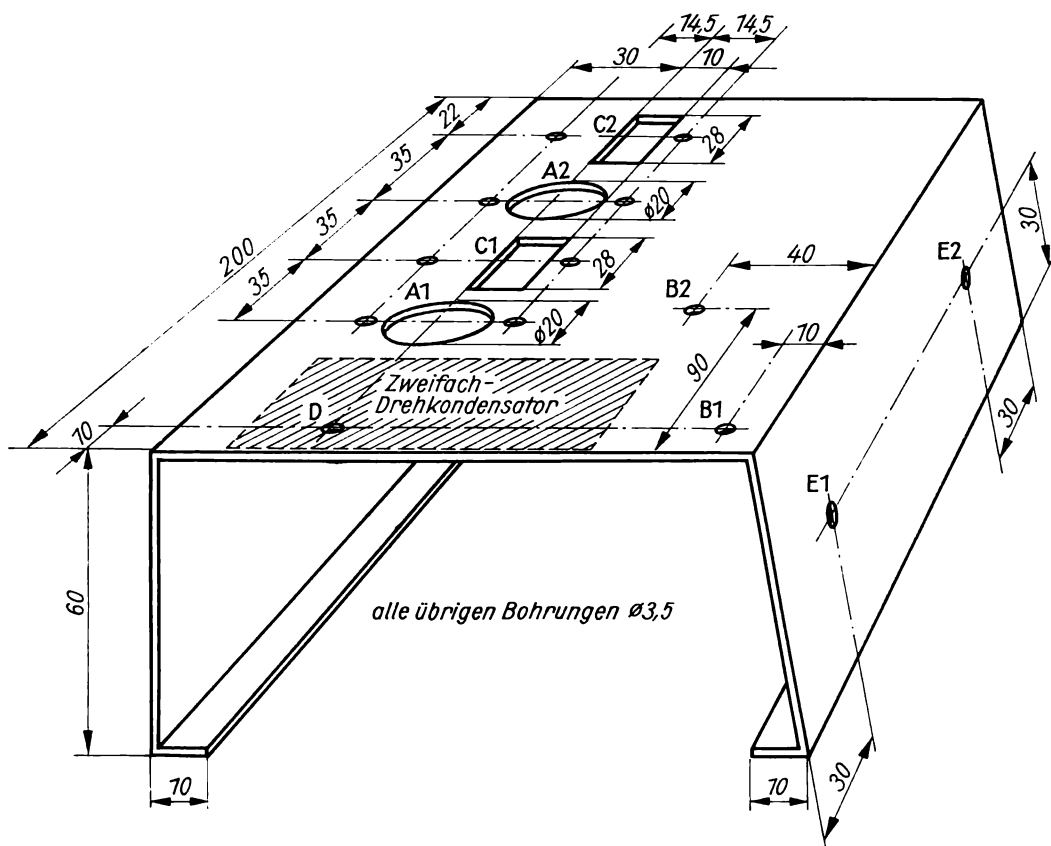
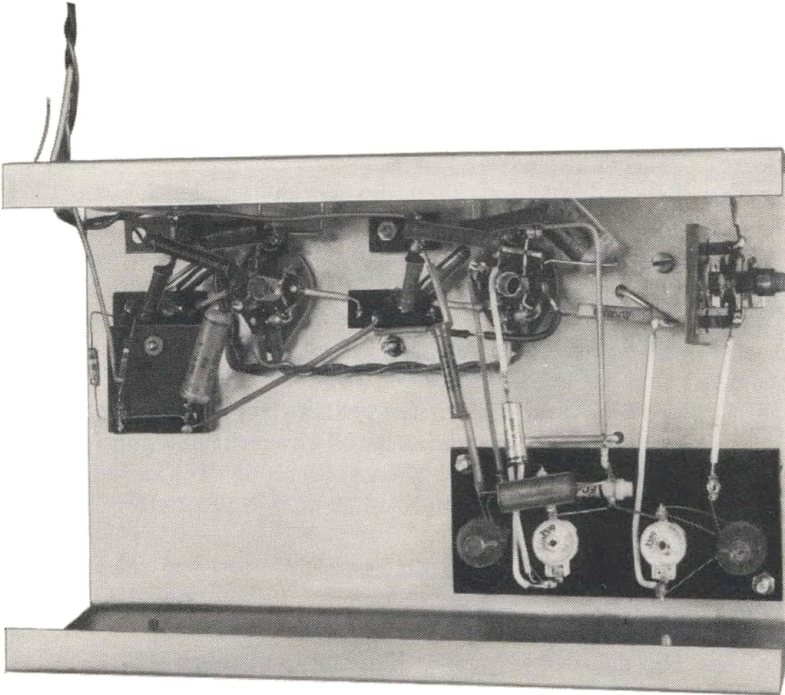


Bild 225
Blick in die Ver-
drahtung des Über-
lagerungsempfängers



Die Verdrahtung nehmen wir bei ständigem Vergleich mit dem Schaltbild nach dem Verdrahtungsplan (Bild 223) vor. Zuerst verlegen wir sämtliche Masseleitungen und die verdrehte Heizleitung. Ein Anschluß davon kommt wieder auf Masse. Den Masse-Hauptanschluß legen wir unmittelbar an den mittigen Metallzylinder der Fassung für die EF 89. Im übrigen wollen wir auf kürzeste Leitungsführung achten. Die Bilder 224 und 225 zeigen Aufbau und Verdrahtung des fertigen Empfängers.

Der Abgleich eines Supers ist nicht ganz einfach

Nach der Endkontrolle verbinden wir den Empfänger mit unserem NF-Verstärker und prüfen ohne Röhren, ob an den entsprechenden Kontakten die notwendigen Spannungen liegen. Ist alles in Ordnung, setzen wir die EF 89 ein und beginnen mit dem Abgleich. 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 – Ausgangskreis des ZF-Verstärkers – Eingangskreis des ZF-Verstärkers – Ausgangskreis der Mischröhre – Oszillatorkreis – Eingangskreis – Sperrkreis.

Für die ersten vier Einstellungen arbeitet unser Resonanzmesser in Schalterstellung S als modulierter Prüfsender auf 470 kHz. An ihm ändern wir während des Abgleichs der Bandfilter nicht das geringste. Zuerst löten wir die Verbindung zwischen dem Anschluß 4 des ersten Bandfilters (BF I) und dem Gitter der EF 89 an der Röhrenfassung ab und dafür eine etwa 30 cm lange Leitung an. Ihr freies Ende liegt in der Nähe der Prüfsenderspule. Wir schalten den Empfänger ein und hören

im Lautsprecher einen Brummtön. Durch Verstellen des Kernes der oberen Spule von BF II suchen wir das Lautstärkemaximum. Dann wiederholen wir das gleiche an der unteren Spule. Damit sind die beiden Kreise von BF II abgeglichen. Wir schalten den Empfänger ab, entfernen den Behelfsdraht und löten die Verbindungsleitung zu BF I wieder an.

Für den Abgleich des ersten Bandfilters muß der Oszillator stillgelegt werden. Wir verbinden aus diesem Grund den Stator des Oszillatordrehkos mit Masse. Vom Anschluß des ersten Steuergitters der Mischröhre löten wir sowohl den Kondensator von 100 pF als auch den Widerstand von 1 M Ω ab und dafür wieder unseren Draht an. Nach dem Einsetzen der ECH 81 und erneutem Einschalten gleichen wir erst wieder mit der oberen Spule, dann mit der unteren auf Lautstärkemaximum ab. Es folgen: Abschalten, Entfernen der Masseverbindung des Oszillatordrehkos, Ablöten des Behelfsdrahtes und Anlöten des Kondensators und des Widerstandes.

Als nächstes gleichen wir den Oszillatorkreis ab. Da von seiner Spule Schwingungen ausgehen, arbeitet unser Frequenzmesser bei diesem Abgleich in Schalterstellung A passiv. Wir gehen im Prinzip so vor, wie wir es vom Abgleich der bisherigen Empfänger gewohnt sind. Neu ist, daß nicht nach Lautstärkemaximum, sondern nach maximalem Zeigerausschlag des Resonanzmessers abgeglichen wird. Bei voll eingedrehten Rotorplatten stellen wir mit Hilfe des Spulenkernes auf 980 kHz, bei voll herausgedrehten am Trimmer auf 2090 kHz ein. Wir wiederholen die Einstellungen einige Male im Wechsel und beenden den Abgleich am Trimmer.

Beim Eingangskreis verfahren wir genauso, wie wir es am Einkreiser und am Zweikreiser geübt haben. Als Abgleichpunkte wählen wir 600 kHz und 1300 kHz. Hier die einzelnen Schritte:

1. Oszillator am Drehkondensator nach Absorptionsfrequenzmesser (Stellung A) auf 1070 kHz einstellen,
2. Eingangskreis mit der Spule auf Lautstärkemaximum bei 600 kHz (Stellung S) einstellen,
3. Oszillator wie unter 1. auf 1770 kHz einstellen,
4. Eingangskreis wie unter 2. mit dem Trimmer bei 1300 kHz auf Lautstärkemaximum 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 modulierten Prüfsender 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.

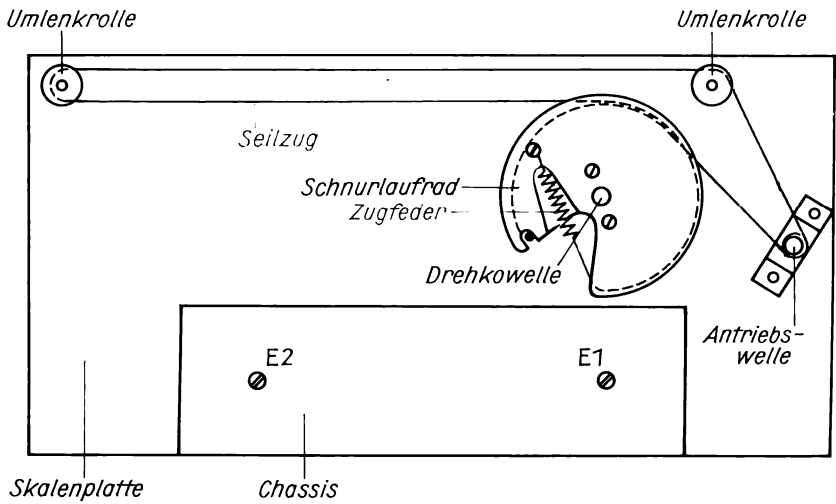
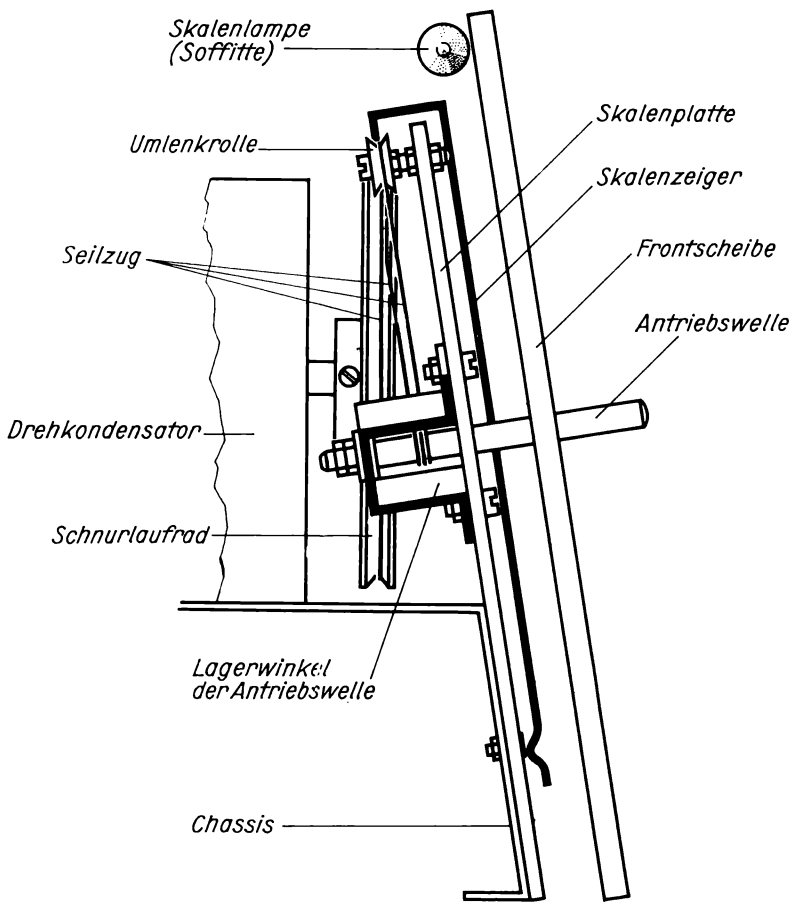


Bild 226
Der Skalentrieb
frontal (oben) und
seitlich (unten) gesehen



Unser Empfänger bekommt eine Linearskala

Damit haben wir die schwierigste Arbeit erledigt. Wenden wir uns nun dem „Gesicht“ unseres Überlagerungsempfängers zu! Er soll nicht wie seine beiden Vorgänger eine Halbkreisskala erhalten, sondern mit einer *Linearskala* ausgestattet werden. Wie lang sie werden kann, hängt von der Größe des Schnurlaufrades und diese wiederum von der Lage der Drehkewelle über dem Chassis ab. Im Mustergerät liegt die Welle des Drehkondensators 43 mm hoch, so daß ein Schnurlaufrad von 84 mm Durchmesser verwendet werden konnte. Mit einem Rillendurchmesser von $d = 81$ mm wird die Skale

$$l = \frac{U}{2} = \frac{\pi \cdot d}{2} = \frac{\pi \cdot 81 \text{ mm}}{2} = 127 \text{ mm}$$

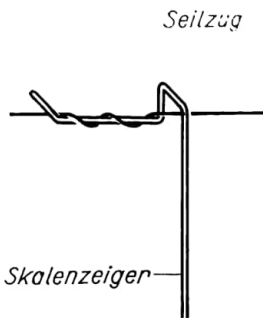


Bild 227

So biegen und befestigen wir den Skalenzeiger

lang. Wir fertigen das Schnurlaufrad analog dem des Zweikreislers (vgl. Bild 208). Eine Antriebswelle und einen Lagerwinkel brauchen wir ebenfalls. Zusätzlich fertigen wir zwei kleine Umlenkrollen von 12 bis 15 mm Durchmesser aus 3 bis 4 mm dickem Pertinax. Sie laufen auf je einer Schraube M3, deren Gewinde etwa 4 mm vor dem Kopf ausläuft. Den gesamten Skalentrieb befestigen wir an der Rückseite einer bei E1 und E2 mit dem Chassis verschraubten Skalenplatte aus 3 mm dickem Pertinax.

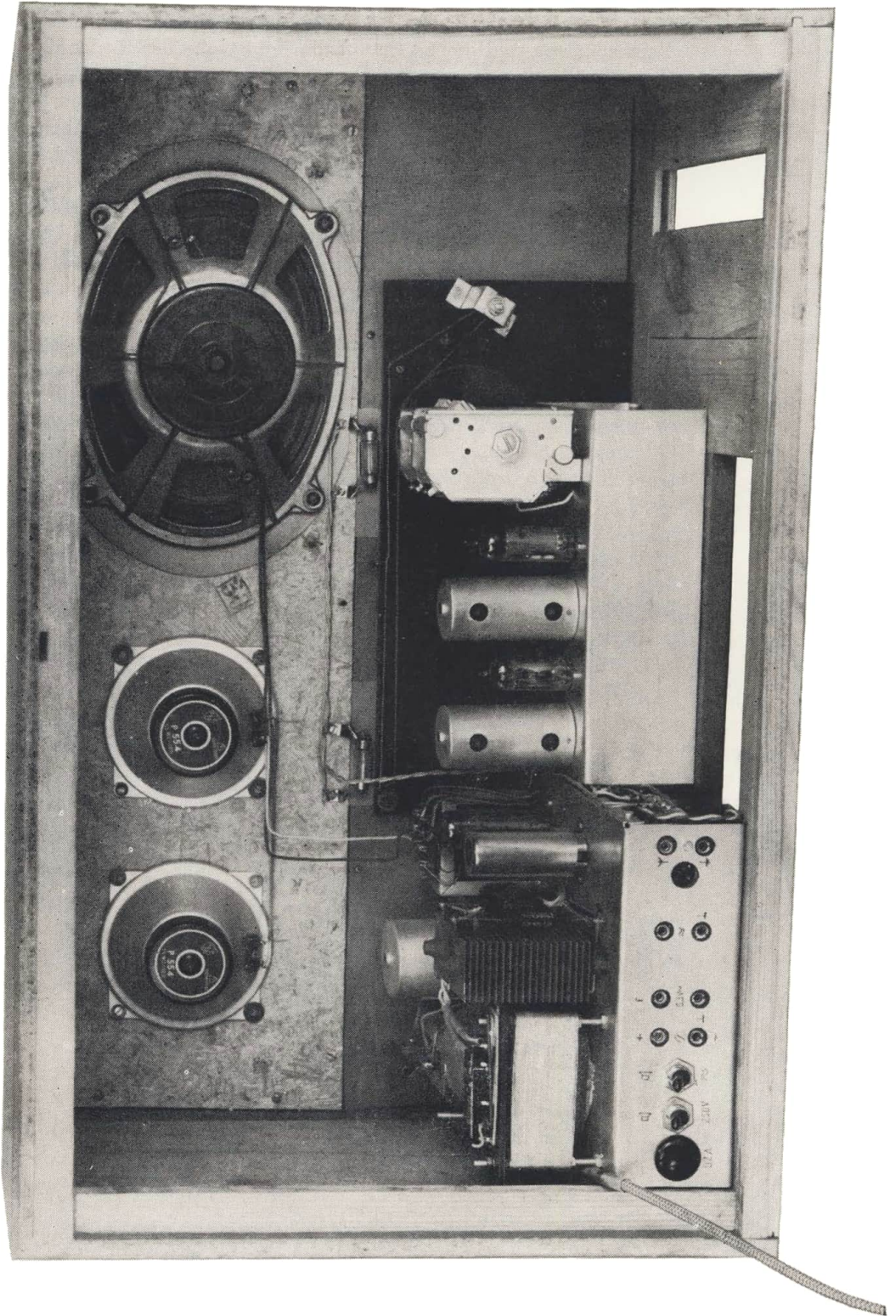
Über den grundsätzlichen Aufbau dieses Skalentriebes gibt uns Bild 226 sicherlich genügend Hinweise. Die endgültige Ausführung richtet sich nach dem im speziellen Gehäuse vorhandenen Platz. Den Skalenzeiger biegen wir nach Bild 227 aus 1 mm dickem Aluminiumdraht. Er wird mit roter Nitrofarbe gestrichen und nach dem Trocknen an dem von Umlenkrolle zu Umlenkrolle verlaufenden Abschnitt des

Bild 228

Die dritte Variante unseres Baustein-Empfängers



Bild 229 (rechte Seite)
So sieht die letzte Ausführung unseres Baustein-Empfängers von innen aus



Seilzuges befestigt. Die Skale selber zeichnen wir wieder mit Tusche auf Zeichenkarton und kleben sie auf die Vorderseite der Skalenplatte. In das Gehäuse setzen wir eine Frontscheibe aus Plexiglas ein, die wir vorher an der Rückseite bis auf den Skalenausschnitt – im Mustergerät 80 mm × 200 mm – mit hellgrauer Nitrofarbe gestrichen haben. Wir müssen zwei- oder gar dreimal streichen, damit die Farbschicht kein Licht mehr hindurchläßt.

Zwei zwischen Frontplatte und Skalenplatte angeordnete Soffitten für 6,3 V/0,3 A dienen als Skalenbeleuchtung. Wir schließen sie über eine verdrehte Leitung an den Heizungsanschluß am NF-Verstärker an.

Die letzte Ausführung unseres Baustufenempfängers können wir in den Bildern 228 und 229 betrachten. Sicherlich vermitteln sie noch hier und da eine Anregung, wie diese oder jene Einzelheit gestaltet werden kann.

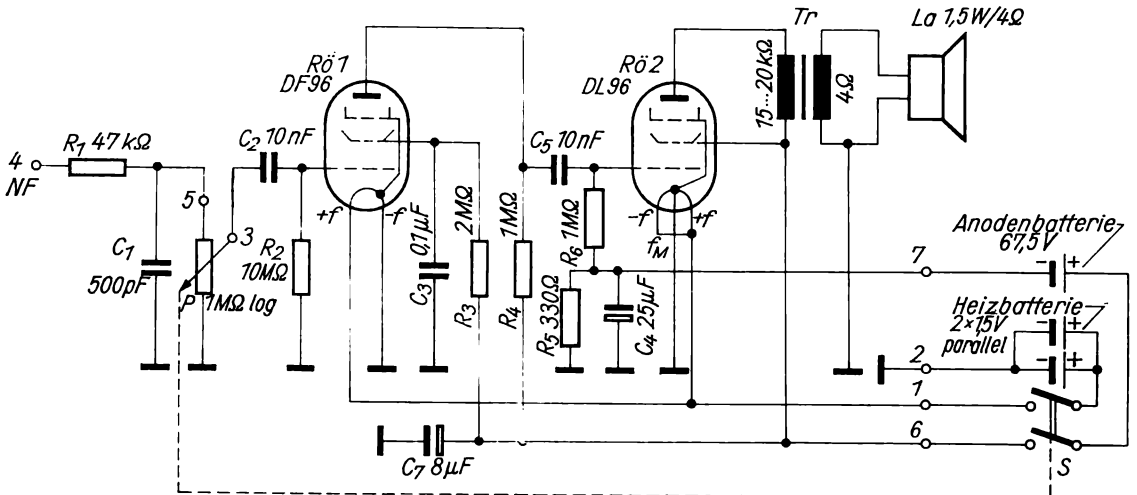
13. Ein Batterie-Empfänger macht uns unabhängig vom Netz

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.

Für den Bau schnurloser Röhrengeräte fertigt die Industrie direktgeheizte Batterieröhren. Sie benötigen eine Heizspannung von 1,4 V und Anodenspannungen zwischen 60 V und 80 V. Diese Spannungen können wir getrennten Batterien entnehmen: zwei parallel geschalteten Monozellen von 1,5 V (Heizzellen) und einer Anodenbatterie von 67,5 V. Beim Kauf der Batterien achten wir darauf, daß sie nicht schon fünf Monate in der Verkaufsstelle auf einen Abnehmer warten; ihre Lagerfrist ist beschränkt und wird vom Hersteller mit sechs Monaten angegeben.

Wie unseren Netz-Baukastenempfänger wollen wir auch das Batteriegerät nach dem Bausteinprinzip aufbauen. Wir beginnen wieder mit dem NF-Verstärker, dessen Schaltung im Bild 230 dargestellt ist. Da wir den Aufbau eines zweistufigen NF-Verstärkers bereits gut kennen, wollen wir nur auf einige röhrenbedingte Besonderheiten eingehen. Auffällig sind der 10-M Ω -Gitterableitwiderstand R₂ der Vorröhre DF 96 und die

Bild 230
Schaltbild des
NF-Verstärkers für
Batteriebetrieb

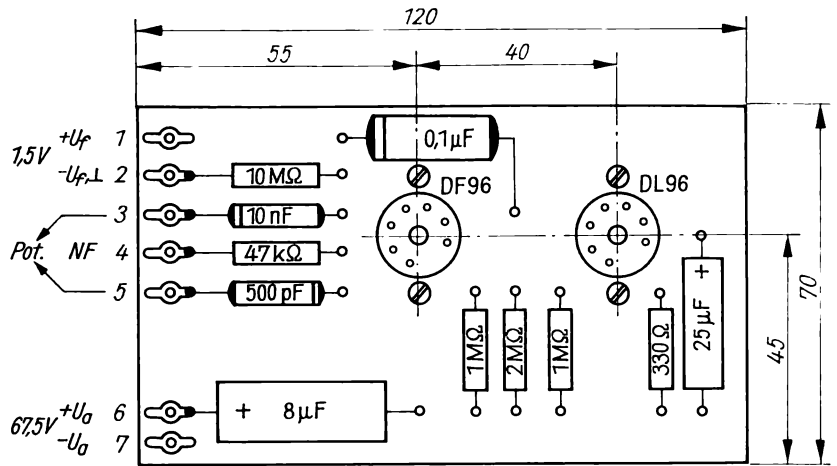


Kondensator-Widerstands-Kombination C_4R_5 zwischen Masse und Gitterwiderstand der Endröhre DL 96. Sowohl der Einzelwiderstand R_2 als auch die Kombination C_4R_5 dienen dem Erzeugen der erforderlichen Gittervorspannung. Da bei Batterieröhren die Katode unmittelbar mit dem Heizfaden verbunden ist, dürfen wir nicht wie üblich eine RC-Kombination in die Katodenleitung legen. Über den Katodenwiderstand würde dann auch der Heizstrom fließen und einen Spannungsabfall verursachen. Die Folge wäre, daß die Heizspannung erhöht werden müßte. In der Schaltung nach Bild 230 fließen die Elektronen vom Minuspol der Anodenbatterie über den Widerstand R_5 nach Masse und rufen einen Spannungsabfall mit positiver Polarität am masseseitigen Ende von R_5 hervor. Der Gitterwiderstand R_6 liegt also auf einem negativeren Potential als die mit Masse verbundene Katode der Endröhre. Die Höhe des Spannungsabfalls und damit die negative Gittervorspannung hängt vom Anodenstrombedarf des gesamten Gerätes ab. Von Seite 74 wissen wir, daß die Gittervorspannung konstant bleiben muß und sich nicht im Takt der zu verstärkenden Wechsellspannung ändern darf. Deshalb

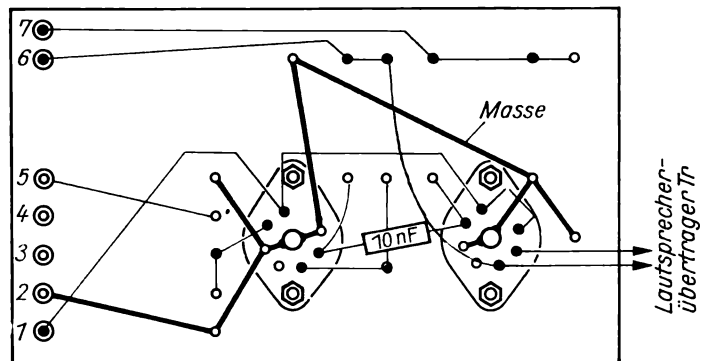
Bild 231
Zum Aufbau des
NF-Verstärkers:

a) Anordnung der
Bauelemente auf der
Montageplatte,

b) Verdrahtungsplan
(von unten gesehen)



a)



b)

schaffen wir für den Wechselstromanteil wieder eine Umleitung geringen Widerstandes durch den zu R_5 parallelgeschalteten Kondensator C_4 . Für das Entstehen einer negativen Vorspannung am hochohmigen Gitterwiderstand R_2 der DF 96 ist ein sehr geringer Strom verantwortlich, den wir bisher nicht beachtet haben: der *Anlaufstrom*. Noch bei Gitterspannungen bis -2 V gelangen die aus der Katode emittierten Elektronen teilweise bis zum Gitter und fließen über R_2 nach Masse ab. Der dadurch entstehende Strom beträgt etwa $0,1\ \mu\text{A}$. Nach $U = R \cdot I$ ergibt das einen Spannungsabfall von

$$U = 10\ \text{M}\Omega \cdot 0,1\ \mu\text{A} = 10 \cdot 10^6 \frac{\text{V}}{\text{A}} \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}\ \text{A} = 1\ \text{V},$$

um den das Gitter negativer als die auf Masse liegende Katode wird. Wir bauen den Verstärker ohne Potentiometer, Lautsprecherübertrager und Lautsprecher auf einer Montageplatte aus 3 mm dickem Pertinax auf. Die einzelnen Bauelemente ordnen wir auf der Oberseite der Platte an und verdrahten auf der Unterseite. Bild 231 zeigt einen Vorschlag, wie der Verstärker aufgebaut werden kann.

Zunächst wieder eine Audionschaltung...

Als ersten Empfänger verwenden wir wieder ein Audion nach Bild 232. Für einen tragbaren Kofferempfänger stehen nicht immer eine Hochantenne und eine gute Erdleitung zur Verfügung. Deshalb wickeln wir die Schwingkreisspule auf einen Ferritstab von 10 mm Durchmesser und 200 mm Länge. Bild 233 zeigt den Aufbau der *Ferritantenne*. Die drei Spulen wickeln wir gleichsinnig auf einen selbstgefertigten Spulenkörper aus verklebtem und schellackgetränktem Zeichenkarton. Er muß sich auf dem Ferritstab noch verschieben lassen, da dessen Permeabilität von der Mitte nach außen abnimmt und so der übliche Spulenabgleich

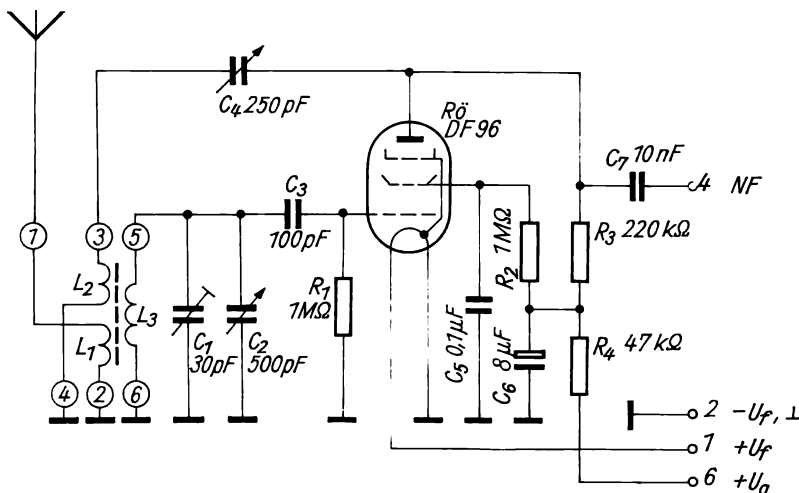
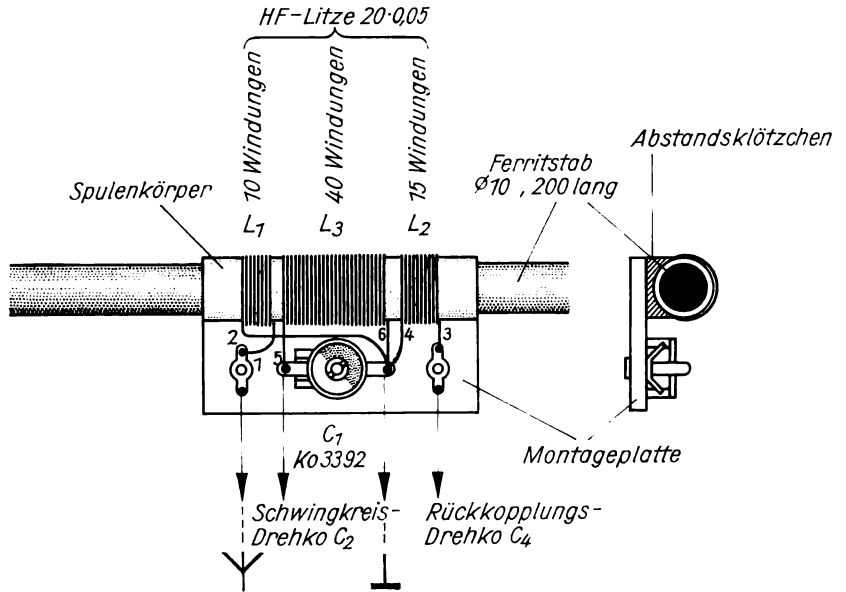


Bild 232
Schaltbild des Audions
für Batteriebetrieb

Bild 233
Aufbau der Ferrit-
antenne

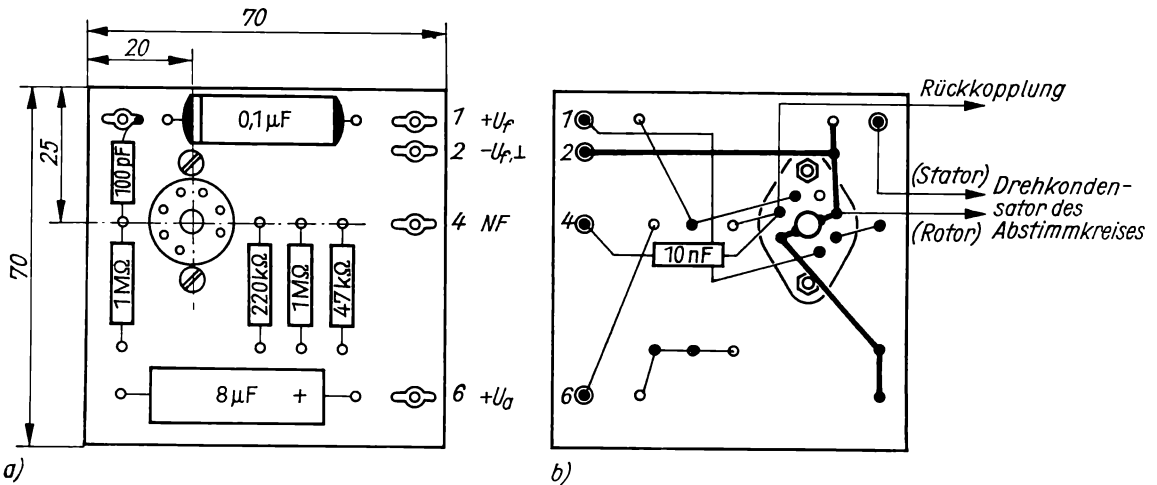


durchgeführt werden kann. Den bewickelten Spulenkörper kleben wir mit zwei Abstandsklötzchen aus Hartholz auf eine 55 mm × 30 mm große Pertinaxplatte. Den Trimmer und die beiden Lötösen haben wir schon vorher angebracht. Über die Spule L_1 kann induktiv eine Außenantenne angekoppelt werden.

Das Audion wird analog dem Verstärker auf einer Montageplatte nach Bild 234 aufgebaut. Die Ferritantenne, den Drehkondensator und den Rückkopplungskondensator befestigen wir nicht auf der Montageplatte, sondern im Gehäuse. Da wir später an Stelle des Audions einen Überlagerungsempfänger einbauen wollen, verwenden wir gleich einen kleinen Zweifach-Drehkondensator mit Feintrieb. Beim Audion bleibt ein Statorpaket frei.

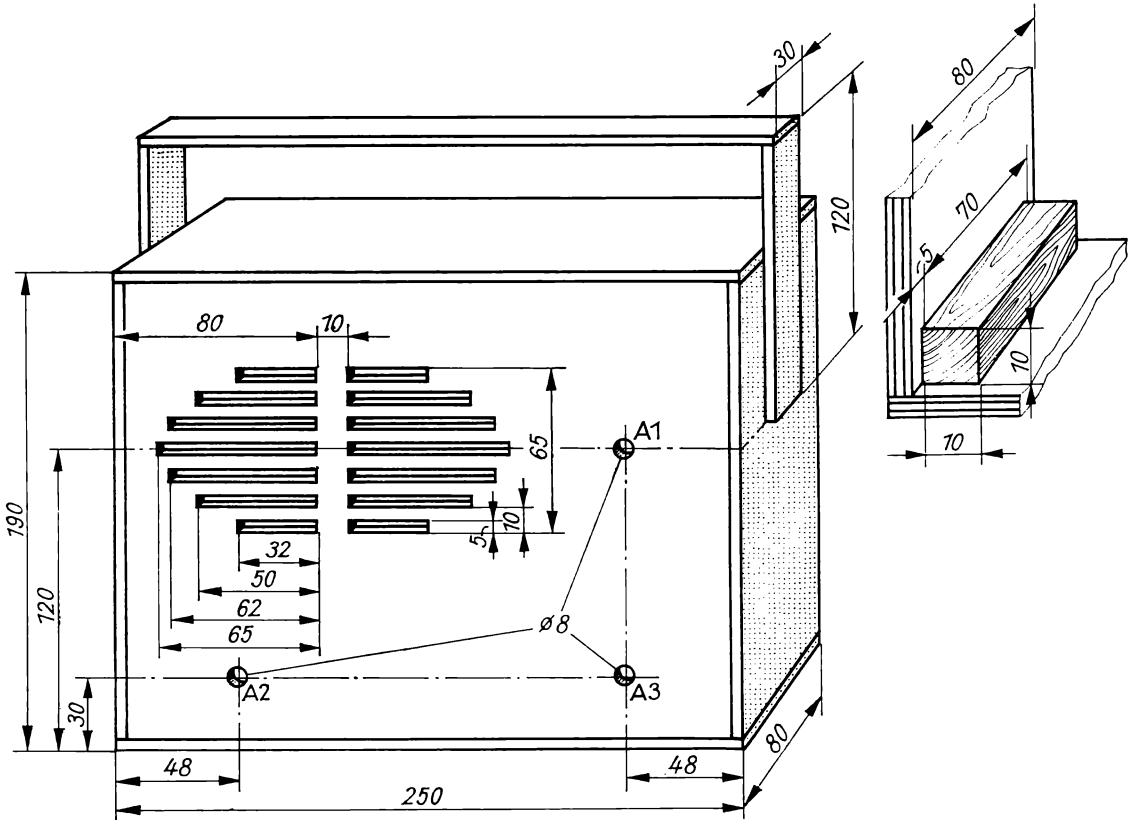
Bild 234
Zum Aufbau des
Audions:

- a) Anordnung der Bauelemente auf der Montageplatte,
- b) Verdrahtungsplan (von unten gesehen)



Das Gehäuse stellen wir aus 5 mm dickem Sperrholz her. Die wichtigsten Abmessungen sind im Bild 235 enthalten. Zunächst sägen wir die vier Rahmenbrettchen aus und verleimen sie; in jeden Winkel kleben wir ein Holzstück ein, damit der Gehäuserahmen stabil genug wird. Die Lautsprecherslitze in der Frontplatte sägen wir mit der Laubsäge aus und bohren auch gleich die Löcher für den Drehkondensator (A1), Potentiometer (A2) und Rückkopplungskondensator (A3).

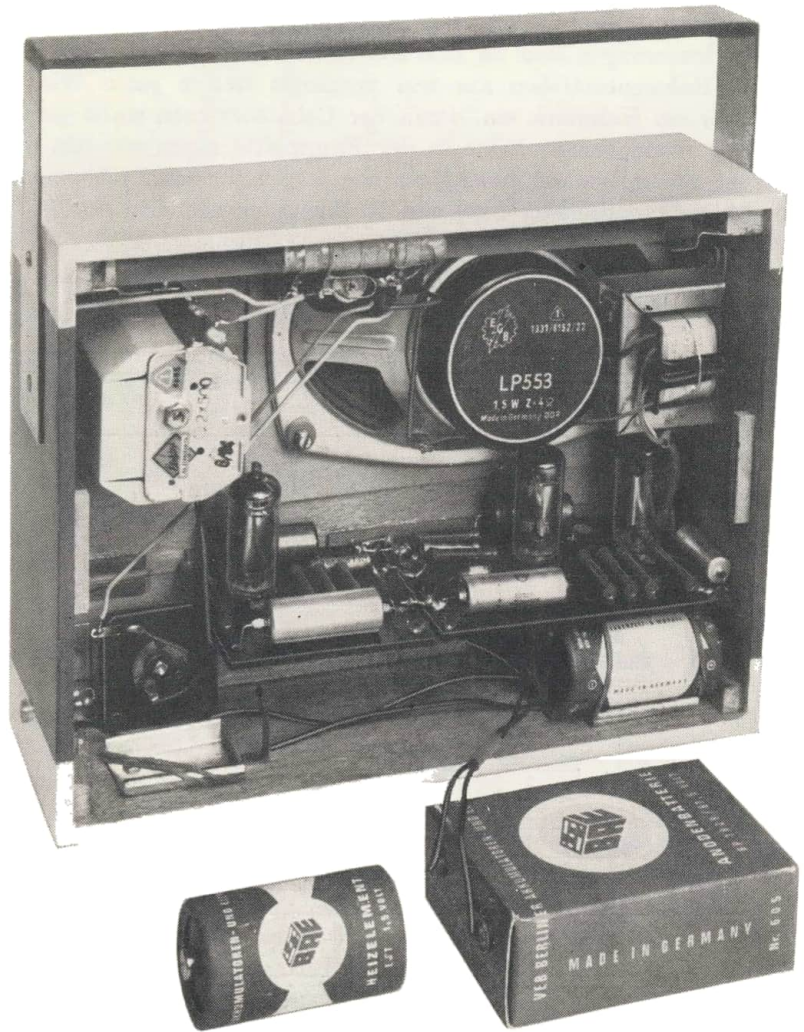
Bild 235
Das Gehäuse unseres Batterie-Empfängers, rechts die Rahmen-
verbindung



Dann leimen wir die Frontplatte in den Rahmen ein. Nach dem Trocknen werden sämtliche Kanten zunächst mit einer Feile, anschließend mit Schmirgelpapier sauber geglättet. Wie die Einzelteile im Gehäuse angeordnet werden, entnehmen wir Bild 236. Wir befestigen sie mittels Senkschrauben M3, die zunächst fest mit dem Gehäuse verschraubt werden. Mit einer zweiten Mutter M3 befestigen wir dann die Teile. Die erforderlichen Haltewinkel konstruieren wir selbständig.

Für den Anschluß der Anodenbatterie benötigen wir zwei Druckknöpfe. Dazu eignen sich vorzüglich die Kappen der Kohlestifte alter Batterien. Die Kappe einer 4,5-V-Flachbatterie verwenden wir für den Minuspol, die einer 1,5-V-Monozelle für den Pluspol. Die Kappe der Monozelle müssen wir etwas zusammendrücken. Wenn später unsere erste Anodenbatterie verbraucht ist, können wir auch die dort angebrachten Druck-

Bild 236
So ordnen wir die Bau-
elemente und Schal-
tungen im Gehäuse an



knöpfe abmontieren und für den Anschluß der neuen Batterie verwenden. Die beiden Heizzellen löten wir entweder direkt in die Schaltung ein, oder wir konstruieren zwei Klemmfassungen. Die Messingstreifen alter Flachbatterien eignen sich dafür gut als Federkontakte.

Das Batterie-Audion gleichen wir mit unserem Resonanz-Frequenzmesser ebenso wie unser Netz-Audion ab: bei 510 kHz durch Verschieben des Spulenkörpers auf dem Ferritstab, bei 1620 kHz durch Verdrehen des Trimmers. Nach erfolgreicher Funktionsprobe bauen wir sämtliche Teile wieder aus, lassen aber die Senkschrauben im Gehäuse. Mit Holzspachtel decken wir alle Schraubenköpfe ab und füllen damit auch alle Vertiefungen im Gehäuse aus. Nach 24stündiger Trocknungszeit schleifen wir mit feinem Schmirgelpapier das gesamte Gehäuse noch einmal ab. Dann streichen oder spritzen wir es ein- oder zweifarbig, ganz nach unserem persönlichen Geschmack.

Zum Antrieb des Drehkondensators benötigen wir ein Skalenrad. Den prinzipiellen Aufbau entnehmen wir Bild 196. Das Skalenrad selber sägen wir aus 4 mm dickem Plexiglas aus. Sein Durchmesser beträgt 80 mm. Der Drehknopf hat einen Durchmesser von 35 mm. Auf der Rückseite der Plexiglasscheibe ritzen wir als Zeiger einen Radius ein und füllen die Vertiefung mit schwarzer Tusche aus. Den Drehknopf streichen wir mit der zweiten Gehäusefarbe.

Mit dem Einbau des Lautsprechers beginnt die Endmontage. Wir kleben grobmaschig gewebten Dekorationsstoff auf eine etwa 3 mm dicke Pappscheibe, die etwas größer als der Lautsprecher ist und in die wir vorher mit der Laubsäge zwei der Lautsprechermembrane angepaßte Öffnungen analog Bild 88a gesägt haben. Die stoffüberzogene Pappe schieben wir so über die vier Schraubenbolzen im Gehäuse, daß der Stoff unmittelbar an der Gehäusewand anliegt. Auf die Pappscheibe folgt der Lautsprecher, der mit vier dicken Gummischeiben, Unterlegscheiben und Muttern M3 befestigt wird und die Pappe an das Gehäuse drückt. Die Gummilagerung verhindert ein unter Umständen sehr störendes Mitschwingen des Gehäuses.

An einer passenden Stelle schrauben wir eine Telefonbuchse für den Antennenanschluß ein. Dann bauen wir noch einen Traggriff aus Sperr-

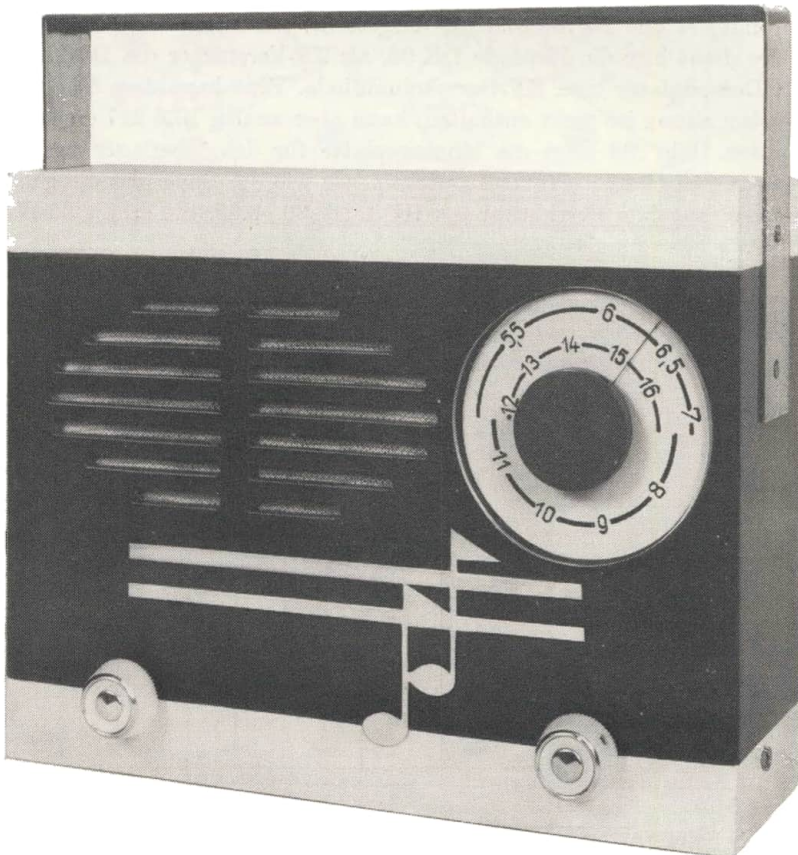


Bild 237
Unser Batterie-
Empfänger

holz oder Pertinax, streichen ihn ebenfalls an und verschrauben ihn mit dem Gehäuse. Nun können auch alle anderen Teile wieder eingebaut werden. Eine rasch herausnehmbare Rückwand mit einigen Schallaustrittsöffnungen schließt den Gehäuseaufbau ab. Zum Schluß kleben wir unter das Skalenrad eine in Frequenzen geeichte Skale aus Zeichenkarton.

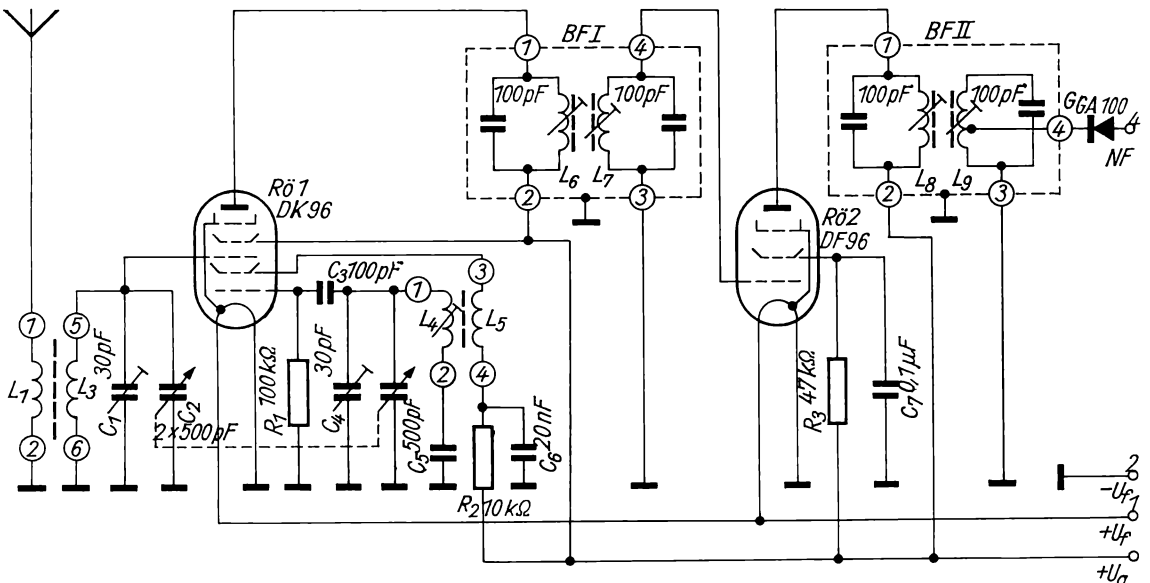
Wer Lust hat, entwirft für den etwas leeren Raum unterhalb der Lautsprecherschlitze eine die Breite betonende Figur, die sich mit der Laubsäge aus poliertem Alu-, Messing- oder Kupferblech aussägen läßt. Ein Anstrich mit farblosem Nitrolack verhindert ein Erblinden der polierten Oberfläche. Bild 237 zeigt unser fertiges Batteriegerät.

Vermutlich stellen wir bald fest, daß die Leistung unseres Kofferempfängers einige Wünsche offen läßt. Mit einer 2 bis 3 m langen Außenantenne können wir zwar noch etwas nachhelfen, Befriedigung wird uns aber erst ein Überlagerungsempfänger bringen.

... und dann ein Überlagerungsempfänger

Seine Schaltung entspricht im wesentlichen der des Netz-Baukastenempfängers und ist im Bild 238 dargestellt. Als Misch- und Oszillatorröhre dient hier die Heptode DK 96, als ZF-Verstärker die DF 96 und als Demodulator eine HF-Germaniumdiode. Eine besondere Schwundregelschaltung ist nicht enthalten, kann aber analog Bild 217 eingebaut werden. Bild 239 zeigt die Montageplatte für den Überlagerungsempfänger. Die Oszillatorspule L_4 wickeln wir wie die Spule des Eingangskreises (auf dem Ferritstab) aus HF-Litze 20 · 0,05. Sie erhält 85 Win-

Bild 238
Schaltbild des 6-Kreis-
Überlagerungs-
empfängers für
Batteriebetrieb



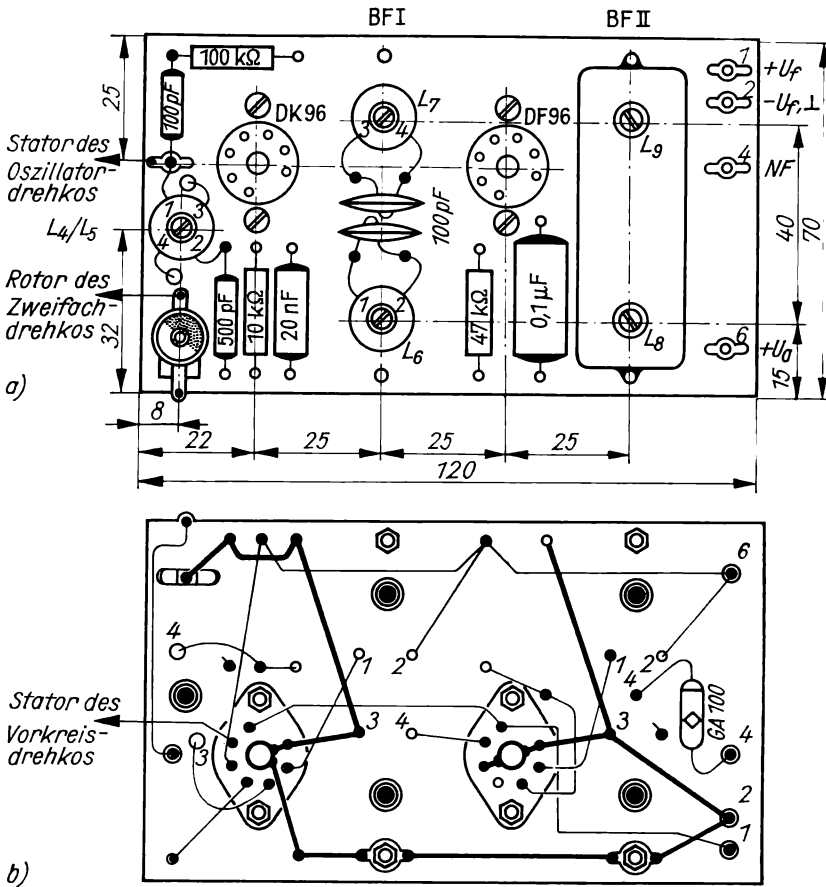


Bild 239
 Zum Aufbau des Überlagerungs-empfängers:
 a) Anordnung der Bauelemente auf der Montageplatte,
 b) Verdrahtungsplan (von unten gesehen)

dungen, die gerade in die mittlere und die untere Kammer unseres Standardspulenkörpers passen. Die Rückkopplungsspule kommt in die obere Kammer und erhält 35 Windungen aus 0,2 CuL. Die vier Bandfilterspulen gleichen genau denen, die wir für unseren ersten Super selber

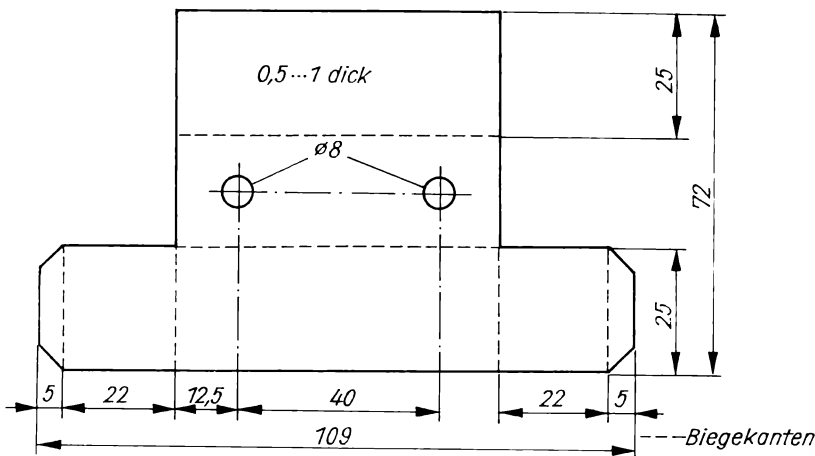
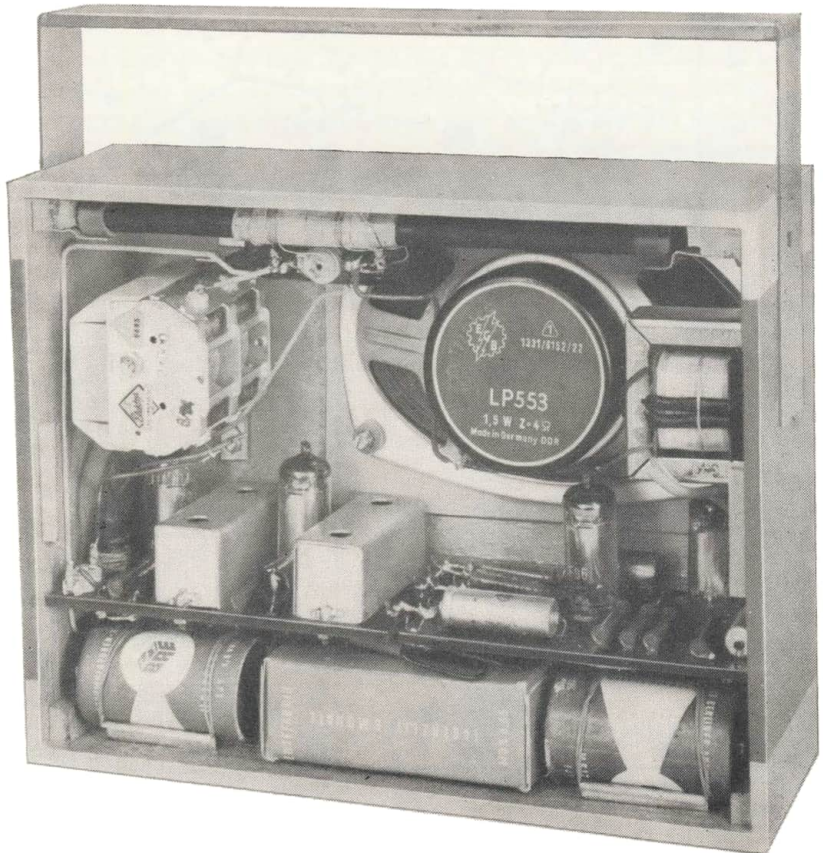


Bild 240
 Der Rohling für die Bandfilterkappen

gewickelt haben. Die Abschirmkappen fertigen wir aus 0,5 bis 1 mm dickem Aluminiumblech (vgl. Bild 240). Nach dem Biegen vernieten wir die Kappen mit je zwei Aluminiumnieten, setzen am unteren Rand der Schmalseiten Lötösen ein und löten je einen Schraubenbolzen M3 an. Damit können wir die Kappen auf der Montageplatte anschrauben. Der Einbau des Überlagerungsempfängers macht nicht viel Schwierigkeiten. Wir löten das Audion am NF-Verstärker und am Drehkondensator ab und die neue Schaltung dafür ein. Zunächst gleichen wir in der bekannten Art den ZF-Verstärker auf 470 kHz ab, dann den Oszillatorkreis. Wir koppeln die modulierte HF unseres Resonanz-Frequenzmessers auf die Ferritantenne und stellen bei 510 kHz mit der Oszillatortrimmer und bei 1620 kHz mit dem Oszillatortrimmer auf Lautstärkemaximum ein. Das wiederholen wir einige Male und beenden den Abgleich am Trimmer. Zum Schluß gleichen wir den Eingangskreis ab. Bei 600 kHz suchen wir die größte Lautstärke durch Verschieben der Spule, bei 1300 kHz durch Verdrehen des Trimmers an der Ferritantenne. Größere Änderungen des Eingangskreises dürften nicht mehr erforderlich sein, da er ja bereits für das Audion abgeglichen war. Bild 241 zeigt uns den fertigen Batterie-Überlagerungsempfänger. Da eine Frontplattenöffnung durch den Wegfall des Rückkopplungsdrehkondensators frei geworden ist, set-

Bild 241
So sieht unser
Batteriesuper von
innen aus



zen wir ein Potentiometer von $100\text{ k}\Omega$ zur Klangregelung ein. Ein Ende verbinden wir mit Masse, die Mitte über einen Kondensator von $0,01\text{ }\mu\text{F}$ und ein abgeschirmtes Kabel mit der Anode der Endröhre DL 96.

An diesem kleinen Kofferempfänger werden wir sicherlich Freude haben. In der Trennschärfe steht er unserem ersten Überlagerungsempfänger um nichts nach, im Gegenteil. Durch die *Richtwirkung* der Ferritantenne können teilweise auch noch Sender getrennt werden, die in unserem großen Radio zusammen einfallen.

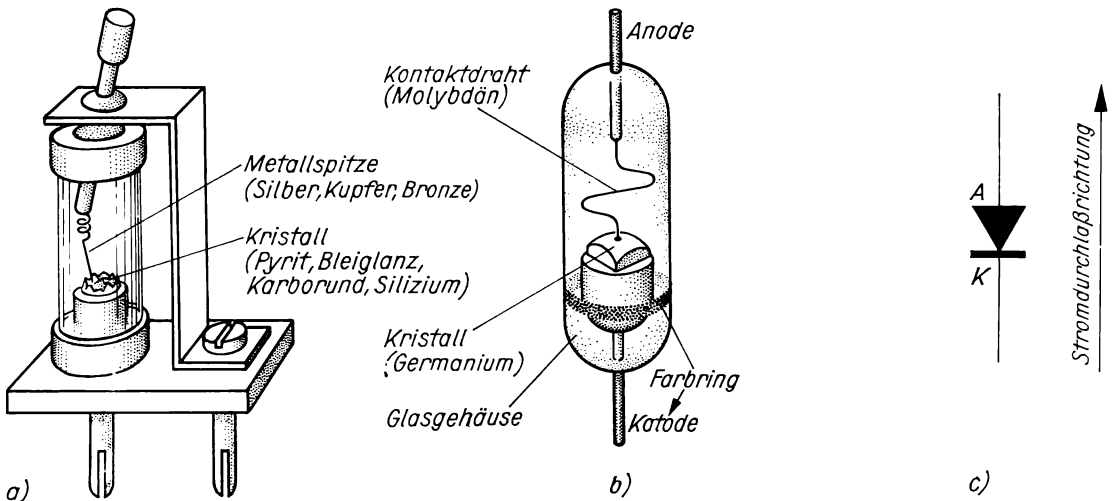
Ein Wort noch zu den Heizbatterien: Wir verwenden auf keinen Fall normale Monozellen, sondern nur die besonders gekennzeichneten *Heizzellen*. Sobald nämlich die Heizspannung unter $1,3\text{ V}$ sinkt, bereiten sowohl die Rückkopplung des Audions als auch das Schwingen des Oszillators besonders am langwelligen Ende des Mittelwellenbereiches einige Schwierigkeiten. Deshalb messen wir öfters die Batteriespannungen.

14. 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 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, denn die weitaus empfindlicheren und empfangssicheren Anoden- und Gittergleichrichter waren dem Urahn aus Bleiglanz haushoch überlegen. 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 242 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 Detektors berührt uns heute nicht mehr.

Wir haben solche Halbleiter-Gleichrichter im Diodenempfänger, in den

Bild 242
 Detektor und
 Germaniumdiode:
 a) Kristall-Detektor,
 b) Germanium-
 Spitzendiode,
 c) Schaltzeichen der
 Diode



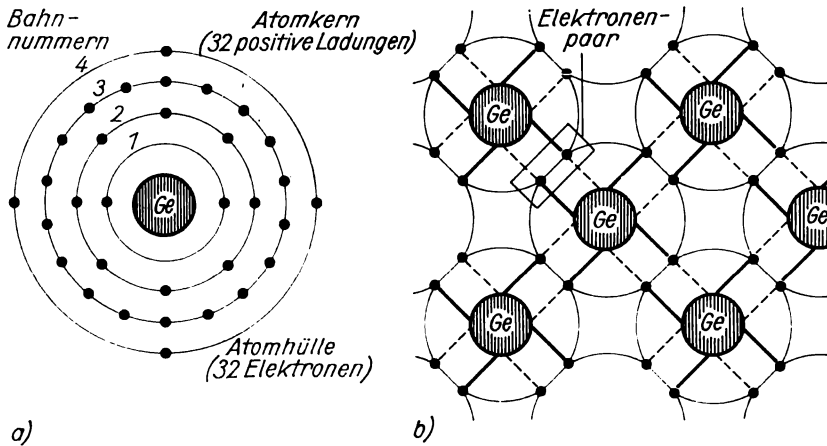


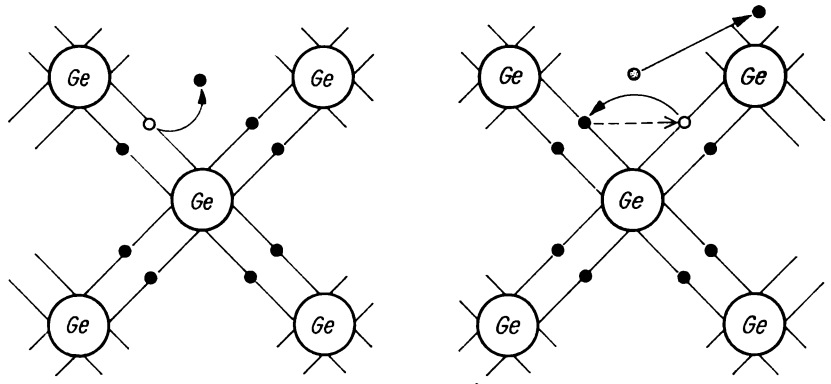
Bild 243
Zur Struktur von Germanium:
a) Aufbau eines Germaniumatoms,
b) Elektronenpaar-Bindung der Germaniumatome

beiden Überlagerungsempfängern und auch schon in unserem Stromversorgungsgerät eingesetzt. Über die Funktion, die sie erfüllen sollen, sind wir ebenfalls unterrichtet, aber über das „wie“ haben wir uns bisher wenig Gedanken gemacht. Beschäftigen wir uns deshalb etwas näher mit dem *Leitungsmechanismus der Halbleiter!* Sicherlich erinnern wir uns noch, wie ein Atom aufgebaut ist. Dieses Bauprinzip finden wir bei allen chemischen Grundstoffen wieder, auch beim Germaniumkristall unserer Diode. Hier umkreisen 32 Elektronen den Atomkern. Bild 243a veranschaulicht, wie sie um den Kern angeordnet sind. Die einzelnen negativen Ladungsträger bewegen sich auf genau festliegenden Bahnen, die sie nicht ohne weiteres verlassen können. Wie sich auf einer Straße aber nur eine begrenzte Anzahl von Kraftfahrzeugen bewegen kann, ist auch der Aufnahmefähigkeit einer Elektronenbahn eine Grenze gesetzt. Zwischen der Bahnnummer n (vom Kern nach außen gezählt) und der Elektronenanzahl a besteht der Zusammenhang $a = 2 \cdot n^2$. Demnach passen auf die erste Bahn $a_1 = 2 \cdot 1^2 = 2$ Elektronen, auf die zweite $a_2 = 2 \cdot 2^2 = 2 \cdot 4 = 8$, auf die dritte $a_3 = 2 \cdot 3^2 = 18$ und auf die vierte $a_4 = 2 \cdot 4^2 = 32$ Elektronen. Die ersten drei Bahnen des Germaniumatoms sind voll besetzt, auf der vierten haben allerdings noch 28 Platz.

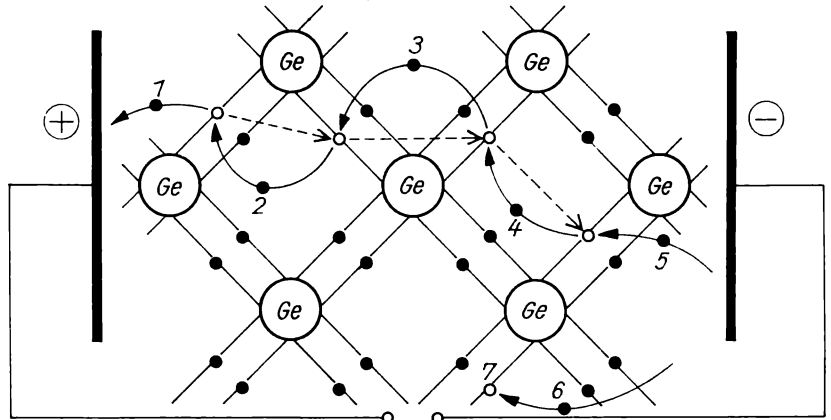
Das Stückchen Germanium in unserer Diode besteht aus einer kaum vorstellbaren Zahl solcher Atome, die zu einem festen Block zusammengefügt sind. Jedes Germaniumatom ist bestrebt, auf seiner äußeren Bahn acht Elektronen zu haben. Dieser Zustand ist besonders stabil und wird als „Edelgaskonfiguration“ bezeichnet. Dieses Fremdwort besagt, daß die Außenelektronen so wie bei den Edelgasen gruppiert sind. Germanium erreicht die Edelgasgestalt dadurch, daß sich 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 Außenbahnen aller Atome mit vier eigenen und vier „geborgten“ Elektronen besetzt (Bild 243 b). Die einzelnen Atome sind nicht nur in einer Ebene, sondern gleichmäßig im Raum verteilt.

Im ungestörten Zustand sind alle Außenelektronen gebunden. Ein derartig aufgebautes Material wirkt als Isolator, da keine frei beweglichen Ladungsträger vorhanden sind. Jedoch stört schon eine geringe Energiezufuhr, beispielsweise Wärme, den Gitteraufbau. Bereits bei Zimmertemperatur zerfallen einige Elektronenpaare, so daß nun freie Elektronen für die Elektrizitätsleitung vorhanden sind. Im Bild 244a hat ein Elektron seinen ursprünglichen Platz verlassen. Wir wollen diese Stelle zunächst als *Fehlstelle* – weil ein Elektron fehlt – bezeichnen. Bild 244b zeigt den Gitteraufbau einige Augenblicke später. In die Fehlstelle ist ein anderes Elektron gewandert und hat dabei selber eine neue Fehlstelle 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, gewandert. Dieser Gedanke ist für das weitere Verständnis der Leitungsvorgänge in einem Halbleiter von großer Wichtigkeit. Wir sind gezwungen, die Fehlstelle als einen neuen Ladungsträger aufzufassen. Ein Atom ist nach außen elektrisch neutral, das heißt, die Anzahl der negativen Teilchen, der Elektronen, stimmt mit der Anzahl

Bild 244
 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 positiven Kernladungen überein. Wenn nun ein Elektron abwandert, fehlt am elektrischen Gleichgewicht eine negative Ladung. Das Germaniumatom hat zwar noch 32 positive Ladungen im Kern, aber nur noch 31 Elektronen. Dieses neue Gebilde ist nach außen einwertig positiv geladen. Wir dürfen uns die positive Ladung in der Fehlstelle sitzend denken und sie als *positives Loch* bezeichnen.

Die Leitungsvorgänge in Halbleitern

In einem Halbleiter spielen zwei Leitungsvorgänge 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 244c 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. Wenn ein freies Leitungselektron (6) auf ein Loch (7) trifft, hört die weitere Ladungsbewegung und damit der Stromfluß auf. Man bezeichnet diesen Vorgang als *Rekombination*.

Soll die Leitfähigkeit eines Halbleiters ohne Temperaturerhöhung vergrößert werden, müssen mehr freie Ladungsträger vorhanden sein. Das erreicht man dadurch, daß in das Germaniumgitter Fremdatome mit drei oder fünf Außenelektronen eingebaut werden. Bild 245a zeigt eine Gitterstruktur mit Antimon (Sb) als Fremdatom. Es hat fünf Elektronen auf seiner äußeren Bahn, von denen nur vier zur Paarbildung benötigt werden. Das fünfte ist überflüssig und steht als Leitungselektron zur Verfügung. Auf ein Fremdatom kommen zwischen 10^3 und 10^7 Germaniumatome. Da für die Elektrizitätsleitung Elektronen, also negative

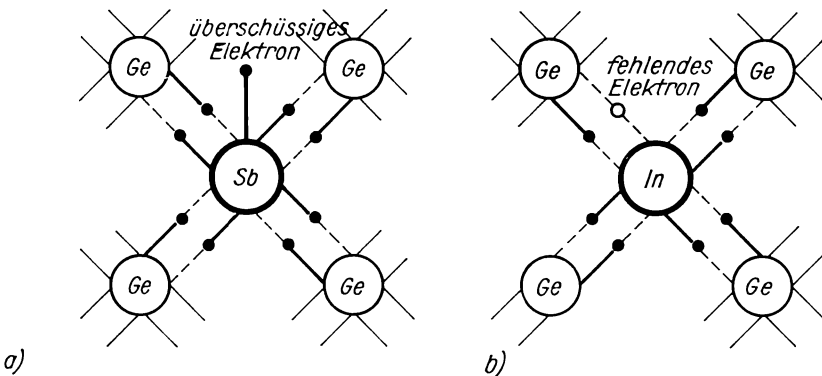
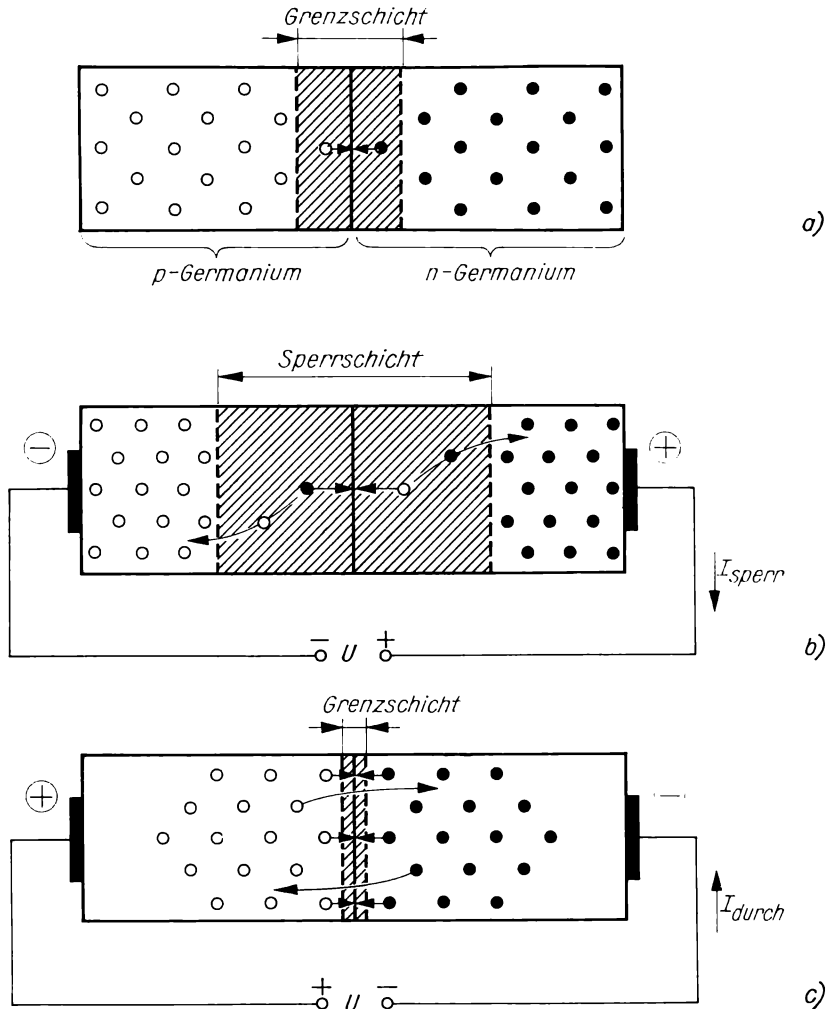


Bild 245
Störstellen im Germanium:
a) Antimon im Germaniumgitter (n-Germanium),
b) Indium im Germaniumgitter (p-Germanium)

Ladungsträger vorhanden sind, wird dieser Halbleiter als *n-Typ* (n: negativ) bezeichnet. Neben der Eigenleitung bestimmen vor allem die überschüssigen Elektronen den Leitungsmechanismus (Elektronen-Über-schußleitung, *n-Leitung*).

Ebenso können auch Fremdatome mit drei Außenelektronen in das Gitter eingebaut werden. Im Bild 245 b ist an Stelle eines Germaniumatoms ein Indium-(In-)Atom vorhanden. Zum störungsfreien Aufbau fehlt ein Elektron. Hier wird die Elektrizitätsleitung vorwiegend von den positiven Löchern übernommen (Elektronen-Mangel-Leitung, *p-Leitung*), der entsprechende Halbleiter ist vom *p-Typ* (p: positiv). Werden beide Leitungstypen miteinander verbunden, so bildet sich eine ladungsträgerarme *Grenzschicht* an der Berührungsstelle. Aus dem p-Gebiet wandern Löcher an die Berührungsstelle, aus dem n-Gebiet Elektronen.

Bild 246
Ventilwirkung eines
p-n-Übergangs:
a) Ladungsträgerarme
Grenzschicht am
p-n-Übergang,
b) p-n-Übergang in
Sperrichtung
geschaltet,
c) p-n-Übergang in
Durchlaßrichtung
geschaltet



der Grenzschicht, und damit ist kein freier Ladungsträger mehr vorhanden. Dieser Zustand ist im Bild 246 a dargestellt.

Legen wir nun an das p-Gebiet den negativen, an das n-Gebiet den positiven Pol einer Spannungsquelle, so wandern die Löcher in Richtung Minuspol, die Elektronen zum Pluspol. Das Ergebnis ist ein Verbreitern der Grenzschicht, die nun als *Sperrschicht* wirkt (vgl. Bild 246 b). Der im äußeren Kreis fließende Strom – der *Sperrstrom* – ist sehr klein. Er wird durch die ständig wirksame Eigenleitung hervorgerufen und ist daher nahezu unabhängig von der anliegenden Spannung.

Im umgekehrten Fall liegt der Pluspol am p-Gebiet, der Minuspol am n-Gebiet. Beide Ladungsträgerarten wandern unter dem Einfluß des elektrischen Feldes in Richtung Berührungsstelle und neutralisieren sich mit der entgegengesetzten Ladungsträgerart. Die Grenzschicht wird sehr dünn und verliert ihre sperrende Wirkung. Eine ganze Reihe von Elektronen gelangt durch die Grenzschicht – ohne auf positive Löcher zu treffen – in das p-Gebiet, ebenso auch positive Löcher in das n-Gebiet (Bild 246 c). Im äußeren Kreis fließt ein sehr starker, von der anliegenden Spannung abhängiger Strom – der *Durchlaßstrom*.

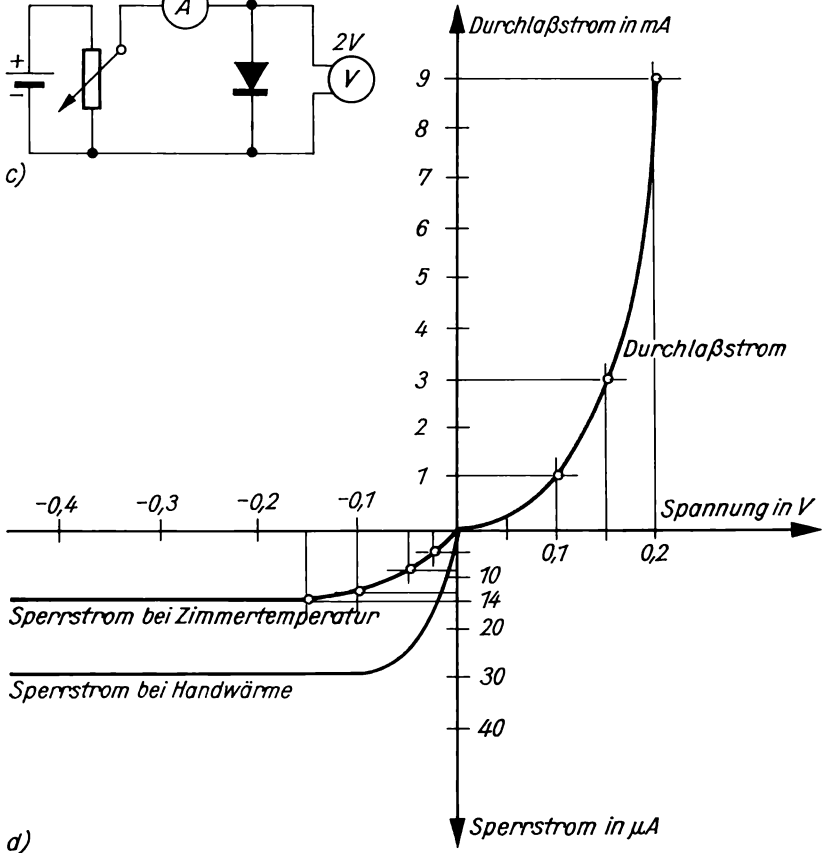
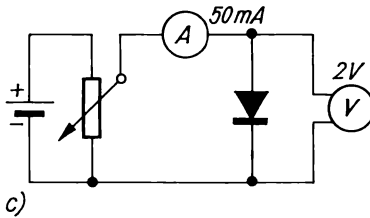
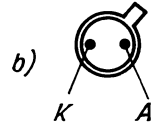
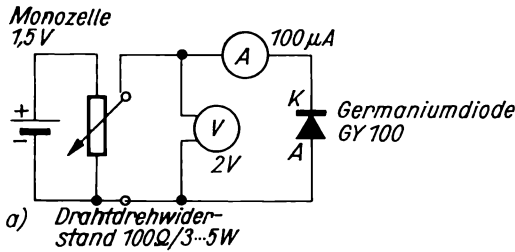
Wir nehmen die Kennlinien eines Germanium-Gleichrichters auf

Die Kombination von p-Germanium und n-Germanium ist für das Zustandekommen der Ventilwirkung verantwortlich. Nach Bild 247 bauen wir einen Versuch auf, mit dessen Hilfe wir den Sperrstrom in Abhängigkeit von der anliegenden Spannung messen. 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 Draht-Drehwiderstand von etwa 100 Ω für eine Belastbarkeit von 3 bis 5 W. Der spezielle Diodentyp spielt keine Rolle; wir achten jedoch darauf, daß weder der maximale Durchlaßstrom noch die maximale Sperrspannung während der Versuche überschritten werden. 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 0,025 V zeigt der Strommesser zum Beispiel 5 μA , bei 0,05 V 9 μA , bei 0,1 V 13 μA und ab 0,15 bis 1,5 V 14 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 Halbleitern in noch stärkerem Maße exemplarabhängig als die elektrischen Daten einer Glimmlampe (vgl. Seite 98). Wir dürfen uns daher nicht wundern, wenn unser gemessener Einzelwert um das Zehnfache vom angegebenen Wert des Autors abweicht. Entscheidend sind hier nicht die einzelnen Meßwerte, sondern das Verhältnis aller Meßwerte; nicht bestimmten Zahlen wollen wir nachspüren, sondern der Gesetzmäßigkeit. Das berücksichtigen wir bei all den fol-

Bild 247
Wir nehmen die Kennlinie einer Germaniumdiode auf:

- a) Schaltung zur Aufnahme der Sperrkennlinie, b) Anschlußschema der Diode GY 100, c) Schaltung zur Aufnahme der Durchlaßkennlinie, d) Kennlinie einer Germaniumdiode



genden Versuchen mit Dioden und Transistoren. Die in diesem Buch angegebenen Werte sind nur ein Beispiel, das nicht einmal dem Durchschnitt entsprechen muß.

Als nächstes wollen wir feststellen, wie sich ein geringfügiges Erwärmen des Halbleiter-Bauelementes 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 14 μ A auf 30 μ A! Infolge der Temperaturerhöhung des Halbleitermaterials müssen zusätzlich Elektronenpaarbindungen gesprengt worden sein, so daß die Eigenleitung durch neue

Ladungsträger größer geworden ist. Auf diese starke Temperaturabhängigkeit des Sperrstromes an einem pn-Übergang werden wir noch einmal zurückkommen. Sobald sich wieder ein Strom von $14 \mu\text{A}$ eingestellt hat, nehmen wir die Wertepaare für die Durchlaßkennlinie auf. Bild 247c gibt den entsprechenden Versuchsaufbau wieder. Bei $0,1 \text{ V}$ messen wir jetzt 1 mA , bei $0,15 \text{ V}$ 3 mA und bei $0,2 \text{ V}$ 9 mA . Die Kennlinie unserer Germaniumdiode erhalten wir, indem sämtliche ermittelten Wertepaare in ein Strom-Spannungsdiagramm nach Bild 247d übertragen werden. I_d und I_{sp} sind nicht im gleichen Maßstab eingetragen, da sonst die Sperrstromkurve mit der Spannungsachse nahezu zusammenfiel. Wir erkennen, daß eine Halbleiterdiode den Strom niemals restlos sperren kann, wie dies etwa die Vakuumdiode (EZ 80, Bild 62) vermag, und daß der Durchlaßstrom nicht in dem gleichen Verhältnis wie die anliegende Spannung wächst.

Die im Bild 242b 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 p-n-Übergangs vergrößert werden. Den prinzipiellen Aufbau einer derartigen *Flächendiode* zeigt Bild 248. Anstelle des einfachen Drahtes ist hier in den Germaniumkristall eine Indiumperle eingeschmolzen. Durch den Überschuß an Indiumatomen mit drei Außenelektronen 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 100 ist bereits eine kleine Flächendiode für einen Durchlaßstrom von $0,1 \text{ A}$. Für den nächst größeren Typ beträgt der Durchlaßstrom 1 A . Zur Wärmeabfuhr sind hier Kühlbleche erforderlich. Derartige Flächendioden haben wir auch schon verwendet, und zwar bilden 4 Stück GY 112 den Graetz-

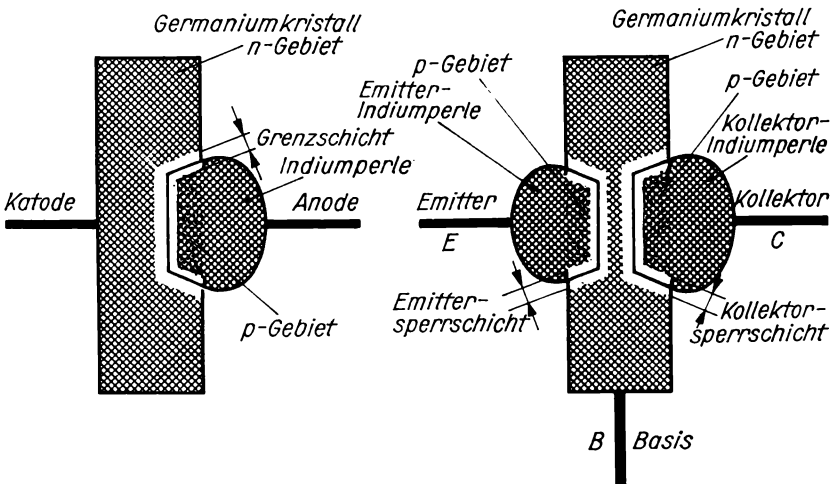


Bild 248
Prinzip der Flächendiode (links) und Prinzip des Flächentransistors (rechts)

Gleichrichter im Niederspannungsteil unseres Stromversorgungsgerätes. Tafel 14 auf Seite 370 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 luftdicht in Glasgehäuse eingeschmolzen oder in Metallgehäusen luftdicht untergebracht.

Analog der Flächendiode ist der *Flächentransistor* aufgebaut. Sein Prinzip entnehmen wir Bild 248. 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. Schauen wir uns nun die Leitungsvorgänge in einem derartigen *pn_p-Transistor* an. Zwischen der p-leitenden *Emittierelektrode* und der p-leitenden *Kollektorzone* sei eine Spannungsquelle U_{CE} angeschlossen. Liegt der Pluspol am Kollektor, drängen sich die positiven Löcher des Kollektor-p-Gebietes an die Grenzschicht zwischen Kollektor und Basis, während die Löcher im Emitter von der Grenzschicht wegwandern. Im Idealfall dürfte kein Strom fließen. Wir können den Kollektor-Basisübergang und den Basis-Emitterübergang als zwei mit den Katoden gegeneinander geschaltete Dioden auffassen. Durch eine solche Anordnung vermag in keiner Richtung ein Gleichstrom zu fließen, also auch dann nicht, wenn der Pluspol von U_{CE} am Emitter liegt. Wir wissen aber, daß eine Halbleiterdiode auch in Sperrichtung auf Grund der Eigenleitung einen geringen Sperrstrom hindurchläßt. Das gleiche gilt natürlich für den Transistor. Der Sperrstrom zwischen Emitter und Kollektor wird hier als *Kollektor-Reststrom* I_{CEO} (lies I-C-E-Null) bezeichnet und ist eine wichtige Kenngröße des Transistors. Für unsere weiteren Betrachtungen wollen wir diesen Strom zunächst vernachlässigen.

Der Transistor ist ein Verstärkerelement

Im Bild 249 liegt zwischen Emitter und Kollektor die Spannung U_{CE} mit positiver Polarität am Emitter. Es kann kein Strom fließen. Nun legen wir zusätzlich eine zweite Spannungsquelle U_{EB} zwischen Emitter und Basis, und zwar so, daß ebenfalls der Pluspol am Emitter liegt. Emitter und Basis bilden einen pn-Übergang, wie er im Bild 246c dargestellt ist. Wir haben die Emitter-Basis-Diode in Durchlaßrichtung gepolt. Die wenigen Elektronen der sehr dünnen Basiszone wandern in Richtung Übergangsstelle zum Emitter und neutralisieren sich in der jetzt durchlässigen Grenzschicht zwischen Basis und Emitter. Die Anzahl der freien positiven Ladungsträger im Emitter ist jedoch sehr viel größer als die Anzahl der Basiselektronen, so daß nur ein geringer Prozentsatz neutralisiert werden kann. Sehr viele Löcher wandern in die Basiszone.

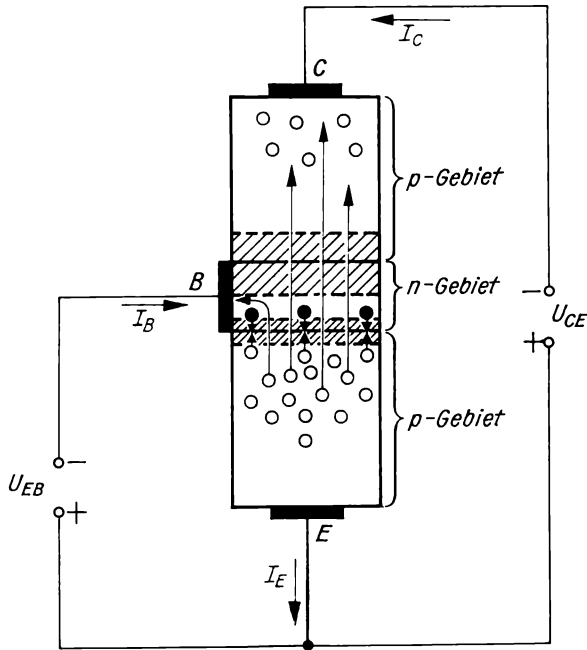


Bild 249
Leitungsvorgänge in
einem p-n-p-Transistor

Ein Teil davon wird vom negativen Pol der Spannungsquelle U_{EB} abgesaugt und bildet den *Basisstrom* I_B . Da die Basiszone sehr dünn ist, gelangt aber auch ein Teil der Emittierlöcher in die Grenzschicht zwischen Basis und Kollektor und wird vom negativen Pol der Kollektorspannungsquelle U_{CE} eingefangen. Demzufolge fließt auch ein *Kollektorstrom* I_C . Er wird um so größer werden, je stärker der Basisstrom wird.

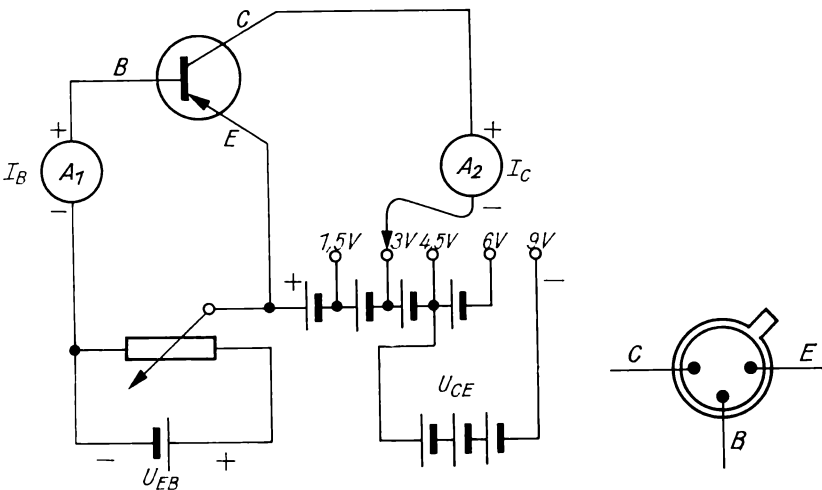


Bild 250
Schaltung zur Aufnahme der Kennlinie
eines Transistors
(rechts das Anschluß-
schema des Transistors
GC 123)

Wir können also in einem Transistor mit dem Basisstrom den Kollektorstrom steuern.

Überzeugen wir uns wieder selber davon an Hand weiterer Experimente! Den Versuchsaufbau entnehmen wir Bild 250. Als Basisspannungsquelle U_{EB} verwenden wir unsere Monozelle mit dem Drahtpotentiometer von $100\ \Omega/3\ W$. Für die Kollektorspannung U_{CE} brauchen wir 4 Monozellen und eine Flachbatterie. An den in Reihe geschalteten Monozellen können wir die Spannungen 1,5 V; 3 V; 4,5 V und 6 V abgreifen. Die Flachbatterie schalten wir in Reihe mit den ersten 3 Monozellen, so daß wir eine größte Kollektorspannung von 9 V zur Verfügung haben. Welchen speziellen Transistor wir verwenden, ist nebensächlich. Für die folgenden Experimente wurde ein GC 123 mit einer maximalen *Kollektorverlustleistung* von $P_{\max} = 120\ mW$ eingesetzt. 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 Germaniumkristall des Transistors in Wärme umgesetzt. Ist diese entstehende Wärme zu groß, so kann das Kristallgitter und somit der Transistor zerstört werden.

Wir nehmen das Kennlinienfeld eines Transistors auf

Vorläufig schließen wir die Basisspannungsquelle noch nicht an. Wir können sie bereits in den Versuchsaufbau einbeziehen, lassen aber den Basisanschluß offen. Wir wollen als erstes den Kollektorreststrom I_{CEO} in Abhängigkeit von der Kollektorspannung U_{CE} messen. Bei 1,5 V zeigt der Strommesser A_2 – zum Beispiel – $42\ \mu A$, bei 3 V $45\ \mu A$, bei 4,5 V $47\ \mu A$ und bei 9 V $55\ \mu A$ an. Wir erinnern uns, daß der Sperrstrom einer Diode sehr stark von der Temperatur des Halbleiters 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. Genau wie in unserem Versuch mit der Diode steigt der Strom innerhalb kurzer Zeit stark an. Wir lesen am Strommesser A_2 beispielsweise $105\ \mu A$ ab. Bei $U_{CE} = 1,5\ V$ geht der Reststrom auf $90\ \mu A$ zurück. Wir sehen, daß auch der Reststrom I_{CEO} eines Transistors sehr stark temperaturabhängig ist.

Bevor wir den nächsten Versuch durchführen, zeichnen wir ein Diagramm, 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 40 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 einzzeichnen zu können. Bei 9 V darf der Kollektorstrom für $P_{\max} = 120\ mW$ höchstens

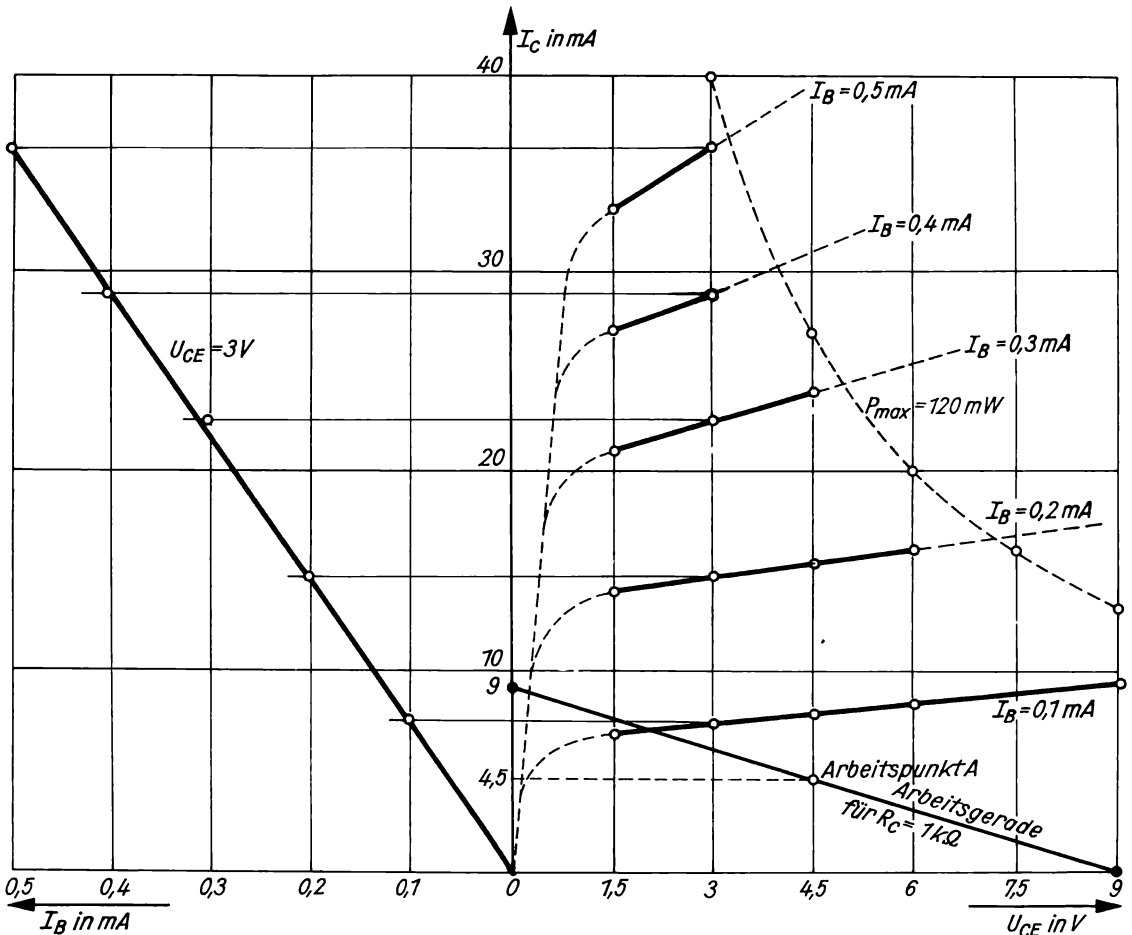
$$I_C = \frac{P_{\max}}{U_{CE}} = \frac{0,12 \text{ W}}{9 \text{ V}} = 13,3 \text{ mA}; \quad \text{bei } 6 \text{ V } 20 \text{ mA}; \quad \text{bei } 4,5 \text{ V } 26,6 \text{ mA}$$

und bei 3 V 40 mA betragen. Wir achten darauf, daß die maximale Verlustleistung nicht überschritten wird!

Als nächstes wollen wir ermitteln, wie der Kollektorstrom I_C bei jeweils konstantem Basisstrom I_B von der Kollektorspannung U_{CE} abhängt. Wir schließen die Basis an die Spannungsquelle U_{EB} an und legen an den Kollektor 1,5 V. Dann stellen wir einen Basisstrom $I_B = 0,1 \text{ mA}$ ein. Der Kollektorstrom beträgt jetzt 7 mA. Bei $U_{CE} = 3 \text{ V}$ lesen wir 7,5; bei 4,5 V 8; bei 6 V 8,5 und bei 9 V schließlich 9,5 mA ab. Bei jeder Änderung von U_{CE} kontrollieren wir, ob der Basisstrom noch unverändert 0,1 mA beträgt. Unter Umständen müssen wir etwas nachstellen.

In der gleichen Art ermitteln wir noch die Kollektorströme für $I_B = 0,2 \text{ mA}$; $0,3 \text{ mA}$; $0,4 \text{ mA}$ und $0,5 \text{ mA}$ und erhalten so das Kennlinienfeld des Kollektorstromes I_C in Abhängigkeit von der Kollektorspannung U_{CE} für konstante Basisströme I_B . Aus diesem Diagramm ent-

Bild 251
Das Kennlinienfeld des Transistors GC 123



wickeln wir ein zweites. Vom Ursprung des ersten zeichnen wir in der Verlängerung der U_{CE} -Achse eine I_B -Achse; beide Abszissenachsen haben die I_C -Achse als gemeinsame Ordinatenachse (vgl. Bild 251).

Eine wichtige Größe: der Stromverstärkungsfaktor

Für eine Kollektorspannung von 3 V – diese nehmen wir jetzt als konstant an – übertragen wir die Kollektorströme nach links bis zu den dazugehörigen Basisströmen und erhalten so die I_C - I_B -Kennlinie. Da die Punkte alle auf einer Geraden liegen, muß sich also der Kollektorstrom genau in dem gleichen Maße ändern wie der Basisstrom. Wächst I_B beispielsweise von 0,1 auf 0,4 mA an, so steigt I_C von 7,5 auf 29 mA. Einer Änderung des Basisstromes um $\Delta I_B = 0,3$ mA entspricht eine Kollektorstromänderung von $\Delta I_C = 21,5$ mA. Das Verhältnis beider Stromänderungen ist eine weitere wichtige, aber stark exemplarabhängige Kenngröße: der *Stromverstärkungsfaktor* h_{21e} bzw. $\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$. In

unserem Beispiel beträgt er $\beta = \frac{21,5 \text{ mA}}{0,3 \text{ mA}} \approx 72$. Er ist nicht völlig kon-

stant, 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* $B = \frac{I_C - I_{CEO}}{I_B}$. An unserem Experimentier-

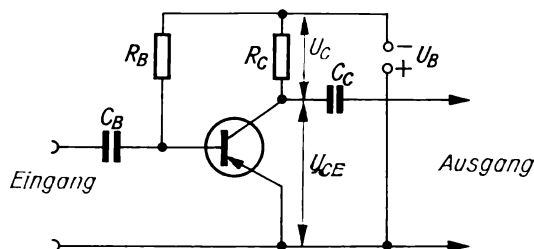
transistor haben wir für eine Kollektorspannung von $U_{CE} = 3$ V folgende Werte ermittelt: $I_{CEO} = 42 \mu\text{A} \approx 0,04$ mA und $I_C = 7,5$ mA bei $I_B = 0,1$ mA. Die Gleichstromverstärkung beträgt demnach

$$B = \frac{7,5 \text{ mA} - 0,04 \text{ mA}}{0,1 \text{ mA}} = \frac{7,46}{0,1} \approx 75.$$

Wir erkennen, daß β und B in der gleichen Größenordnung liegen.

Nach diesen vielen theoretischen Erörterungen wollen wir nun mit unserem Transistor eine Verstärkerstufe aufbauen. Ihre grundsätzliche Schaltung ist im Bild 252 dargestellt. Der Kollektorwiderstand R_C dient – wie der Arbeitswiderstand im Röhrenverstärker – dem Um-

Bild 252
Der Transistor als
Verstärker



wandeln der Stromänderung in Spannungsänderungen. Wir wählen eine Betriebsspannung von $U_B = 9\text{ V}$. Diese Spannung liegt voll zwischen Emitter und Kollektor, wenn kein Kollektorstrom fließt. Sobald dieser 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 brauchen deshalb zum Ermitteln von R_C das I_C - U_{CE} -Kennlinienfeld und tragen den aus der gewählten 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 $I_{C\max} = 9\text{ mA}$ 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, das heißt 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. Er wird mit Hilfe des Basisruhestromes eingestellt. Dem I_C - U_{CE} -Kennlinienfeld entnehmen wir, daß für $I_C = 4,5\text{ mA}$ die Kollektorspannung $U_{CE} = 4,5\text{ V}$ und der Basisruhestrom etwa $50\text{ }\mu\text{A}$ betragen müssen.

Um eine besondere Basisspannungsquelle U_{EB} einzusparen, wollen wir die für den Basisruhestrom erforderliche Basisspannung aus der Betriebsspannung U_B gewinnen. Diesem Zweck dient im Bild 252 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

Gleichung der Gleichstromverstärkung aus: $B = \frac{I_C - I_{CE0}}{I_B}$. Da I_{CE0} im allgemeinen beträchtlich kleiner als I_C ist, dürfen wir hier auch schreiben $B \approx \frac{I_C}{I_B}$ oder umgestellt: $I_B \approx \frac{I_C}{B}$. Für I_C setzen wir $\frac{U_{CE}}{R_C}$ und

für I_B – etwas vereinfacht – $\frac{U_B}{R_B}$. Eigentlich müßten wir zu R_B noch den

Grenzschichtwiderstand der Basis-Emitterstrecke addieren. Er ist jedoch im Verhältnis zu R_B sehr klein; wir vernachlässigen ihn deshalb und schreiben $\frac{U_B}{R_B} \approx \frac{1}{B} \cdot \frac{U_{CE}}{R_C}$. Diese „Etwa-Gleichung“, nach dem gesuchten

Widerstand aufgelöst, ergibt $R_B \approx \frac{B \cdot U_B \cdot R_C}{U_{CE}}$. Da im Arbeitspunkt die

Kollektorspannung halb so groß wie die Betriebsspannung ist, setzen wir

für $U_{CE} = \frac{U_B}{2}$ ein, kürzen gleichzeitig U_B und erhalten so $R_B \approx 2 \cdot B \cdot R_C$.

Für unser begonnenes Beispiel ($R_C = 1 \text{ k}\Omega$, $B = 75$) muß der Basiswiderstand $R_B \approx 2 \cdot 75 \cdot 1 \text{ k}\Omega = 150 \text{ k}\Omega$ groß sein. Wir nehmen dafür einen Miniatur-Schichtdrehwiderstand von $250 \text{ k}\Omega$ 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, kann der Basisstrom und damit auch der Kollektorstrom sehr rasch zu groß werden und den Transistor zerstören.

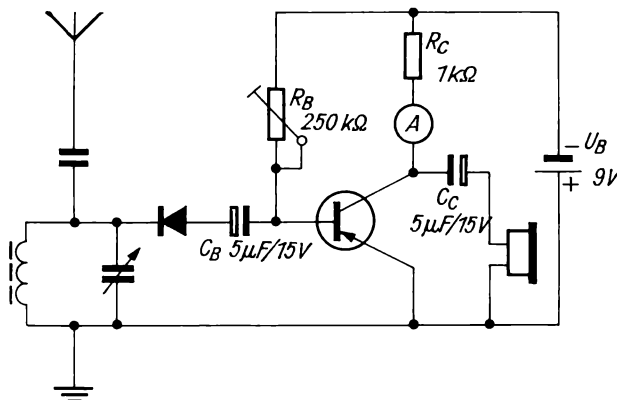
Die beiden Kondensatoren C_B und C_C im Bild 252 erfüllen den gleichen Zweck wie die entsprechenden im Röhrenverstärker. C_C soll verhindern, daß der Gleichstromanteil des Kollektorwechselstromes auf die Basis der folgenden Stufe gelangt und C_B Gleichspannungen von der eigenen Basis fernhalten. C_B und C_C bilden mit dem Widerstand der Basis-Emitterstrecke einen frequenzabhängigen Spannungsteiler. Von Seite 77 wissen wir, daß für die untere Grenzfrequenz R_C höchstens gleich R_g , hier also gleich dem Widerstand der Basis-Emitterstrecke werden darf. Da der Eingangswiderstand (vgl. Seite 266) unserer Schaltung zwischen $1 \text{ k}\Omega$ und $5 \text{ k}\Omega$ liegt, brauchen wir für eine niedrigste Frequenz von

30 Hz nach $R_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C}$ einen Kondensator mit mindestens

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot R_C} = \frac{1}{2\pi \cdot 30 \text{ s}^{-1} \cdot 10^3 \Omega} = \frac{10^{-4}}{6\pi} \text{ F} = 4,77 \mu\text{F}.$$

Gebräuchlich sind Werte zwischen 5 und $10 \mu\text{F}$. Bild 253 zeigt, wie wir den Transistorverstärker 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.

Bild 253
Diodenempfänger mit
einstufigem Transistor-
verstärker



Transistorschaltungen sind temperaturempfindlich

Wir hatten an zwei Versuchen festgestellt, daß sowohl der Sperrstrom einer Diode als auch der Kollektorreststrom eines Transistors 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 entgegen gewirkt 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 Konstanzhaltung des Kollektorstromes erforderlich sind, schauen wir uns an einem einfachen Beispiel an. Der Transistor habe bei 20°C einen Reststrom von $I_{CEO} = 125 \mu\text{A}$, die Batteriespannung betrage 1 V und der Kollektorwiderstand sei mit 2 k Ω 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 Arbeits-

punkt muß dementsprechend bei einem Kollektorstrom von 0,25 mA liegen. Bei den Versuchen mit unserem Experimentiertransistor hatten wir gesehen, daß der Reststrom bei Erwärmung um rund 10 grd (grd: Maßeinheit der Temperaturdifferenz, 20°C + 10 grd = 30°C) etwa auf den doppelten Wert ansteigt. Allgemein rechnet man mit einer Verdoppelung des Reststromes bei je 8...10 grd Temperaturerhöhung. Wenn der Reststrom bei 20°C bereits 125 μA beträgt, so wird er bei 30°C auf etwa 250 μA und bei 40°C auf 500 μA ansteigen. Bei weiterer Temperaturerhöhung wird der Reststrom größer als der maximal vorgesehene Kollektorstrom. Der Arbeitspunkt des Transistors hat sich so weit verschoben, daß unser Transistor nicht mehr verstärkt.

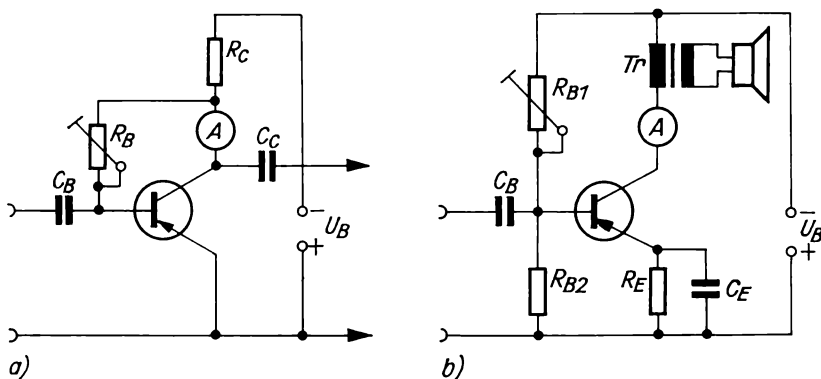


Bild 254
Schaltungen zur Temperaturkompensation:
a) Stabilisierung des Kollektorstromes durch einen am Kollektor liegenden Basiswiderstand,
b) Stabilisierung einer Endstufe durch Basis-Spannungsteiler und Emitterwiderstand

Also ist auch in diesem Fall eine *Temperaturstabilisierung* unbedingt erforderlich. Bild 254a zeigt eine Schaltung, die den Kollektorstrom bei Temperaturschwankungen relativ konstant hält. Der Basiswiderstand

liegt hier zwischen Kollektor und Basis. Angenommen, der Kollektorstrom würde infolge Erwärmung ansteigen. Dadurch 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 ja 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 $\frac{U_{CE}}{R_C}$ ein. Da in dieser Schaltung der Basiswiderstand

direkt am Kollektor liegt, gilt für den Basisstrom $I_B = \frac{U_{CE}}{R_B}$. Wir erhalten

$\frac{U_{CE}}{R_B} \approx \frac{U_{CE}}{B \cdot R_C}$ bzw. $R_B \approx B \cdot R_C$. Für unseren Experimentiertransistor

muß dann $R_B \approx 75 \cdot 1 \text{ k}\Omega = 75 \text{ k}\Omega$ betragen. Wir verwenden ein passendes Potentiometer und stellen mit ihm, beim größten Widerstandswert beginnend, einen Kollektorstrom von 4,5 mA ein.

Da über den Basiswiderstand ein Teil der verstärkten Wechselfspannung 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 254 b 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-Emitterstrecke 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 Emitterkondensator hat die gleiche Aufgabe wie der Katodenkondensator eines Röhrenverstärkers. Er soll verhindern, daß an R_E ein Teil der Eingangswechselspannung verlorengelht und außerdem eine verstärkungsmindernde Gegenkopplung auftritt.

Wie der Arbeitspunkt einer Endstufe ermittelt wird

Den Arbeitspunkt einer Endstufe müssen wir etwas anders berechnen als den einer Vorstufe mit rein Ohmschem Kollektorwiderstand. Wenn nämlich durch die Primärspule des Übertragers ein Wechselstrom fließt, wird in der Spule eine Wechselfspannung induziert. Der Maximalwert der Selbstinduktionsspannung kann genau so groß wie die Kollektorspannung werden. Kollektorspannung U_{CE} und Selbstinduktionsspan-

nung addieren sich, so daß nach Bild 255a 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. Für unseren GC 123 wird U_{CEmax} mit 66 V angegeben, so daß wir mit einer Batteriespannung von 9 V ohne Sorge arbeiten dürfen.

Als Übertrager wählen wir den Kleinstübertrager K21 des Fernmelde-werkes Leipzig. Er hat einen primären Wechselstromwiderstand von $R_L = 1,8k\Omega$. Der Ohmsche Widerstand der Primärspule beträgt $R = 80\Omega$. Für das Zeichnen der Arbeitsgeraden gehen wir von der doppelten Batteriespannung und dem Wechselstromwiderstand aus. Die beiden Endpunkte der Geraden liegen bei $U_{CE} = 18 V / I_C = 0 mA$ und U_{CE}

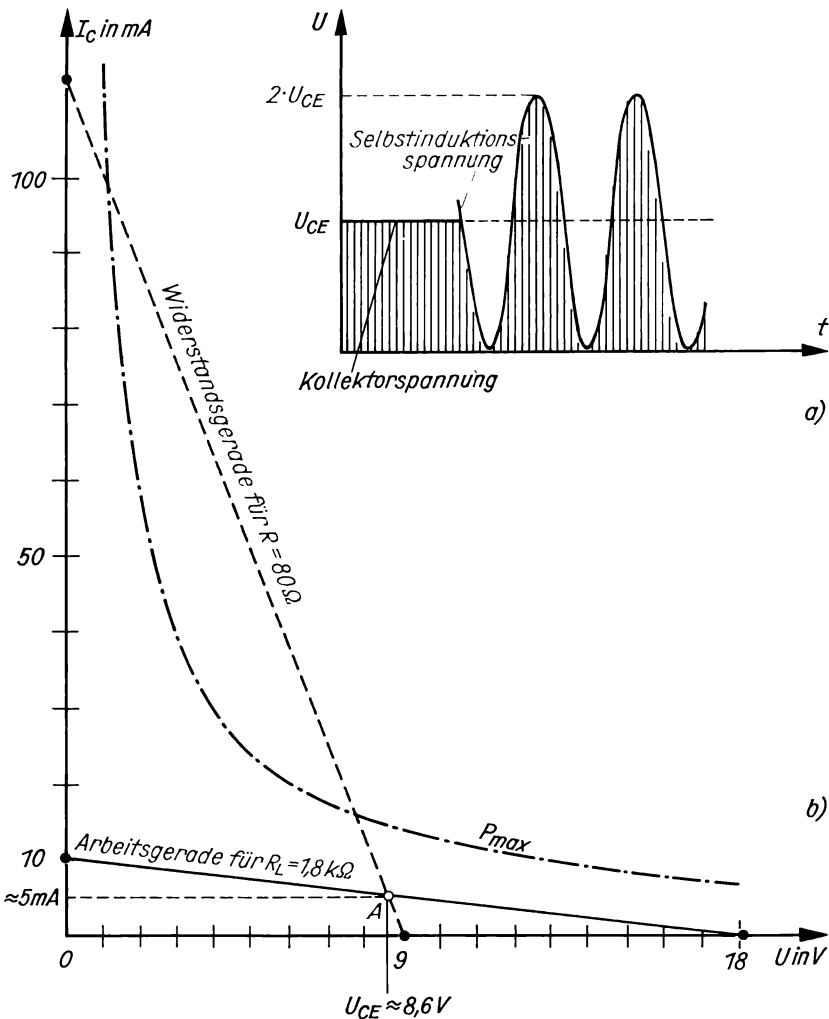


Bild 255
Zur Einstellung des
Arbeitspunktes einer
Transistor-Endstufe

$$= 0 \text{ V} / I_C = \frac{18 \text{ V}}{1,8 \text{ k}\Omega} = 10 \text{ mA} \text{ (vgl. Bild 255 b). Für das Festlegen des}$$

Arbeitspunktes brauchen wir noch eine zweite Gerade, die sich aus der Batteriespannung und dem Ohmschen Widerstand des Übertragers ergibt. Ihre Endpunkte liegen bei $U_{CE} = 9 \text{ V} / I_C = 0 \text{ mA}$ und $U_{CE} = 0 \text{ V} /$

$$I_C = \frac{9 \text{ V}}{80 \Omega} = 112 \text{ mA}. \text{ Der Schnittpunkt beider Geraden liefert uns den}$$

Arbeitspunkt. Wir lesen etwa 5 mA ab. Diesen Kollektorstrom stellen wir mit Hilfe eines Basisspannungsteilers ein. Sein Widerstandswert soll so bemessen sein, daß der Querstrom I_Q etwa drei- bis fünfmal so groß wie der Basisruhestrom I_B ist. Dem I_C - U_{CE} -Kennlinienfeld Bild 251 entnehmen wir, daß für $U_{CE} \approx 9 \text{ V}$ und $I_C \approx 5 \text{ mA}$ der Basisstrom in der Größenordnung von $I_B \approx 50 \mu\text{A}$ liegen muß. Wir wählen einen Querstrom von $4 \cdot 50 \mu\text{A} = 200 \mu\text{A}$. Da die exakte Berechnung des Spannungsteilers eine weitere Kennlinie, nämlich die I_B - U_{BE} -Kennlinie voraussetzt, wollen wir nur eine Überschlagsrechnung durchführen und dann den Arbeitspunkt mit einem Strommesser in der Kollektorleitung

auf den gewünschten Wert von 5 mA einstellen. Nach $R = \frac{U_B}{I_Q}$ muß der

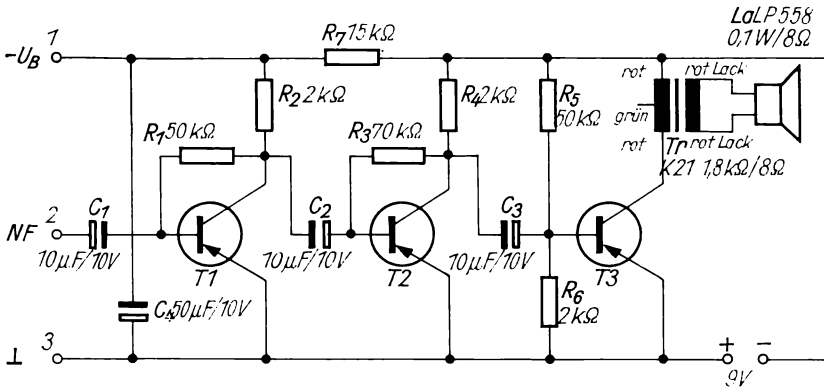
$$\text{Gesamtwiderstand des Spannungsteilers } \frac{9 \text{ V}}{0,2 \text{ mA}} = 45 \text{ k}\Omega \text{ betragen.}$$

Wir verwenden einen Drehwiderstand von $50 \text{ k}\Omega$, dessen Enden an Plus bzw. Minus liegen und dessen Mittelabgriff mit der Basis verbunden ist. Vor dem Anlegen einer Spannung stellen wir den Abgriff so ein, daß zwischen ihm und dem Minuspol der Gesamtwiderstand liegt und die Basis direkt mit dem Pluspol verbunden ist. Mit größer werdendem Teilwiderstand zwischen Basis und positivem Pol wird die Basisspannung U_{BE} , der Basisstrom I_B und damit auch der Kollektorstrom I_C größer. Hat er den gewünschten Wert erreicht, bauen wir den Drehwiderstand aus, messen einen Teilwiderstand und setzen dann zwei Festwiderstände ein. Beträgt der kleinere Teilwiderstand beispielsweise $2 \text{ k}\Omega$, so muß der größere in unserem Fall einen Wert von $48 \text{ k}\Omega$ haben.

Wir bauen einen dreistufigen NF-Verstärker

Die Schaltung entnehmen wir Bild 256. Für die ersten zwei Transistoren genügen solche mit einer Verlustleistung von 25 mW , in der Endstufe brauchen wir mindestens einen 100 - bis 150 - mW -Typ. Zuerst ermitteln wir von allen Transistoren die Stromverstärkung B und den Kollektorreststrom I_{CEO} . Für T1 verwenden wir einen Transistor mit möglichst geringem Reststrom. Ist dieser in der Vorstufe zu groß, rauscht unser Verstärker stark. Eine weitere Maßnahme, das Rauschen nach Möglichkeit zu unterdrücken, ist die Wahl einer niedrigen Betriebsspannung für die Vorstufe (1 bis 2 V). Diesem Zweck dient das Siebglied R_7C_4 . Die Widerstandswerte von R_1 , R_3 und R_5 hängen von den jeweiligen B -Wer-

Bild 256
Schaltbild des drei-
stufigen Transistor-
NF-Verstärkers



ten ab. Für die Transistoren der Musterschaltung betragen diese $B_{T_1} = 25$, $B_{T_2} = 32$ und $B_{T_3} = 85$. Die Arbeitspunkte liegen für T1 bei 0,4 mA, für T2 bei 2,2 und für T3 bei 5 mA.

Wir bauen die Schaltung zunächst auf unserem Experimentierchassis auf und überprüfen ihre Funktionstüchtigkeit mit dem Diodenempfänger. In jeder Stufe wird der Arbeitspunkt mit einem passenden Basiswiderstand nach der Anzeige des Strommessers in der Kollektorleitung genau eingestellt.

Da die Halbleiterbauelemente äußerst wärmeempfindlich sind, müssen wir einige Grundsätze beachten. Einem Schichtwiderstand oder einem Kondensator macht es nichts aus, wenn er während des Lötens heiß wird. Der Germaniumkristall eines Transistors oder einer Diode kann hier unter Umständen 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 entweder oder wir ziehen während des Lötens den Netzstecker aus der Dose. Beachten wir das nicht, kann ein Spannungsdurchschlag das Bauelement zerstören.

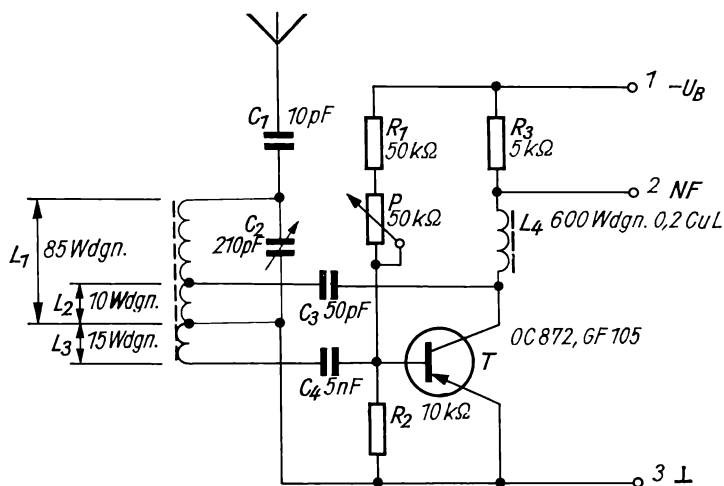
Wenn die Anschlußfahnen abgebogen werden müssen, so wollen wir das nicht unmittelbar am Gehäuse durchführen. In den Glasdurchführungen treten sonst feine Risse auf, Luftfeuchtigkeit dringt in das Gehäuse ein und „nagt“ so lange am Kristall, bis er seinen Dienst versagt.

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-Emitterstrecke 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.

15. Wir bauen einen Taschenempfänger

Mit den modernen Halbleiter-Bauelementen sind wir in der Lage, Empfängerschaltungen auf kleinstem Raum unterzubringen. Transistorisierte Geräte sind leicht und benötigen nur eine geringe Betriebsenergie. Wir wollen deshalb einen kleinen Taschenempfänger aufbauen. Den NF-Verstärker übernehmen wir so, wie wir ihn nach Bild 256 auf dem Experimentierchassis bereits praktisch erprobt haben. Als Empfänger soll uns – wie bereits gewohnt – ein Audion dienen. Die Schaltung des *Transistor-Audions* gibt Bild 257 wieder. Von der Spule L_1 des Schwingkreises gelangt die HF über die Koppelspule L_3 und den Kondensator C_4 an die Basis des Transistors. Diese Art der Ankopplung verhindert, daß der Schwingkreis durch den geringen Eingangswiderstand

Bild 257
Schaltbild des
Transistor-Audions



des Transistors zu stark bedämpft wird, R_1 , P und R_2 bilden den Basis-Spannungsteiler, mit dem der Basisstrom verändert werden kann. Vom Kollektor gelangt ein Teil der verstärkten HF über den Rückkopplungskondensator C_3 und die Rückkopplungsspule L_2 wieder zurück in den Schwingkreis. Uns fällt auf, daß in dieser Schaltung die Kapazität von C_3 nicht veränderlich ist. Das ist hier nicht notwendig, da wir den Rückkopplungsgrad mit Hilfe des Basisstromes am Potentiometer P ein-

stellen können. Die Spule L_4 hat die Aufgabe, der Hochfrequenz den Weg zum NF-Verstärker zu versperren.

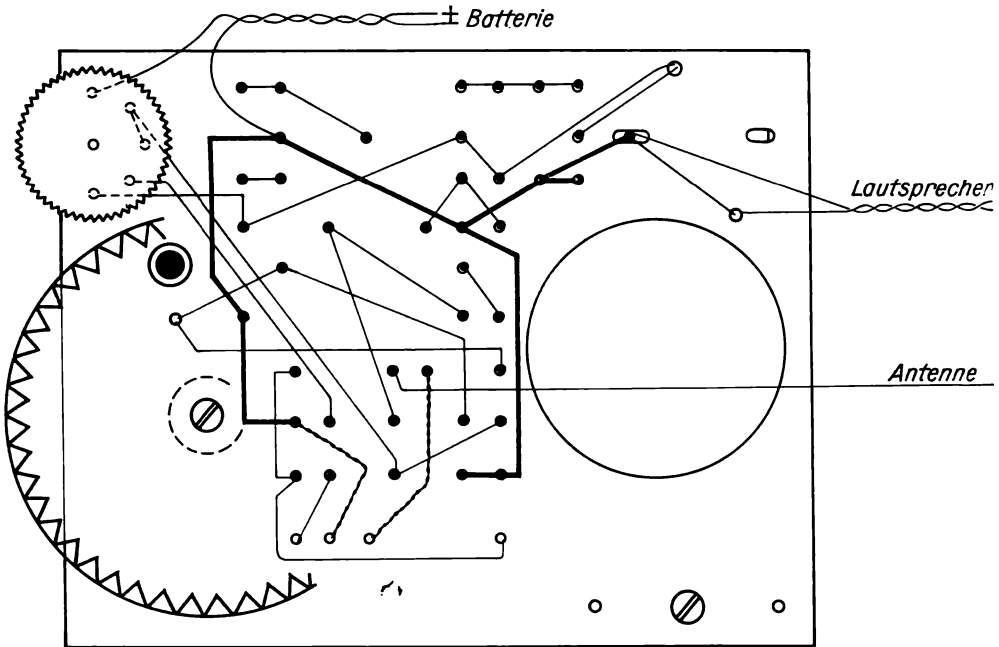
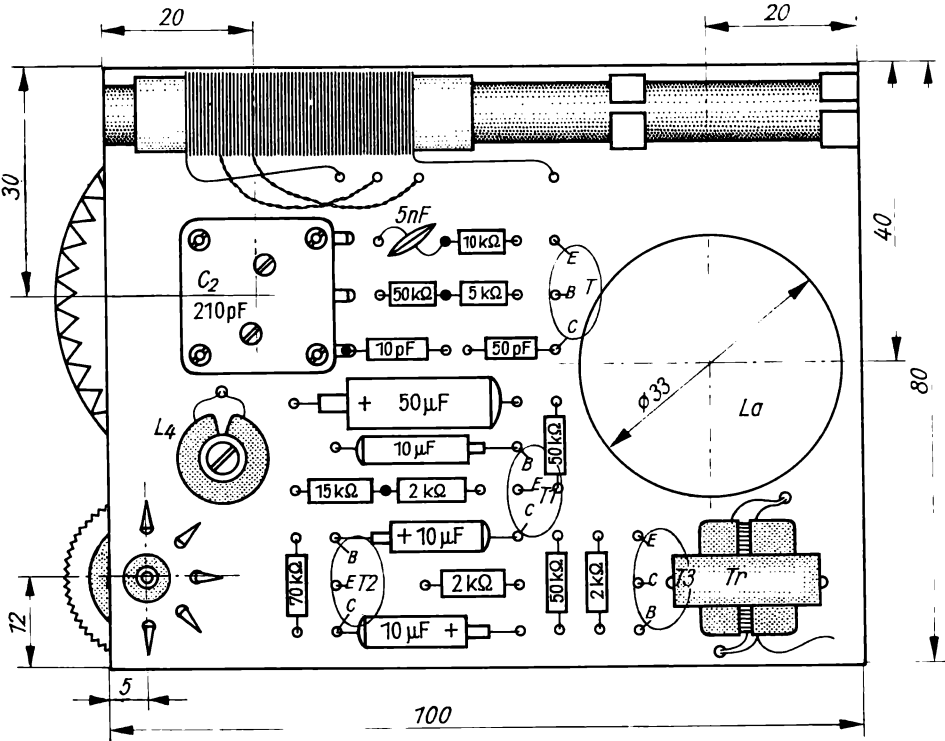
Wir bauen auch das Audion zunächst im Experimentierchassis auf. Als Abstimmkondensator verwenden wir den Drehkondensator des Taschenempfängers „Mikki“. Wir schalten beide Statorpakete parallel, so daß die größte Schwingkreis Kapazität $150 \text{ pF} + 60 \text{ pF} = 210 \text{ pF}$ beträgt. Die Schwingkreisspule L_1 muß dann für den Mittelwellenbereich eine Induktivität von $0,46 \text{ mH}$ haben.

Dazu sind auf einem Ferritstab von 8 mm Durchmesser und 100 mm Länge 85 Windungen erforderlich. Wenn wir einen Drehkondensator höherer Kapazität einbauen, ändern sich natürlich die Windungszahlen. Als Spulenkörper dient uns, wie beim Batterieröhrenempfänger, eine verklebte und schellackgetränkte Papierrolle. Wir verwenden HF-Litze $6 \cdot 0,07$. Insgesamt wickeln wir 100 Windungen, die Anzapfungen liegen bei der $75.$ und $85.$ Windung. Die Siebdrossel L_4 ist unkritisch. Wir wickeln mit CuL $0,2$ oder dünner einen Dreikammer-Spulenkörper voll. Bei CuL $0,2$ passen in jede Kammer 200 Windungen. Ein Kern ist nicht unbedingt erforderlich. Für den veränderlichen Widerstand P verwenden wir ein Knopfpotentiometer von $50 \text{ k}\Omega$ mit Schalter. Den Schalter legen wir in die Leitung vom Minuspol der Batterie zum NF-Verstärker. Die Werte des Spannungsteiler-Widerstandes R_1 und des Rückkopplungskondensators C_3 müssen experimentell ermittelt werden. Das Audion muß über den gesamten Mittelwellenbereich zum Schwingen gebracht werden können, darf aber andererseits nicht schon beim Wert $R_p = 0$ schwingen. Bestimmend für die Größe der beiden erwähnten Bauelemente ist die Stromverstärkung des Audion-Transistors. Im Mustergerät wurde ein OC 872 mit $B = 50$ eingesetzt. Über einen Koppelkondensator von 10 pF können wir zum Empfang von Fernsendern eine Außenantenne anschließen. Wir betreiben das Audion mit der niedrigen Betriebsspannung des Vorstufentransistors im NF-Verstärker. Audion und Verstärker ordnen wir als Einheit auf einer Chassisplatte aus 2 bis 3 mm dickem Pertinax nach Bild 258 an. Die Belastbarkeit aller Widerstände beträgt $0,1 \text{ W}$, die Spannungsfestigkeit der Elektrolytkondensatoren 10 V . Den Koppelkondensator C_1 des NF-Verstärkers bauen wir anders, als im Bild 256 angegeben, ein (Pluspol an Basis von T1). Das ist erforderlich, da jetzt der eingangsseitige Belag von C_1 mit dem Kollektor des Audiontransistors verbunden wird und dort eine negativere Spannung als an der Basis von T1 liegt.

Der grüne Mittelanschluß des Lautsprecherübertragers K21 bleibt frei. Als Lautsprecher verwenden wir die „Sternchen“-Ausführung LP 558 von $0,1 \text{ W}$ und 8Ω . Die Öffnung La in der Chassisplatte dient dem Andrücken des 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 . Der Verdrahtungsplan des Taschenempfängers ist im Bild 258 (unten) dargestellt. Als Spannungs-

Bild 258

Die Chassisplatte des
Taschenempfängers
mit Bestückungsplan
und Verdrahtungsplan



quelle verwenden wir die 9-V-Batterie des VEB Berliner Akkumulatoren und Elementefabrik. Da sie mit in das Gehäuse passen muß, ergeben sich Gehäuse-Innenmaße 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 Schlitzze vorsehen. Die Antennenbuchse bringen wir am besten oberhalb der Batterie an. Die Bilder 259 und 260 zeigen unseren fertigen Taschenempfänger. Natürlich dürfen wir von ihm nicht allzu viel erwarten. Für den Empfang des Orts-

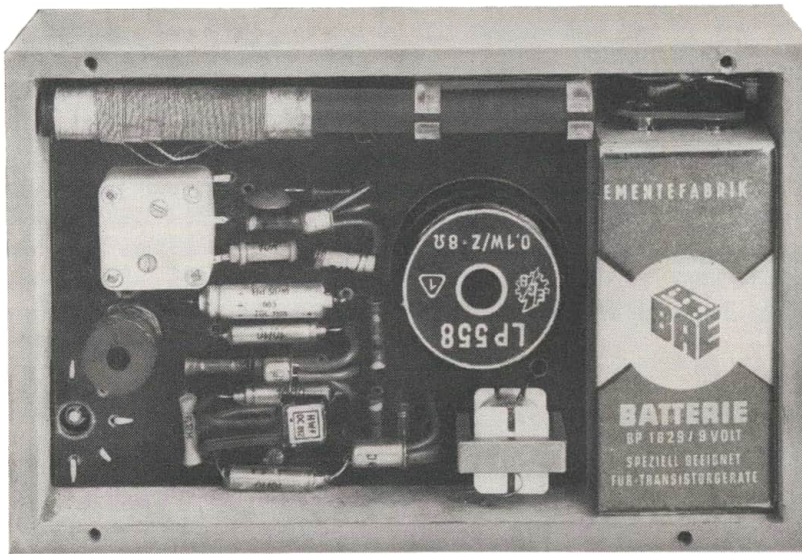


Bild 259
So ordnen wir die Einzelteile im Taschenempfänger an

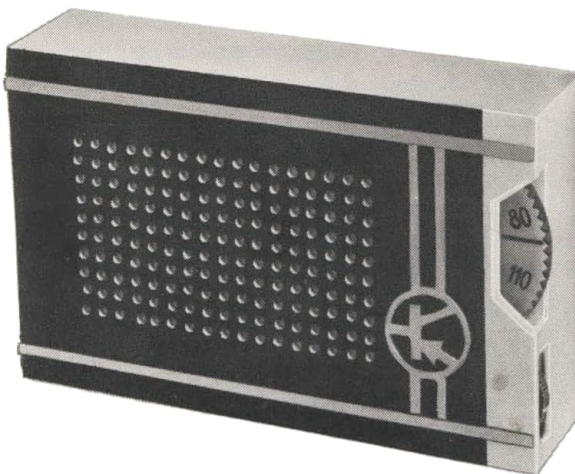


Bild 260
Unser Transistor-Taschenempfänger



senders reicht die Ferritantenne vollständig aus. Wollen wir jedoch einige Fernsender empfangen, so müssen wir eine Außenantenne verwenden.

Transistoren haben einen Nachteil: Jedes Exemplar hat andere Werte bezüglich der Stromverstärkung und des Reststromes. Wir haben am Beispiel des dreistufigen NF-Verstärkers selbst erlebt, daß jeder Transistor vor dem Berechnen der Schaltung ausgemessen werden muß. Die Art, wie wir das bisher gemacht haben, ist etwas umständlich und zeitraubend. Mit einem speziellen Prüfgerät geht das bedeutend einfacher und schneller.

16. Ein Transistorenprüfgerät entsteht

Für unsere Belange sind nur die Stromverstärkung B und der Kollektorreststrom I_{CEO} von Interesse. Auf die Messung anderer Größen können wir daher verzichten. Der prinzipielle Aufbau des Prüfgerätes entspricht der Schaltung zur Kennlinienaufnahme nach Bild 250a. Dort haben wir jedoch zwei Meßgeräte und zwei Spannungsquellen benötigt. Wie man einen bestimmten Basisstrom mit Hilfe der Batteriespannung erzeugen kann, ist uns vom Aufbau des Verstärkers 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 μA fließt. Dann brauchen wir keinen zweiten Strommesser. Der Basiswiderstand muß eine Größe von

$$R_{\text{B}} = \frac{U_{\text{B}}}{I_{\text{B}}} = \frac{4,5 \text{ V}}{0,01 \text{ mA}} = 450 \text{ k}\Omega$$

haben. Da dieser Wert nicht gefertigt wird, setzen wir ihn aus handelsüblichen Widerständen zusammen. Die Reihenschaltung zweier Widerstände von 270 $\text{k}\Omega$ und 180 $\text{k}\Omega$ ergibt beispielsweise gerade 450 $\text{k}\Omega$. Aber auch andere Kombinationen sind möglich.

Damit nicht ein ungenauer Basiswiderstand die Meßgenauigkeit unseres Prüfgerätes beeinträchtigt, überzeugen wir uns von der tatsächlichen Größe des zusammengesetzten Widerstandes. Wenn wir keinen Widerstandsmesser (Ohmmeter) besitzen, genügt bereits eine Strom- und Spannungsmessung. Wir versuchen, die Kombination möglichst genau auf 450 $\text{k}\Omega$ zu bringen. Zur Reststrommessung muß der Basiswiderstand von der Batterie getrennt werden können. Das Weglassen des Basisstrommessers birgt aber auch eine Gefahr in sich: Der Basisstrom kann kleiner als 10 μA werden, ohne daß wir es bemerken. Dieser Fall tritt dann ein, wenn die Batteriespannung unter 4,5 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 zweiter Widerstand erforderlich, der zwischen den Pluspol des Strommessers und den Pluspol der Batterie geschaltet wird. Seine Größe:

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

Welchen Meßbereich soll das Anzeigeeinstrument haben? Die Restströme der Transistoren bis 150 mW schwanken zwischen 50 und 500 μA , die Stromverstärkungen zwischen 20 und 200. Der kleinste in Betracht kommende Meßbereich wäre demnach 1 mA. Wenn die Skale 30 Teilstriche enthält, entsprechen 50 μA anderthalb Teilstrichen. Diese Ablesegenauigkeit genügt. Reicht aber der Meßbereich 1 mA auch für hohe Stromverstärkungen aus? Angenommen, B betrage 200. Das kommt zwar selten vor, wir müssen es aber berücksichtigen. Bei einem

Basisstrom von 10 μA fließt nach $B \approx \frac{I_C}{I_B}$ ein Kollektorstrom von

$I_C \approx B \cdot I_B = 200 \cdot 0,01 \text{ mA} = 2 \text{ mA}$. Für diese Messung reicht unser oben gewählter Bereich also nicht aus. Trotzdem verwenden wir ein Gerät mit einem Meßbereich von 1 mA, sehen aber einen abschaltbaren Nebenwiderstand R_N vor, mit dem der Meßbereich auf 3 mA erweitert werden kann. Das Meßgerät selbst wählen wir nicht zu klein. Die Zeigerweglänge sollte mindestens 5 cm betragen. Der Nebenwiderstand ist von der Größe des Meßgeräte-Innenwiderstandes R_i abhängig und muß den Differenzstrom zwischen dem neuen Meßbereich $I_{\text{neu}} = 3 \text{ mA}$ und dem alten Bereich $I_{\text{alt}} = 1 \text{ mA}$ aufnehmen. Da sich bei einer Parallelschaltung die Widerstände umgekehrt wie die Ströme verhalten, gilt die Beziehung

$$\frac{R_N}{R_i} = \frac{I_{\text{alt}}}{I_{\text{neu}} - I_{\text{alt}}}. \text{ Wir stellen nach } R_N \text{ um und erhalten } R_N = \frac{R_i \cdot I_{\text{alt}}}{I_{\text{neu}} - I_{\text{alt}}}.$$

Experimentell stellen wir fest, bei welcher Spannung unser Meßgerät Vollausschlag zeigt. Der Quotient aus Spannung und Strom entspricht dem Innenwiderstand. Wenn wir zum Beispiel 0,1 V messen, dann ist

$$R_i = \frac{U}{I_{\text{alt}}} = \frac{0,1 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 100 \Omega$$

groß. Der Nebenwiderstand für $I_{\text{neu}} = 3 \text{ mA}$ muß dann einen Wert von

$$R_N = \frac{100 \Omega \cdot 1 \text{ mA}}{3 \text{ mA} - 1 \text{ mA}} = \frac{100 \Omega}{2} = 50 \Omega$$

erhalten.

Bei den vom Handel verbilligt angebotenen „Bastlertransistoren“ ist sehr häufig die Sperrschicht beschädigt. Der Übergangswiderstand zwischen Emitter und Kollektor ist verschwindend klein, so daß bei 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 Kollektorschluß. Ein in die Emitterleitung geschalteter Widerstand wird in seiner Größe so bemessen, daß der Endausschlag des Meßgerätes bei erwähntem Schluß geringfügig, aber noch ungefährlich

überschritten wird. Ein Gerät für 1 mA Vollausschlag dürfen wir bis etwa 1,2 mA belasten; der Widerstand muß dann $R = \frac{U_B}{I} = \frac{4,5 V}{1,2 mA} = 3,75 k\Omega$ betragen. Hier kommt es auf die absolute Größe nicht so genau an. Wir achten aber darauf, daß der Widerstandswert nicht kleiner als angegeben wird. Die fehlerhafte Sperrschicht erkennen wir am Ausschlag des Zeigers bei der Schlußmessung: Alle Transistoren, bei denen der Strom größer als $\frac{2}{3}$ des Vollausschlages ist, sind für unsere

Zwecke ungeeignet. Die Messung von I_{CE0} und I_C darf dann nicht durchgeführt werden.

Selbstverständlich können wir auch einen Vielfachmesser (Multizet) als Anzeigegerät verwenden. Für das Mustergerät wird der Vielfachmesser des VEB Elektro-Apparate-Werke Berlin-Treptow (EAW) mit einem kleinsten Meßbereich von 1,5 mA benutzt. Der Innenwiderstand beträgt 180Ω , ebenso groß muß in diesem Falle der Nebenwiderstand für 3 mA werden. Der Emitterwiderstand zur Kollektorschlußprüfung ist $2,5 k\Omega$ groß. Die Schaltung des Transistorprüfers ist in Bild 261 dargestellt. S_2 und S_3 sind Kippschalter, S_1 ist ein vierpoliger Umschalter.

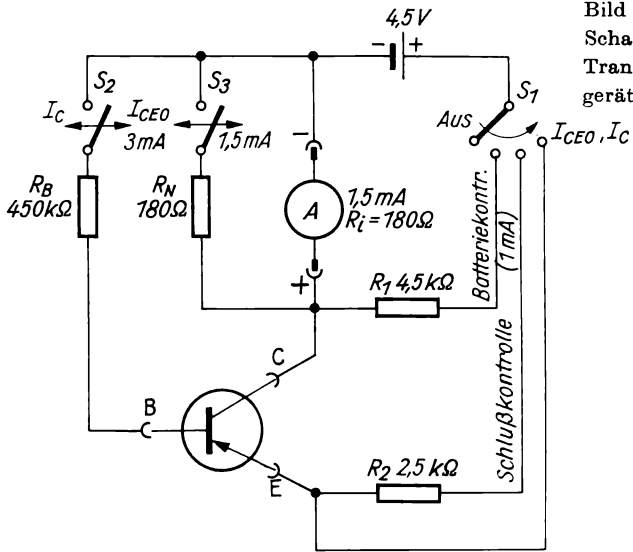
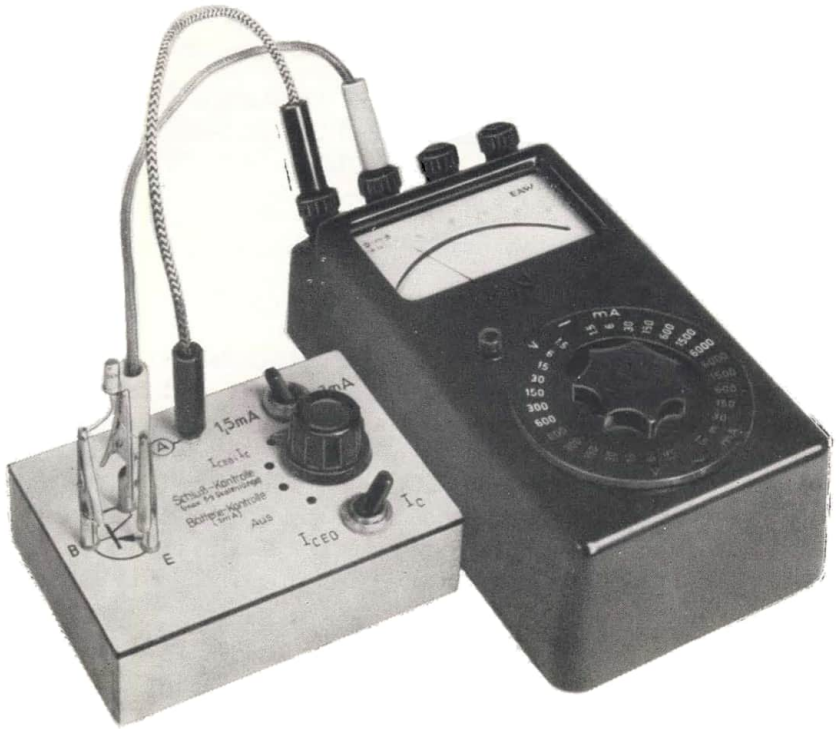


Bild 261
Schaltbild des
Transistorenprüf-
gerätes

Wir bauen die Schaltung – bis auf das Meßgerät – in ein kleines Holzkästchen nach Bild 262 ein. Der zu prüfende Transistor wird mittels dreier Krokodilklemmen, die auf Bananensteckern sitzen, festgeklemmt. Das Gehäuse ist $120 mm \times 85 mm \times 30 mm$ groß. Vor jeder Messung sind die Schalter S_2 und S_3 geöffnet, und S_1 steht in Stellung „Aus“. Wir arbeiten mit unserem Prüfgerät folgendermaßen:

1. Anschlüsse des Transistors feststellen und anklemmen.
2. Schalter S_1 auf „Batteriekontrolle“ stellen; das Meßgerät muß einen Strom von 1 mA anzeigen.

Bild 262
 Unser Transistoren-
 prüfgerät



3. Schalter S_1 auf „Schlußkontrolle“ stellen; der Zeiger des Meßgerätes darf höchstens bis zu zwei Dritteln der Skalenlänge ausschlagen. Bei größerem Ausschlag weitere Messung unterlassen.
4. Schalter S_1 in die vierte Stellung bringen. Jetzt lesen wir den Reststrom I_{CE0} ab.
5. Schalter S_2 schließen. Der Strommesser zeigt den Kollektorstrom I_C für einen Basisstrom von $10 \mu\text{A}$ an. Wenn der Meßbereich nicht ausreicht, mit S_3 auf 3 mA umschalten.
6. Schalter in die Ausgangslage zurückbringen.

Nehmen wir an, der Prüfling habe einen Reststrom von $0,150 \text{ mA}$ und der Kollektorstrom betrage $0,550 \text{ mA}$. Nach $B = \frac{I_C - I_{CE0}}{I_B}$ beträgt die Stromverstärkung

$$B = \frac{0,550 \text{ mA} - 0,150 \text{ mA}}{10 \mu\text{A}} = \frac{400}{10} = 40.$$

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

17. Ein transistorbestückter Kofferempfänger nach dem Bausteinprinzip

Unsere bisher gebauten schnurlosen Empfänger weisen einige Nachteile auf. Während der Batteriesuper zwar eine stattliche Anzahl von Sendern auch klangmäßig gut wiedergibt, können wir mit dem Taschenempfänger nur den starken Orts- oder Bezirkssender und – je nach örtlichen Verhältnissen – höchstens noch zwei bis drei Fernsender empfangen. Die Klangqualität läßt jedoch einige Wünsche offen. Das liegt in erster Linie an dem kleinen Lautsprecher. Was uns am Batteriesuper nicht gefällt, ist die verhältnismäßig kurze Lebensdauer der nicht gerade billigen Anodenbatterie. Wir wollen deshalb noch einen Transistorempfänger bauen, der die Leistungsfähigkeit des Batteriegerätes erreicht, vielleicht sogar noch übertrifft, und bei dem die Stromversorgung durch Flachbatterien oder Monozellen erfolgen kann.

Die Schaltung bauen wir in getrennten Schaltungsgruppen auf. Sowohl vom Wechselstromempfänger als auch vom Batteriegerät sind uns die Vorteile dieses Bauprinzips bekannt. Das Gehäuse übernehmen wir entweder von unserem Batterieempfänger, oder wir bauen ein neues nach unserem persönlichen Geschmack. Natürlich ist auch der Einbau in ein industriell gefertigtes Gehäuse möglich.

Wir bauen einen leistungsfähigen NF-Verstärker

Bild 263 zeigt die Schaltung eines vielseitig verwendbaren Niederfrequenzverstärkers für etwa 1 W Ausgangsleistung. Über das Lautstärkepotentiometer P_1 gelangt die zu verstärkende Wechselspannung an den Vorstufentransistor T1, für den im Mustergerät ein Basteltransistor für 100 mW mit einem Stromverstärkungsfaktor von $B = 60$ verwendet wurde. Besonders geeignet ist hier ein Exemplar vom Typ GC 101 mit möglichst hohem B -Wert. Die Größe des Basiswiderstandes R_1 hängt vom Stromverstärkungsfaktor des jeweiligen Transistors ab (vgl. Seite 235), den wir vorher mit unserm Prüfgerät ermitteln müssen. Neu ist in dieser Transistorstufe die farbig gezeichnete Kombination C_2P_2 , eine Klangblende zum Abschwächen der Höhen. Ihre Wirkungsweise ist uns bereits vom NF-Verstärker des Wechselstromempfängers bekannt (siehe Seite 151). Wenn P_2 auf Null eingestellt wird, fließen die

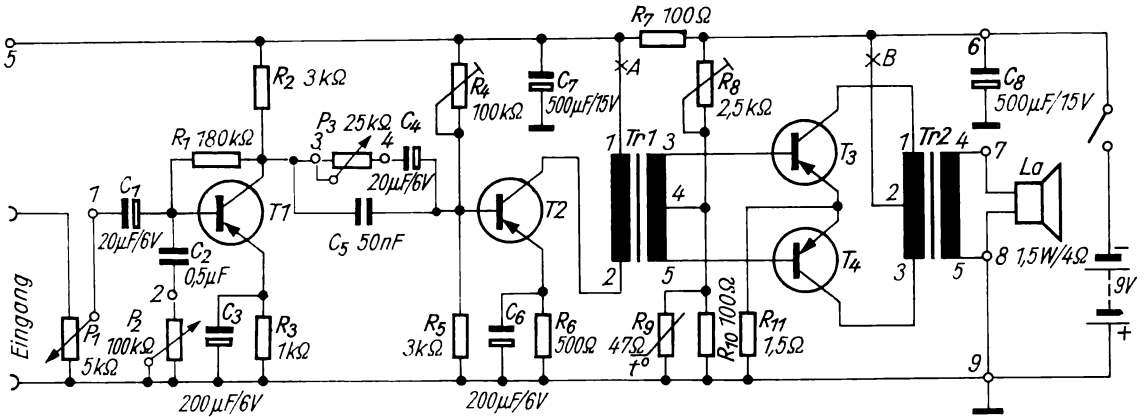


Bild 263
Schaltbild des
1-W-Gegentakt-
verstärkers

hohen Tonfrequenzen über C_2 nach Masse ab, da für diese der Scheinwiderstand des Kondensators geringer als für die niedrigen Frequenzen ist.

Zwischen dem Kollektor von T1 und der Basis der zweiten Stufe befindet sich ebenfalls eine Klangregelschaltung: $P_3C_4C_5$, mit der sich die Tiefen abschwächen lassen. Eine ähnliche Schaltung wurde bereits auf Seite 151 erklärt. Ist das Potentiometer auf Null eingestellt, sind C_4 und C_5 parallel geschaltet; die Gesamtkapazität ist größer als $20\ \mu\text{F}$. Für eine Tonfrequenz von 100 Hz beträgt der Scheinwiderstand $80\ \Omega$ (nachrechnen!), mit steigender Frequenz sinkt er. Ist der Potentiometerwiderstand jedoch voll wirksam, muß die Wechselfrequenz den Weg über C_5 nehmen. Für 100 Hz liegt sein Scheinwiderstand bei $32\ \text{k}\Omega$ und sinkt bei $4,5\ \text{kHz}$ auf etwa $0,7\ \text{k}\Omega$. Während also die Höhen verhältnismäßig wenig geschwächt zur Basis von T2 gelangen, werden die Tiefen unterdrückt.

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 R_6 sollen etwa 2 V abfallen. Nach $I = \frac{U}{R}$

erfüllt diese Bedingung ein Kollektorstrom von 4 mA, den wir mit R_4 und einem Strommesser bei A einstellen. Für T2 wurde im Mustergerät ebenfalls ein Basteltyp für 400 mW mit einem B-Wert von 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 Tr1 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 $R_9 R_{10}$ 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 verlorenght. Ein Parallelkondensator muß wegfallen, da er bei dem kleinen Wert von R_{11} einige tausend Mikrofarad groß sein müßte. Die an R_{11} auftretende geringe Gegenkopplung vermindert außerdem die Verzerrungen in der Endstufe.

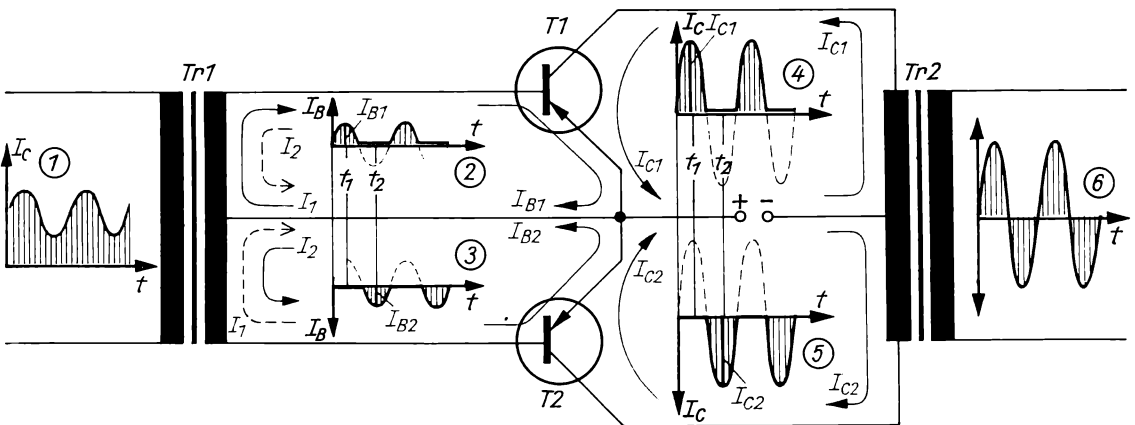
Die beiden Endstufentransistoren müssen in ihren elektrischen Kennwerten ziemlich genau übereinstimmen. Die Industrie bietet sogenannte „Pärchen“ an, von denen für unsere Schaltung 2 GC 301 geeignet ist. Im Mustergerät wurden zwei 400-mW-Basteltransistoren eingesetzt. Je genauer die Stromverstärkung 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.

Die Endstufentransistoren arbeiten im Gegendtakt

Zum Verständnis der Wirkungsweise einer Gegendtakt-Endstufe schauen wir uns Bild 264 an. Die Basisvorspannung der beiden Endstufentransistoren betrage 0 V.

Kurve 1 veranschaulicht den Kollektorstromverlauf des Treibertransistors, der über die Primärwicklung des Treibertrafos $Tr1$ fließt. Der Wechselstromanteil des Kollektorstromes würde in den beiden Wick-

Bild 264
Zur Wirkungsweise einer Gegendtakt-Endstufe



lungen 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 Tr2, nach einer halben Periode nur I_{C2} über die andere Wicklung in entgegengesetzter Richtung. Von der Sekundärspule gelangt die wieder harmonisch „zusammengesetzte“ verstärkte Wechselspannung (siehe Kurve 6) zum Lautsprecher.

Der Vorteil dieses Verfahrens liegt darin, daß je Transistor für eine Halbwelle der gesamte Kollektorstrombereich von I_{CEO} bis I_{Cmax} verfügbar ist. Damit kann man im Vergleich zur Verstärkung mit nur einem Transistor am Ausgangsübertrager Tr2 die doppelte Spannung und auch die doppelte Stromstärke erhalten (vgl. Kurve 6). Doppelte Spannung und doppelter Strom bedeuten aber vierfache Leistung einer Gegentakt-Endstufe 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 263 stellen wir mit R_8 und einem bei B liegenden Strommesser einen Kollektorruhestrom von 10...12 mA ein (je Transistor 5...6 mA). Das hat den Vorteil, daß bei abweichenden Transistor-daten die nichtlinearen Verzerrungen klein gehalten werden.

Eine Gegentakt-Endstufe 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 N2 haben folgende Maße in mm:

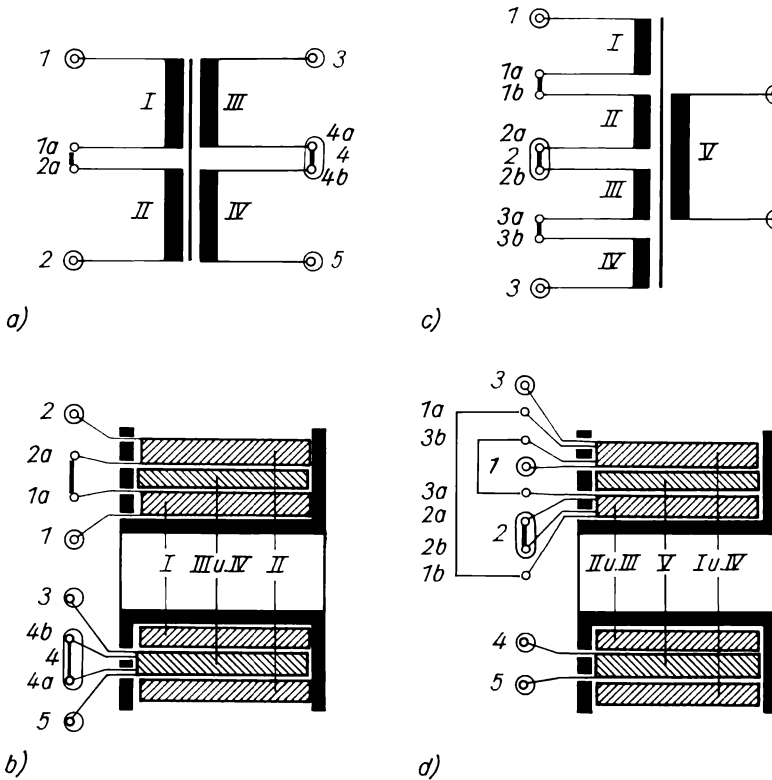
$$a_1 = 32, a_2 = 17, a_3 = 15, b_1 = 29, b_2 = 14, b_3 = 12, c = 29, d = 1.$$

Im Bild 265 sind die Wickelvorschriften für die Übertrager angegeben.

Bild 265

Wickelvorschrift für die Übertrager der Gegentakt-Endstufe:

a) Die Teilwicklungen des Treibertrafos,
 b) Wickelschema des Treibertrafos,
 c) Die Teilwicklungen des Ausgangstrafo,
 d) Wickelschema des Ausgangstrafo



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 Vorratspulen 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 265 b gibt an, wie die einzelnen Drahtenden richtig verbunden werden. Die Kernbleche schichten wir wechselseitig, also ohne Luftspalt ein.

Die Wicklungsfolge für den Ausgangstrafo:

1. Wicklungen II und III bifilar je 55 Windungen 0,4 CuL,
2. Wicklung V 65 Windungen 0,8...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 265 d ersichtlich.

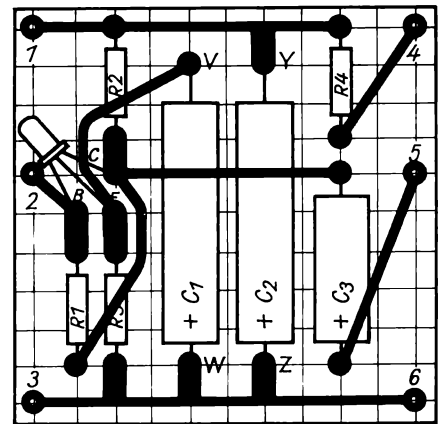
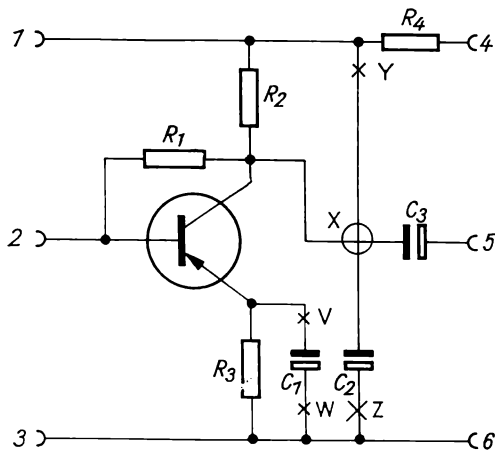
Eine neue Verdrahtungsart : die gedruckte Schaltung

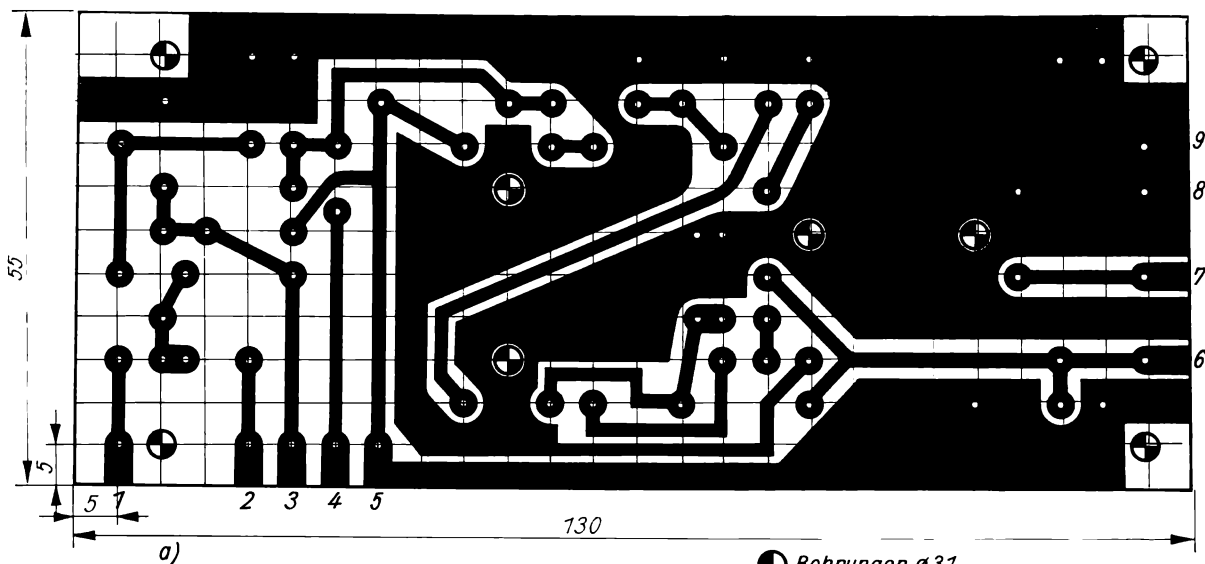
Für den Aufbau unseres letzten Rundfunkempfängers wollen wir uns eines modernen Verfahrens bedienen, das seit einigen Jahren von der Industrie und auch von vielen Amateuren mit Erfolg angewendet wird. Bei der industriellen Fertigung spielen vor allem ökonomische Gesichtspunkte eine Rolle, wie Automatisierbarkeit der Fertigung, hohe Gleichmäßigkeit der Erzeugnisse, Ausschalten vieler Fehlerquellen im Produktionsprozeß sowie Erleichterung von Prüfung und Reparatur. Den Amateur interessieren aber vor allem die Möglichkeiten eines übersichtlichen Aufbaus seiner Schaltung bzw. der Leichtbau und die Miniaturisierung. Auf diesen Gebieten weist gerade die *gedruckte Schaltung* eine ganze Reihe von Vorteilen gegenüber der konventionellen Verdrahtung auf.

Ausgangspunkt für das Herstellen einer *Leiterplatte* – der Techniker bezeichnet sie als *Platine* – ist einseitig kupferkaschiertes Hartpapier, das in 0,8 mm, 1 mm, 1,5 mm (Vorzugsmaß), 2,5 mm und 3 mm Dicke gefertigt wird. Die Kupferfolie ist nur 0,035 mm dick.

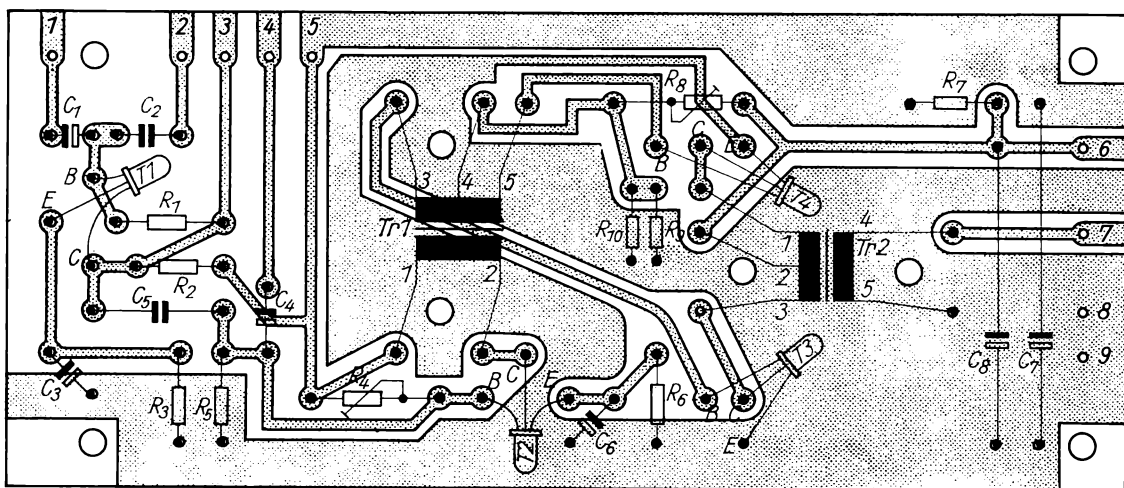
Für das Entwerfen der Leitungsführung zeichnet man zunächst auf weißes Papier ein Raster mit 5 mm Kantenlänge. (Kleinkariertes Papier ist ungeeignet, da die Karos oft nicht quadratisch sind und ihre Kantenlängen nur selten genau 5 mm betragen.) Dann legen wir die einzelnen Bauelemente auf das Papier 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. In der Verstärkerschaltung nach Bild 266a ist bereits eine Leitungskreuzung vorhanden (X). Wir beseitigen sie, indem der Leitungszug vom Kollektor zum Kondensator C_3 dort eingetragen wird, wo die Leitungsführungen YZ und VW zur Aufnahme der Kondensatoren C_2 und C_1 unterbrochen sind (vgl. Bild 266b). Der erwähnte Leitungszug geht „durch“ die Konden-

Bild 266
Zur Konstruktion der
Leitungsführung einer
gedruckten Schaltung:
a) Schaltbild,
b) Leitungsführung





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



satoren C_1 und C_2 . Ähnlich müssen die Leitungen vom Emitter zum Kondensator C_1 und vom Kollektor zum Widerstand R_1 verlegt werden. Im Bild 267a ist die Leitungsführung für unseren NF-Verstärker dargestellt. Dieses Bild übertragen wir maßstabgerecht auf Papier. Mit Heftpflaster oder T-Band kleben wir es dann auf die vorher mit einer Imilösung entfettete und gesäuberte Folienseite des Hartpapiers und können sämtliche Bohrungen durch das Papier an. Die Hammerschläge dürfen nicht zu kräftig erfolgen, da sonst das Material platzt. Nach Abnahme der Papierschablone zeichnen wir mit verdünnter Nitrofarbe zunächst die Kreisflächen um die Körnerpunkte, dann die Verbindungsleitungen und zum Schluß die großen Flächen. Bei richtiger Farbverdünnung können wir so arbeiten, wie wir es vom Zeichnen mit Tusche

Bild 267
Leitungsführung (a)
und
Bestückungsplan (b)
für die Leiter-
platte des 1-W-Gegen-
taktverstärkers

gewöhnt sind. Für das Abdecken der Flächen verwenden wir am besten einen kleinen Pinsel.

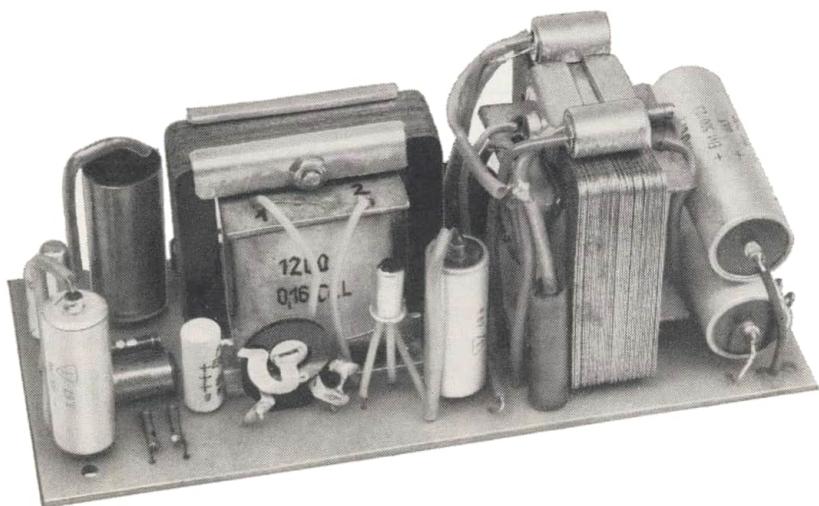
Diese für uns etwas mühselige Arbeit ist industriell sehr rasch erledigt, nämlich durch Aufdrucken der gesamten Leitungsführung. Daher rührt auch die Bezeichnung der Schaltung.

Anschließend muß die nicht abgedeckte Kupferfolie durch Ätzen abgetragen werden. Wir verwenden dazu Eisen-III-Chlorid (FeCl_3), das in jeder Drogerie zu haben ist. Die Ätzlösung soll etwa 30- bis 40%ig sein, d. h., in 100 cm^3 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 bis zwei Millimeter über der Platte steht.

Beschleunigend auf den Ätzvorgang wirkt eine ständige Bewegung des Bades. Hierzu eignet sich folgendes Verfahren: Ein Lautsprecher mit einer Leistung um 3 W wird waagrecht auf dem Tisch befestigt. Auf die nach oben weisende Membranöffnung stellen wir die Fotoschale und sichern sie gegen seitliches Herabrutschen. Dann legen wir vom Stromsorgungsgerät eine niedrige Wechselspannung (2...4 V) an den Lautsprecher, so daß er einen kräftigen 50-Hz-Brummtönen abgibt. Sofort bilden sich auf der Flüssigkeitsoberfläche Wellenbewegungen aus, die bei entsprechender Amplitude genügend Sauerstoff an die Kupferfolie heranzuführen und so den eigentlichen Oxydationsvorgang beschleunigen. Die Ätzzeiten liegen zwischen 10 und 20 Minuten. Das Ätzbad ist verbraucht, wenn 5 g Kupfer in 100 cm^3 gelöst sind. Dieser Menge entspricht eine Foliensfläche von rund 160 cm^2 . Die Leiterplatte für unseren Gegentaktverstärker ist zu etwa 75% mit Farbe abgedeckt, rund 18 cm^2 Kupferfläche sind wegzuzätzen. 100 cm^3 Lösung würden also für $\frac{160 \text{ cm}^2}{18 \text{ cm}^2} \approx 9$

Leiterplatten ausreichen. Mit steigender Kupferkonzentration im Lösungsbad steigt allerdings die Ätzzeit.

Bild 268
So sieht die bestückte
Leiterplatte des
Gegentaktverstärkers
aus



Sobald die Folie abgetragen ist, nehmen wir die Leiterplatte aus der Fotoschale und spülen sie mit Leitungswasser ab. Dann entfernen wir mit Nitroverdünnung die aufgetragene Farbe und scheuern zum Schluß erneut mit Imiwasser ab. Nach dem Trocknen ist es vorteilhaft, die Folie mit einem Überzug aus lötbarem Schutzlack zu versehen. Vom VEB Lackfabrik Berlin, Berlin-Weißensee, wird ein dazu geeigneter Elektro-Isolier-Überzugslack unter der Typenbezeichnung (RL 659.1) 589-002 hergestellt.

Der letzte Arbeitsgang ist das Bohren der 1-mm-Löcher zum Durchstecken der Bauelemente und der Befestigungslöcher von 3,1 mm Durchmesser für das Anschrauben der beiden Übertrager sowie für das spätere Festschrauben der bestückten Platine im Gehäuse.

Wie die einzelnen Bauelemente auf der Leiterplatte angeordnet werden müssen, geht aus Bild 267 b 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 268 dienen, das den fertigen Verstärker von der Bauelementenseite zeigt. Die Leiterseite sehen wir im Bild 269.

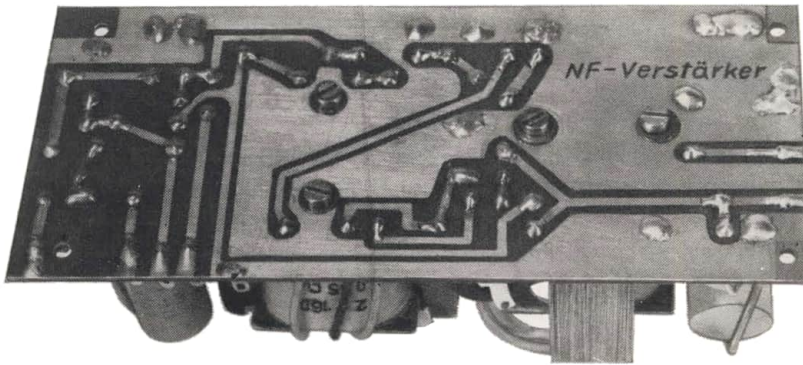


Bild 269
Die Platine des Verstärkers von der Leiterseite aus gesehen

Den Emitterwiderstand R_{II} 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). Aus der Gleichung $R = \rho \frac{l}{A}$ folgt, daß der Draht eine Länge von

$$l = \frac{R \cdot A}{\rho} = \frac{1,5 \Omega \cdot \pi \cdot 0,1^2 \text{ mm}^2 \cdot \text{m}}{4 \cdot 0,0175 \Omega \text{ mm}^2} = 0,67 \text{ m}$$

haben muß. 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.

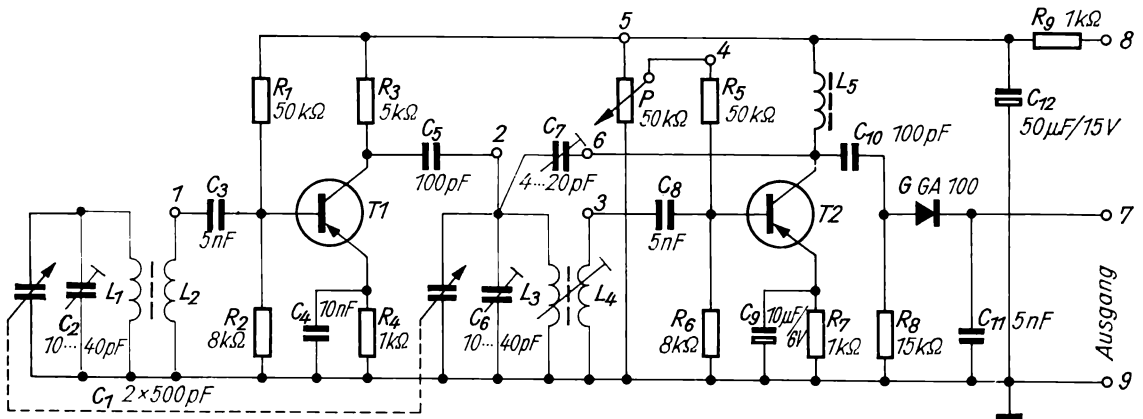
Die in den Transistoren der Endstufe entstehende Wärme leiten wir über je eine Kühlschelle aus 1 mm dickem Aluminiumblech zum Kern des Ausgangsübertragers Tr2 ab. Ein besonderes Kühlblech ist nicht erforderlich, die Verbindung mit dem Kern aber unter allen Umständen. Die Bedienungselemente wie P₁ (Lautstärke), 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.

Zum Schluß seien noch einige kurze Hinweise zum Löten von gedruckten Schaltungen gegeben: Der LötKolben soll nicht stärker als 100 W sein, 30 W reichen bereits aus; die Folie darf nicht wärmer als 250 °C werden. Mit geeignetem Flußmittel ist eine einwandfreie Lötstelle in weniger als 2 Sekunden möglich. Die LötKolbenspitze sollte pyramidenförmig gefeilt werden. Die Anschlüsse der Bauelemente werden vor dem Einsetzen verzinnt, nach dem Einsetzen dicht über der Folie abgeschnitten, 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.

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 270 dargestellt ist. Es handelt sich um einen zweistufigen HF-Verstärker mit anschließendem Diodendemodulator. Dieses Empfängerprinzip ist uns nicht unbekannt. Während jedoch bei unserem Röhrenzweikreiser die beiden Schwingkreise als Bandfilter zwischen den Röhrenstufen 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

Bild 270
Schaltbild des
Transistor-Zweikreisers



Verbessern der Empfangseigenschaften hat die zweite Stufe eine Rückkopplung vom Kollektor des Transistors T2 über den Rückkopplungskondensator C_7 (Trimmer 4...20 pF) an den zweiten Schwingkreis. Die Rückkopplung stellen wir – wie beim Audion des Taschenempfängers – mit dem Potentiometer P ein, mit dessen Hilfe die Basisvorspannung und damit die Verstärkung von T2 verändert werden kann. Die Kollektordrossel L_5 als Arbeitswiderstand von T2 verhindert ein Abfließen der HF in die Speiseleitung. Das Siebglied R_9C_{12} entkoppelt den Empfänger vom NF-Verstärker. Für T1 und T2 verwenden wir HF-Transistoren vom Typ GF 121. Die Stromverstärkungen der im Mustergerät eingebauten 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. L_1 bekommt 45 Windungen, L_2 5 Windungen aus HF-Litze 20 · 0,05, die wir gleichsinnig auf einen Pappzylinder wickeln. Der Zylinder soll auf dem Ferritstab stramm verschiebbar sein, damit der Vorkreis in der üblichen Art abgeglichen werden kann. Am Zylinder befestigen wir wieder ein Pertinaxbrettchen zur Aufnahme des Trimmers C_2 . Wie das alles gemacht wird, wissen wir bereits. Zur Erinnerung lesen wir noch einmal auf Seite 213 nach (siehe auch Bilder 233 und 271 a). Eine besondere Antennenspule zum Anschluß einer Außenantenne ist nicht erforderlich, da die Empfindlichkeit des Empfängers in Verbindung mit dem leistungsfähigen NF-Verstärker ausreicht.

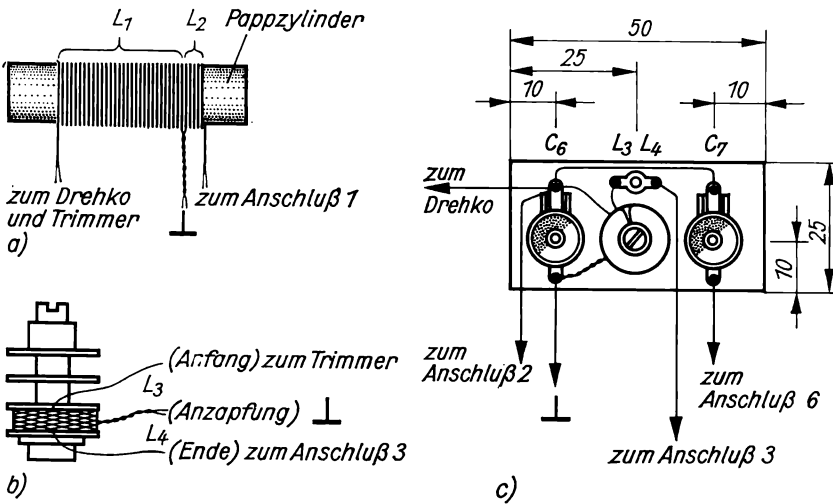
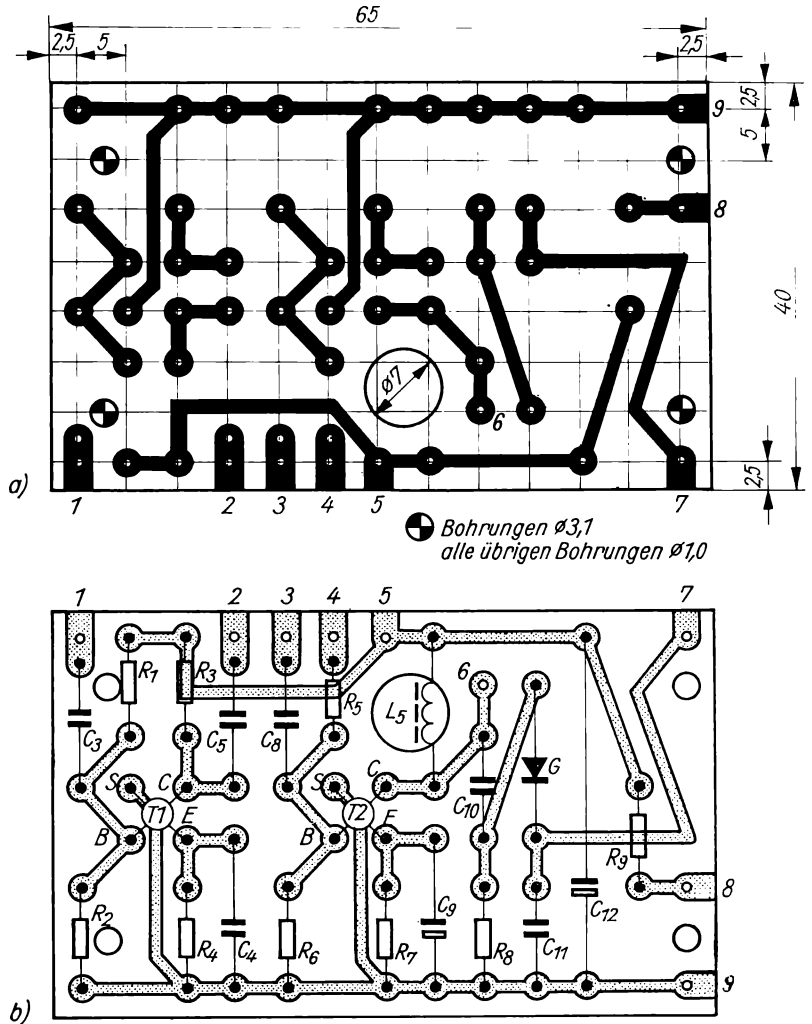


Bild 271
Die Spulen des Zweikreislers: a) Zur Wicklung der Ferritstabspule, b) Zur Wicklung der Zwischenkreisspule, c) Zum Aufbau der Zwischenkreiseinheit

Die Spulen L_3 und L_4 wickeln wir gleichsinnig aus 0,2 CuL in die untere Kammer eines Dreikammer-Spulenkörpers (Standardausführung), zuerst L_3 mit 120 Windungen und darüber in der gleichen Kammer L_4 mit 9 Windungen (vgl. Bild 271 b). Für die Kollektordrossel L_5 ist ein gleicher Spulenkörper restlos mit dünnem Kupferlackdraht zu bewickeln. Etwa 600 Windungen CuL 0,2 passen darauf.

Bild 272
Leitungsführung (a)
und Bestückungs-
plan (b) für die Leiter-
platte des Zweikreisers



Ebenso wie den NF-Verstärker bauen wir auch den Zweikreisler auf einer Leiterplatte auf. Die Leitungsführung ist im Bild 272a dargestellt. Bild 272b zeigt den Bestückungsplan. In die 7-mm-Bohrung kleben wir die Kollektordrossel ein. Im Unterschied zur Leitungsführung der Verstärkerplatine sind hier keine größeren Folienflächen vorgesehen. An den kleinen Lötinseln läßt sich bedeutend rascher löten als auf einer größeren Fläche, da die Wärme nicht so schnell von der Lötstelle abgeleitet werden kann.

Die im Bild 270 farbig gehaltenen Schwingkreisbauelemente sowie der Drehkondensator und das Potentiometer finden außerhalb der Platine an geeigneten Stellen im Gehäuse Platz. Über eine zweckmäßige Zusammenstellung von L_3L_4 , C_6 und C_7 gibt Bild 271c Auskunft. Die Montageplatte besteht aus 2...3 mm dickem Pertinax. Es ist auch sehr einfach, den Zweikreisler für den Empfang anderer Wellenbereiche auszulagen. Hier kurz die Spulendaten:

Bereich	L	L_1/L_2	L_3/L_1
Langwelle	2 mH	150/15 Windungen 20 · 0,05 auf Ferritstab	380/27 Windungen CuL 0,2 auf Drei- kammer-Spulenkörper
Kurzwellen	1,3 μ H	4/1 Windungen CuL 1,0 auf Ferritstab	12/1 Windungen CuL 0,4 auf Stiefelkörper 8 · 30

Die Bilder 273 und 274 zeigen uns die fertige Leiterplatte des Zweikreisempfängers von der Bauelementenseite und von der Leiterseite.

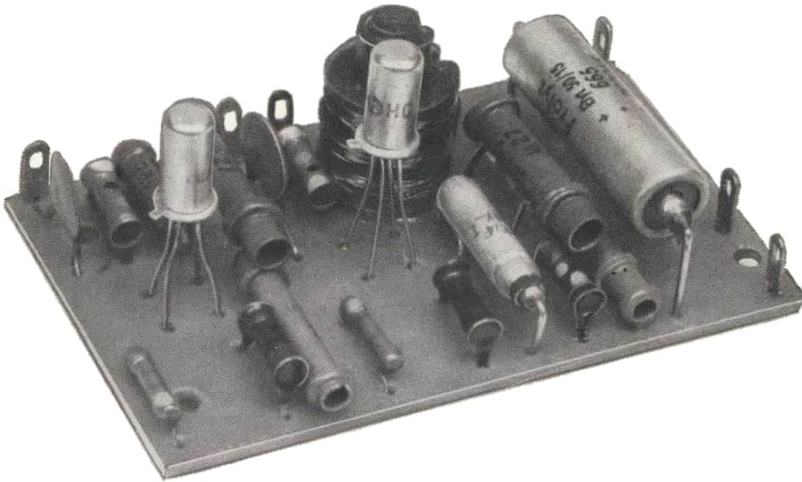


Bild 273
So sieht die bestückte
Leiterplatte des
Transistor-Zweikreis-
empfängers aus

Die Verbindung des 1-W-Gegentakt-Verstärkers (1 GV) mit dem Zweikreisempfänger (2 KE) zur ersten Variante des Kofferempfängers geht aus Bild 275 hervor. Dort sehen wir auch noch einmal, wie die nicht auf den Platinen befestigten Bauelemente anzuschließen sind.

Der Abgleich eines Zweikreisempfängers müßte uns noch geläufig sein. Wenn

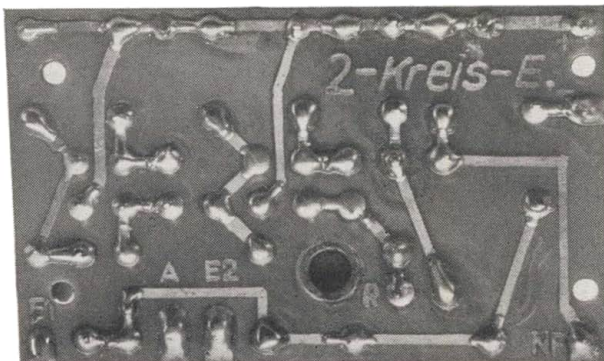
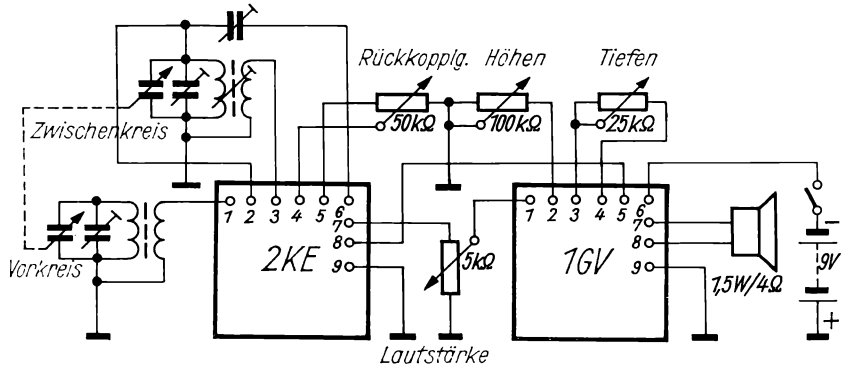


Bild 274
Die Platine des Zwei-
kreisempfängers von der
Leiterseite aus gesehen

Bild 275
Schaltungsvariante 1
des Kofferempfängers



nicht, blättern wir zu den Seiten 166, 186 und 216 zurück. Die wesentlichen Schritte in Kurzfassung: Resonanzmesser arbeitet in Schalterstellung „S“, bei 510 kHz induktiv (Spulenverschiebung und Kerndrehung), bei 1600 kHz kapazitiv (Trimmer) abgleichen, mehrmals wiederholen, mit Trimmer beenden. Unseren Prüfsender stellen wir so weit vom Empfänger weg, daß bei voll aufgedrehtem Lautstärkereglert der Brumm gerade gut 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.

Dann bauen wir einen Transistorsuper

Seine Schaltung ist im Bild 276 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 zugleich als Mischstufe und als Oszillator 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 197 gesagt worden. Im Unterschied zu einem geregelten Röhren-ZF-Verstärker muß hier die Regelspannung allerdings positiv sein.

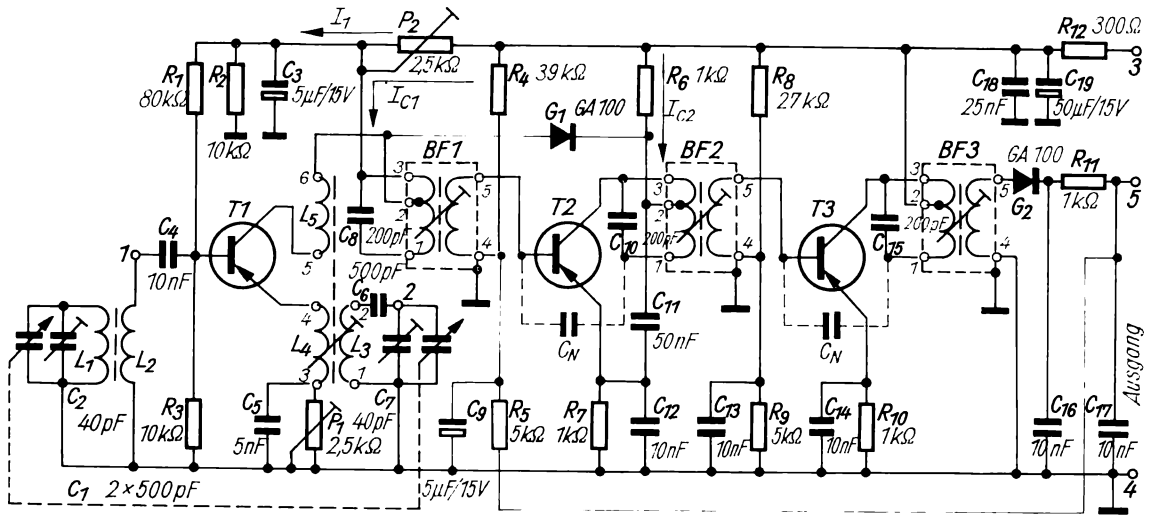


Bild 276
Schaltbild des
Transistor-Überlagerungsempfängers

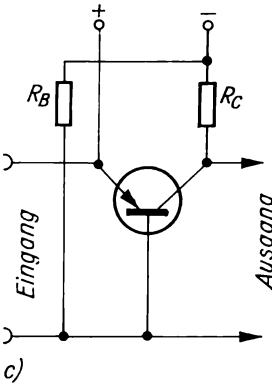
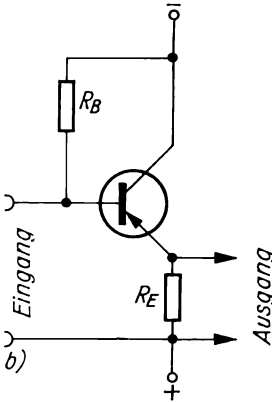
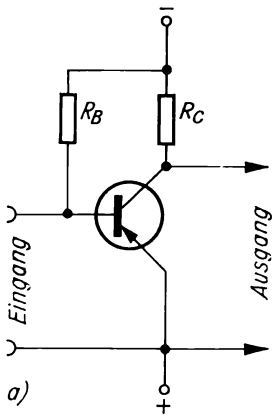
Damit auch bei sehr starken Sendern der ZF-Verstärker nicht übersteuert wird, ist eine weitere Regelung mit der Diode G_1 vorgesehen. Die an G_1 liegende Spannung ergibt sich aus der Differenz der an P_2 und R_6 entstehenden Spannungsabfälle. Angenommen, über T1 fließt ein Kollektorstrom $I_{C1} = 1 \text{ mA}$, über T2 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 Spannungsteiler-Querstrom 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 T2 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 Schwingkreispule 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.

Ein Transistor übt gleichzeitig zwei Funktionen aus

Wir betrachten im Bild 277 zunächst die drei möglichen Schaltungsarten eines Transistors. Bisher haben wir grundsätzlich die *Emitterschaltung* angewendet. Sie wird so genannt, weil der Emmitter gleichzeitig am Eingang und am Ausgang liegt. Daneben können Transistoren auch in *Basisschaltung* und in *Kollektorschaltung* arbeiten. Die wichtigsten Unterscheidungsmerkmale entnehmen wir der folgenden Übersicht:



	Emitter- schaltung	Kollektor- schaltung	Basis- schaltung
Stromverstärkung	10...300	10...300	< 1
Spannungsverstärkung	10...30	< 1	≈ 10
Leistungsverstärkung	bis 10000	bis 1000	bis 1000
Eingangswiderstand	1...5 kΩ	0,01...1 MΩ	10...50 Ω
Ausgangswiderstand	≈ 10 kΩ	≈ 1 kΩ	≈ 100 kΩ

Die Gegenüberstellung zeigt, daß die Emitterschaltung im Normalfall den anderen Schaltungen vorzuziehen ist. Diese Aussage deckt sich mit unseren bisherigen Erfahrungen. Aber auch die übrigen Schaltungen haben spezielle Anwendungsgebiete gefunden. Soll beispielsweise ein Kristallmikrofon oder ein -tonabnehmer mit seinem hohen Innenwiderstand an einen Verstärker angeschlossen werden, ist der Eingangswiderstand des Verstärkers dem Widerstand der Wechselspannungsquelle anzupassen (vgl. auch Seite 80). Dazu eignet sich die Kollektorschaltung; sie wird vorwiegend als *Impedanzwandler* („Scheinwiderstands-Wandler“) 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 Emittter- oder Kollektorschaltung. Deshalb wird diese Schaltung fast ausschließlich in der HF-Technik angewendet. Das ist auch in der selbstschwingenden Mischstufe unseres Überlagerungsempfängers der Fall. Als Mischer arbeitet T1 in Emitterschaltung, als Oszillator schwingt er in Basisschaltung.

In der Basisschaltung nach Bild 277 ist es schaltungstechnisch ungünstig, daß der Pluspol als bisherige Masse nicht mehr an der Leitung liegt, die Eingang und Ausgang einer Transistorstufe verbindet. Wir erreichen das aber wieder, wenn wir in die Basisleitung einen Kondensator C schalten, R_B direkt mit der Basis verbinden und parallel zum Eingang einen Emittterwiderstand R_E einbauen. Für den zu verstärkenden Wechselstrom hat der Basiskondensator einen vernachlässigbar kleinen Widerstand. Der Pluspol kann jetzt wieder an die als Masse verwendbare gemeinsame Leitung gelegt werden, da der Kondensator die Gleichspannung von der

Bild 277
Schaltungsarten eines
Transistors:

- a) Emitterschaltung,
- b) Kollektorschaltung,
- c) Basisschaltung

Basis fernhält. Die so geänderte Basisschaltung ist im Bild 278 a zu sehen. R_E kann wegfallen, wenn am Eingang ein Übertrager liegt; der Emitterstrom fließt dann über die Sekundärwicklung.

Wie ein Verstärker zum Oszillator wird, ist uns von Seite 129 bekannt. An den Eingang legen wir einen Schwingkreis, und vom Ausgang führen wir durch Rückkopplung Schwingungsenergie zur Entdämpfung in den Eingangskreis zurück. Im Bild 278 b ist der Oszillator in Basisschaltung dargestellt. Ein Vergleich mit Bild 276 dürfte uns nicht schwerfallen.

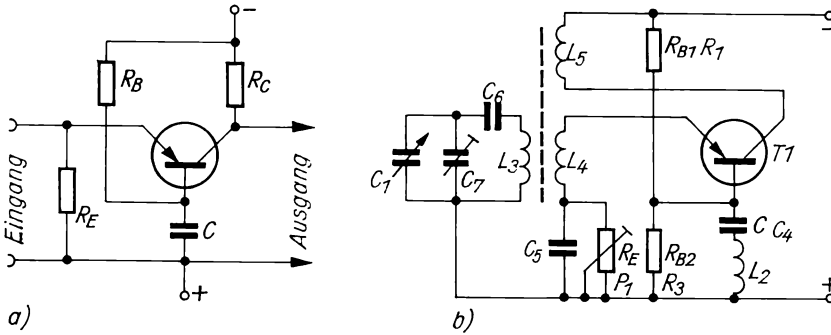


Bild 278
Oszillator in Basisschaltung:
a) Geänderte Basisschaltung,
b) So entsteht aus dem Verstärker in Basisschaltung ein Oszillator

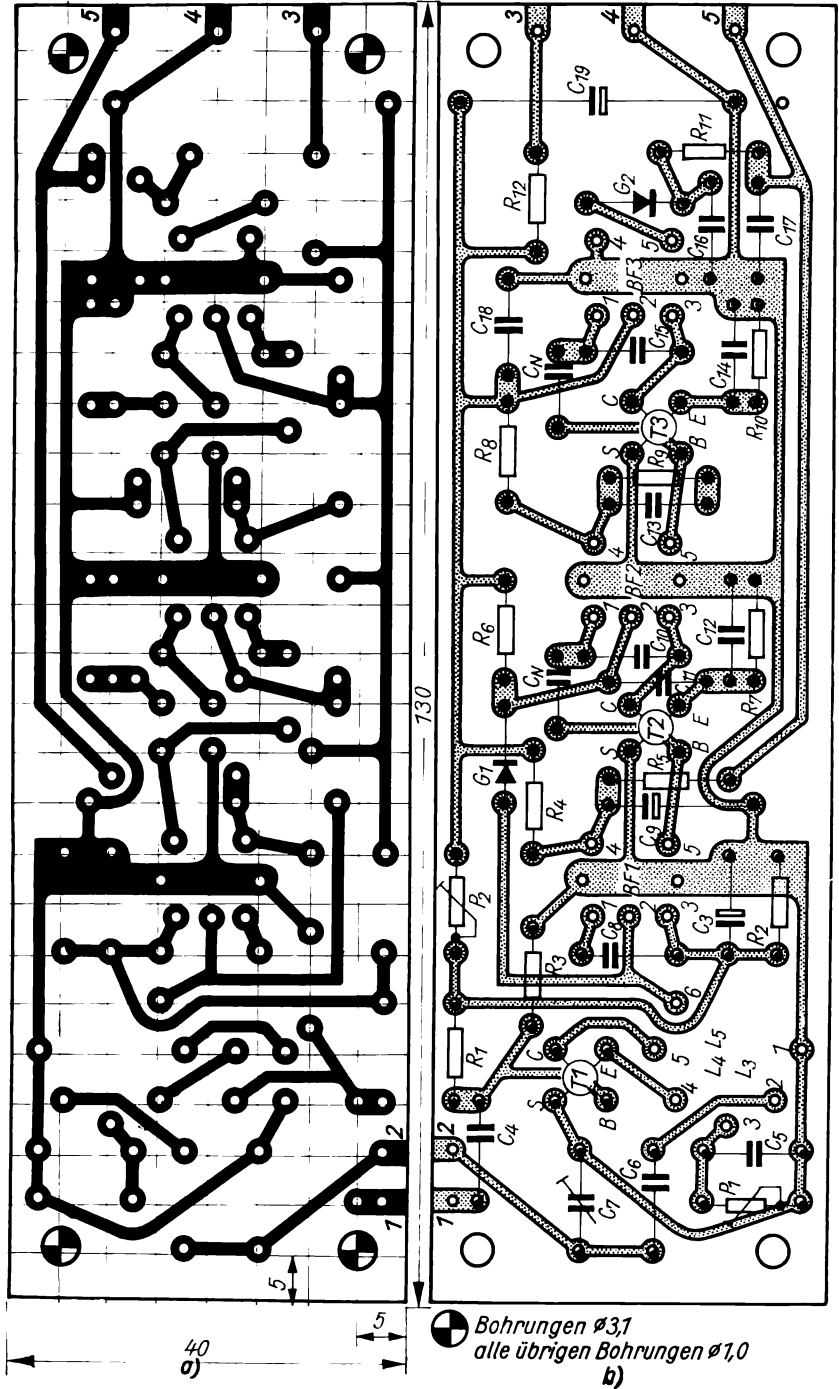
So bauen wir den Überlagerungsempfänger auf

Leitungsführung und Bestückungsplan für den 5-Kreis-Transistorsuper sind im Bild 279 dargestellt. Als Bandfilter verwenden wir am besten „Sternchen“-Filter, und zwar für BF 1 und BF 2 die mit roter Farbkennzeichnung, für BF 3 eines mit grüner. Wer die Filter selbst auf Sternchen-Spulkörper 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 BF 1 und BF 2, die Koppelspule für BF 3 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 12 wickeln. Die beiden mittleren Trennscheiben brechen

Bild 279
 Leitungsführung (a)
 und
 Bestückungsplan (b)
 für die Leiter-
 platte des Supers



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. Die Koppelspule erhält

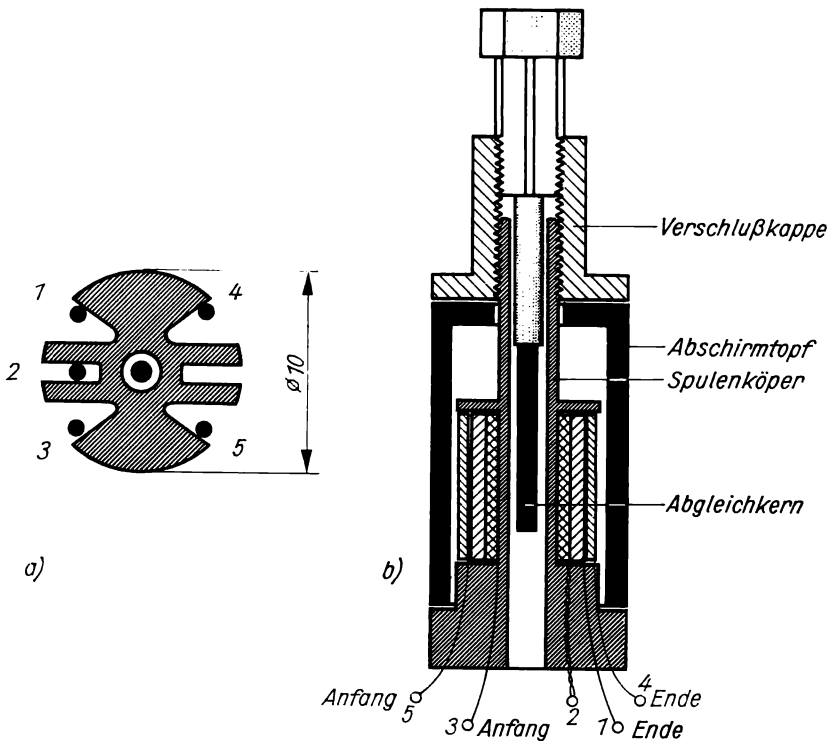


Bild 280
Zur Wicklung der
Bandfilter:
a) Anschlußschema
(von unten gesehen),
b) Wickel- und
Aufbauschema

für BF 1 und BF 2 25 Windungen 0,15 CuL, für BF 3 50. Im Bild 280 ist das Wickel- und Anschlußschema der Eigenbaufilter dargestellt. Bild 281 b 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 · 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; 4 Stück reichen aus. Zum Schluß kommt in die Mittel-

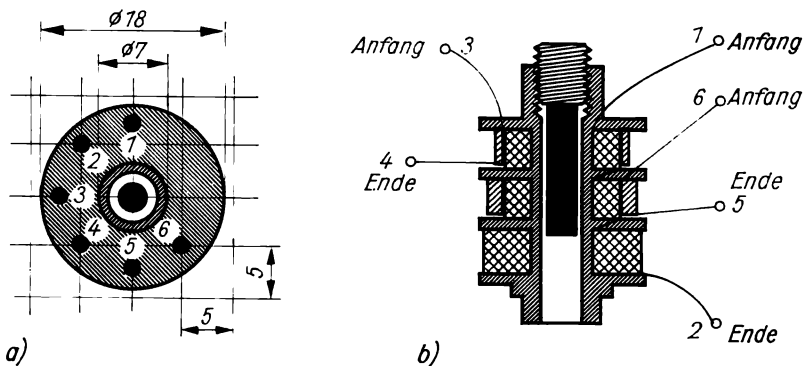


Bild 281
Wickelvorschrift für
die Oszillatorspule:
a) Anschlußschema
(von unten gesehen),
b) Wickelschema

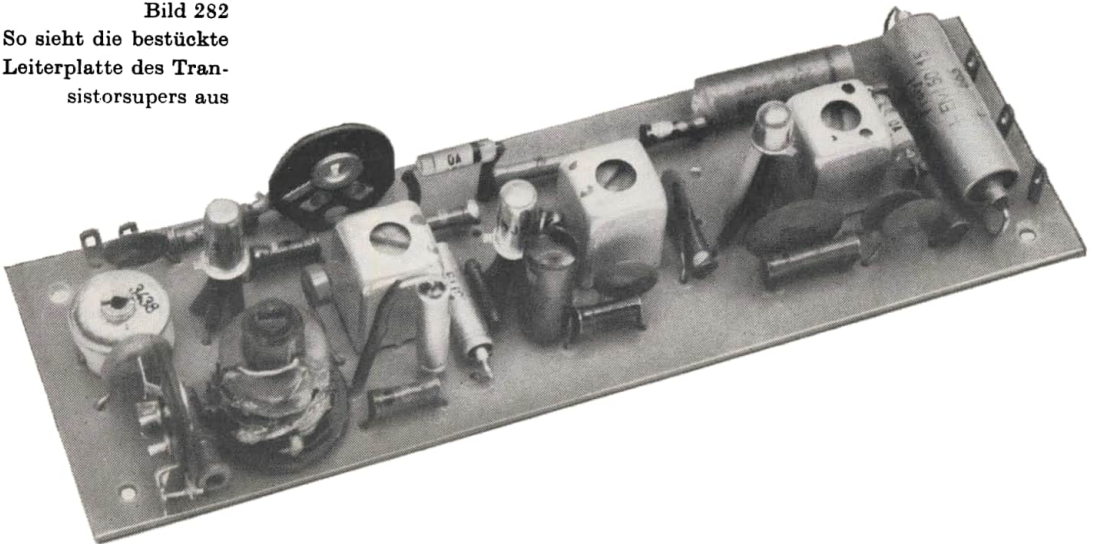
kammer über die zweite Teilwicklung von L_3 die Rückkopplungsspule L_5 . Sie erhält 13 Windungen aus 0,2 CuL. Die fertige Oszillatorspule kleben wir in eine 3 mm dicke Pertinaxscheibe von 18 mm Außendurchmesser (vgl. Bild 281 a), die wir vorher nach der Leiterplatte als Schablone verbohrt haben. In die 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.

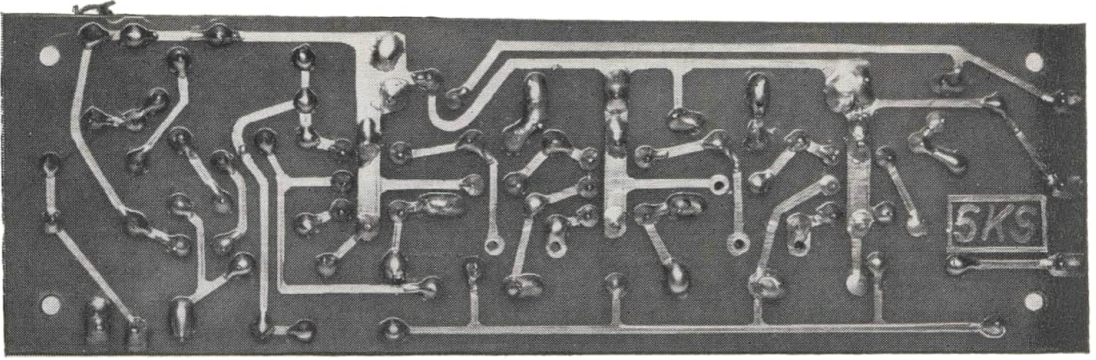
Haben wir alle Bauelemente beisammen, kann die Leiterplatte bestückt werden. Die Regeldiode G_1 und die beiden Gegenkopplungs- oder *Neutralisations*-Kondensatoren C_N löten wir noch nicht ein. Als Transistoren des Überlagerungsempfängers kommen folgende Typen in Betracht: T1: GF 120, GF 121, GF 122; T2 und T3: GF 100, GF 105 oder die gleichen wie für T1. Bei Verwendung von Drifttransistoren (GF 120...) in den ZF-Stufen können die Neutralisationskondensatoren C_N weggelassen. Im Mustergerät wurden folgende Transistoren 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 aus, ersetzen die Einsteller durch entsprechende Festwiderstände und löten auch den 5-k Ω -Widerstand wieder ab. Die Bilder 282 und 283 zeigen die fertige Leiterplatte des Überlagerungsempfängers von der Bauelementenseiten und von der Leiterseite.

Die Verbindung des 5-Kreis-Supers (5KS) mit dem NF-Verstärker (1GV) zur Variante 2 des Kofferempfängers geht aus Bild 284 hervor. Als Vorkreisspule verwenden wir die Ferritantenne des Zweikreisers. Der

Bild 282
So sieht die bestückte
Leiterplatte des Transistorsupers aus





NF-Verstärker ist über einen zweipoligen Umschalter S_3 vom HF-Teil abtrennbar, eine andere NF-Spannungsquelle kann dann angeschlossen werden; Tonbandgerät bzw. Plattenspieler über die Diodenbuchse Bu1 oder ein anderer Empfängertyp über die Telefonbuchsen Bu2 und Bu3. Weiter ist eine Klinkenbuchse in der Lautsprecherleitung 7 vorgesehen, die den Anschluß eines zweiten Lautsprechers ermöglicht. Der Geräte-lautsprecher wird dann automatisch abgeschaltet. Wenn wir eine Linear-skale anbringen wollen, ist eine Beleuchtung von Vorteil. Damit die not-wendige Lampe die Batterie nicht unnötig belastet, schließen wir sie über einen Tastenschalter S_2 an.

Der Abgleich des Überlagerungsempfängers dürfte uns keine großen Schwierigkeiten bereiten. 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 „S“ als modulierter Prüfsender bei 470 kHz, die Schleifer der beiden Einstel-ler P_1 und P_2 stehen etwa auf Mitte, der Lautstärkereglер ist voll aufgedreht. Es genügt, die ZF über die Ferritantenne einzukoppeln. Zuerst stellen wir BF3 auf Brummaximum ein, dann BF2 und schließlich auch BF1. Während dieses Abgleiches müssen wir den Resonanzmesser immer weiter vom Empfänger entfernen, damit dieser nicht übersteuert wird oder gar die Transistoren Schaden nehmen. Außerdem ist es ratsam,

Bild 283

Die Platine des Supers von der Leiterseite aus gesehen

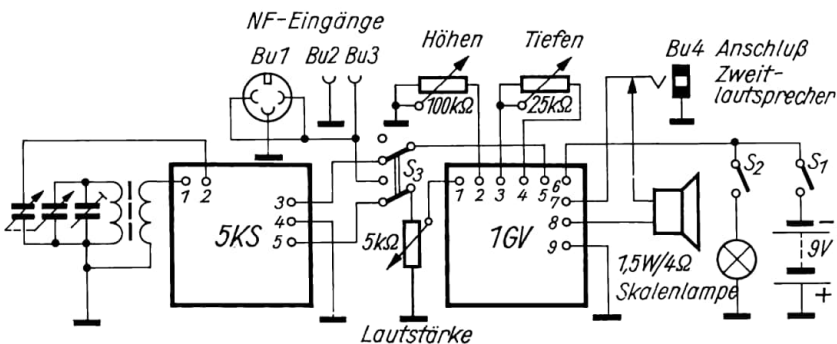


Bild 284

Schaltungsvariante 2 des Kofferempfängers

parallel zum Lautstärkereglern einen Spannungsmesser zu schalten, der uns eine auftretende Selbsterregung des ZF-Verstärkers sofort anzeigt. Ohne ZF-Eingangssignal sind in diesem Fall Spannungen von mehreren Volt zu messen. Die beiden ZF-Stufen müssen dann durch Kondensatoren von maximal 10 pF neutralisiert werden.

Läßt sich mit Kondensatoren allein die Schwingneigung nicht beseitigen, schalten wir an Stelle des Kondensators C_N einen Trimmer mit etwa 10 pF Endkapazität und einen Einstellwiderstand von 5 k Ω in Reihe. Der Trimmer wird auf kleinste Kapazität, der Widerstand auf seinen größten Wert eingestellt. Durch schrittweises Vergrößern der Kapazität und gleichzeitiges Verkleinern des Widerstandes suchen wir die Stelle, an der die Schwingungen aussetzen. Trimmer und Einsteller werden anschließend durch Festkondensator und Festwiderstand ersetzt. Wie bereits erwähnt, entfällt die Neutralisation bei Verwendung von Drifttransistoren. Auch der Legierungstristor GF 105 in der letzten ZF-Stufe des Mustergerätes brauchte nicht neutralisiert zu werden.

Als nächstes kontrollieren wir, ob der Oszillator schwingt. Als Prüfgerät dient unser Oszillograf. An den voll aufgedrehten Meßverstärker schließen wir eine Koppelspule mit etwa 30 Windungen an, die wir der Oszillatorspule nähern. Sollten auch beim Verkleinern des Emitterpotentiometers P_1 die Schwingungen bei keiner Drehkostellung einsetzen, muß die Rückkopplungsspule umgepolt werden. P_1 und P_2 sind zunächst so einzustellen, daß der Oszillator über den gesamten Abstimmbereich einwandfrei arbeitet.

Den Abgleich des Oszillatorkreises und des Vorkreises beginnen wir an der Oszillatorspule bei 510 kHz. Der Resonanzmesser arbeitet wieder als modulierter Prüfsender. Danach verschieben wir die Spule auf dem

Bild 285
Montageplatte des
Kofferempfängers von
vorn gesehen mit
Lautsprecher und
Skalentrieb

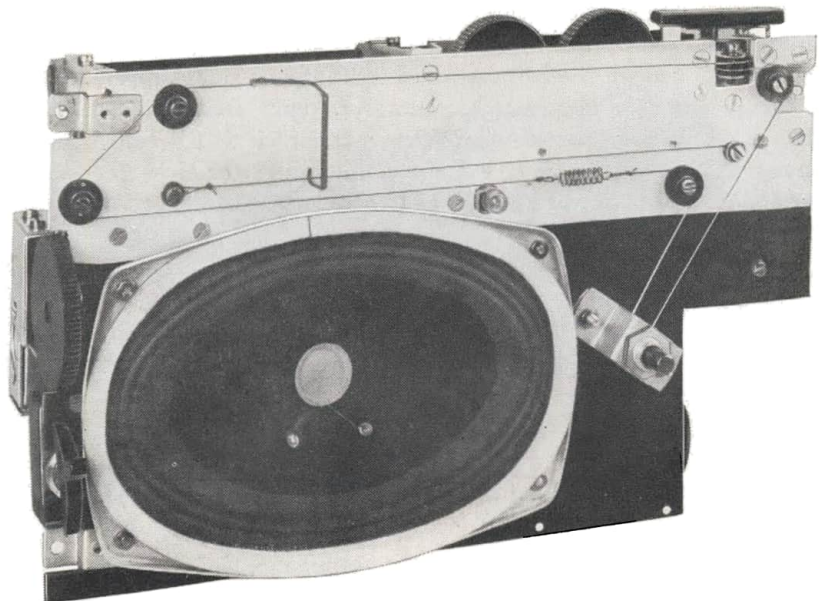
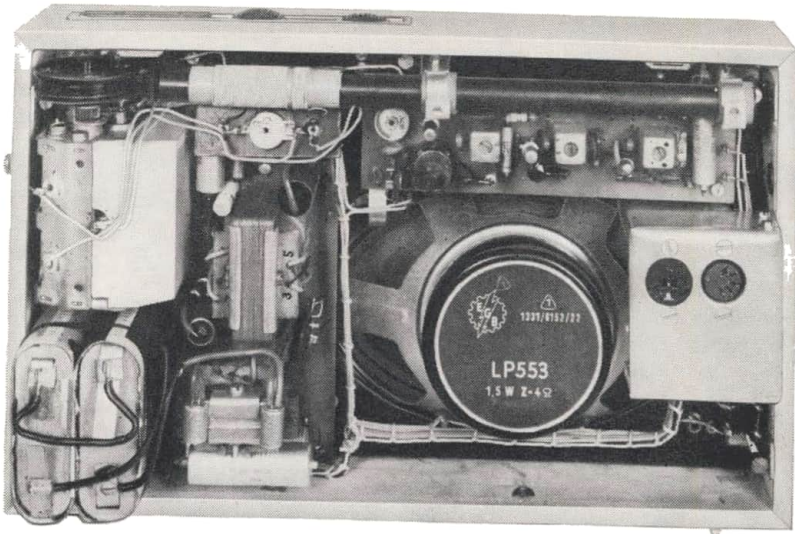


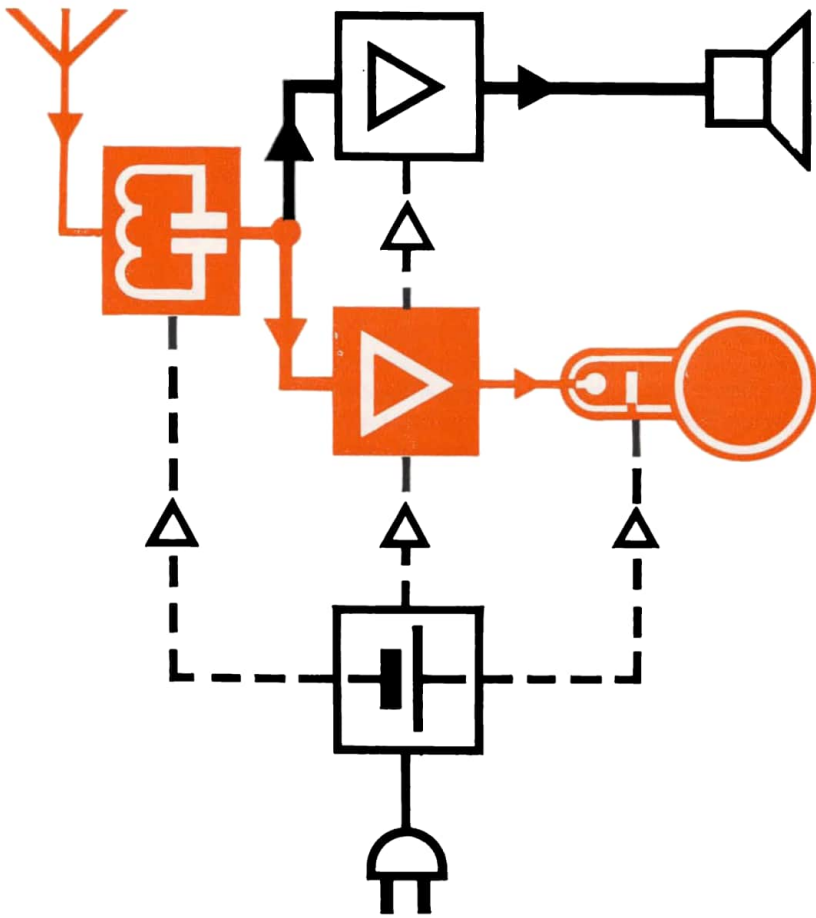
Bild 286
So ist die Montage-
platte des Koffer-
empfängers bestückt
(Ansicht im Gehäuse)



Ferritstab bis zum Lautstärkemaximum. Dann schwenken wir die Rotoren des Drehkondensators voll heraus und suchen das Maximum bei 1600 kHz durch Einstellen des Oszillatortrimmers und des Vorkreis-trimmers. Diesen Vorgang wiederholen wir noch zweimal. Dann stellen wir den Resonanzmesser auf 600 kHz ein, suchen den Brumm durch Drehen des Abstimmkondensators und gleichen den Vorkreis (Spule) auf Maximum ab. Anschließend machen wir das gleiche bei 1300 kHz (Vorkreistrimmer) und wiederholen alles einige Male. Die erforderlichen Restkorrekturen nehmen wir bei einigen Sendern vor.

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_g . Er muß während der Drehkobetätigung ein Minimum durchlaufen, das wir uns einprägen oder besser aufschreiben. Dann messen wir die Spannung U_1 an P_2 . Sie muß etwas größer als $U_{2\min}$ sein. Ist sie zu klein, muß der Einsteller P_1 verkleinert und P_2 unter Umständen vergrößert werden. Die auf Seite 265 angeführten Werte wurden am Mustergerät gemessen und können als Anhaltspunkte dienen.

Haben wir die richtige Einstellung gefunden, wird die Regeldiode G_1 eingelötet und der Transistorsuper ist fertig geschaltet. Die Bilder 285 und 286 sollen nur noch einige Anregungen vermitteln, wie der Kofferempfänger aufgebaut werden kann. Für das Mustergerät wurde das Gehäuse des Empfängers „Stern 11“ verwendet.



Fernsehtechnik

18. 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.

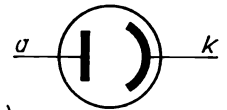
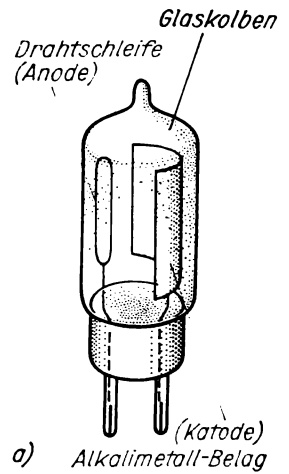
Unsere bisher erworbenen Kenntnisse auf dem Gebiet der elektrischen Tonübertragung und die beim Gerätebau gesammelten Erfahrungen bilden ein solides Fundament, auf dem wir nun in das Gebiet der elektrischen Bildübertragung eindringen können. Eine Reihe von Experimenten wird sicherlich zu einem tieferen 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 Membrane die elektrischen Impulse wieder in Schallwellen „übersetzt“. Ganz analog muß eine Anlage zum Übertragen von Bildern aufgebaut sein. Allerdings reagiert weder ein Mikrofon auf Hell oder Dunkel, noch sendet ein Lautsprecher Licht aus. Mikrofon und Lautsprecher sind deshalb durch Bauelemente zu ersetzen, die auf Licht reagieren bzw. Licht aussenden.

In unserer Experimentier-Fernsehanlage 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 287a ist der Aufbau einer Fotozelle dargestellt, Bild 287b zeigt das Schaltsymbol. Liegt nun, wie im Bild 287c, 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 „Schrift Elemente“ 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 auch 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* erdosen. Eine solche Einrichtung hat geradezu historische Bedeutung erlangt: die 1884 von Paul Nipkow zum Patent angemeldete *Lochscheibe*. Ihr grundsätzlicher Aufbau ist im Bild 288 a dargestellt.

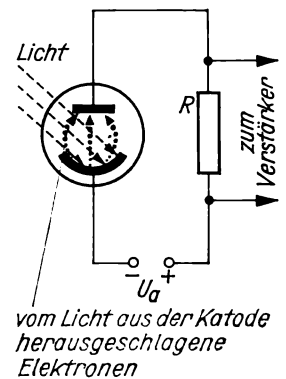
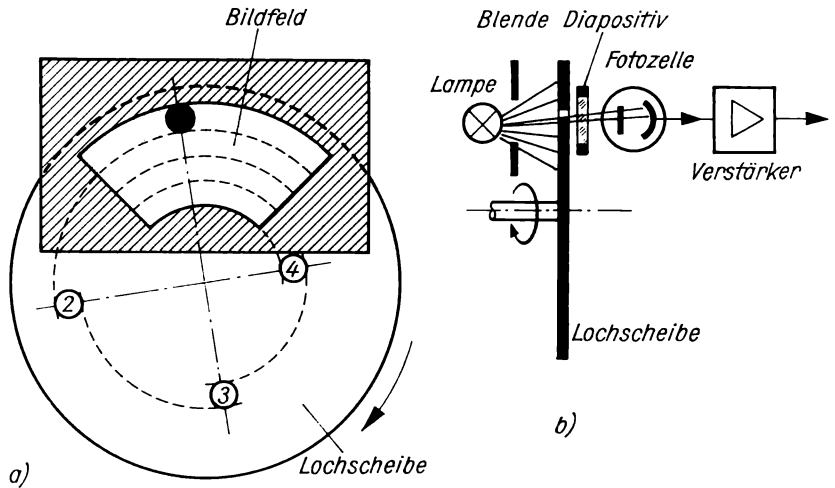


Bild 287
Aufbau und Prinzip der Fotozelle:
a) Aufbau einer Fotozelle, b) Schaltzeichen der Fotozelle, c) Grundsätzliche Schaltung einer Fotozelle

Bild 288
 Mechanische Bild-
 abtastung: a) Prinzip
 der Lochscheibe,
 b) Schema der Licht-
 punktabtastung mit
 Nipkowscheibe



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 288b zeigt das Schema einer Aufnahmeeinrichtung mit der Nipkow-Scheibe.

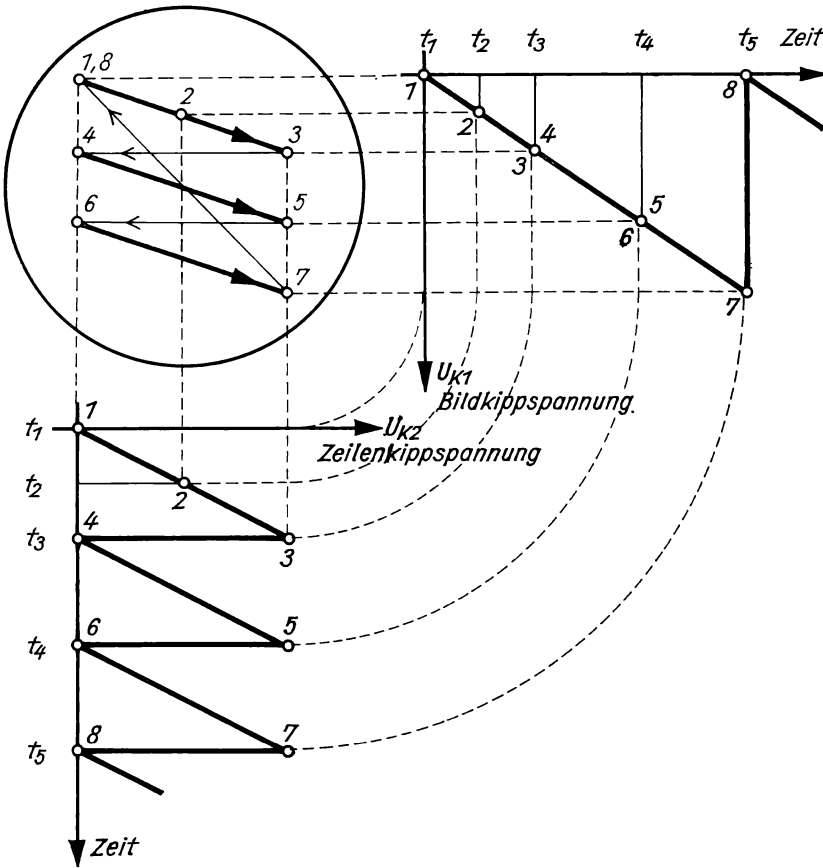
Wir wollen die erste Entwicklungsetappe der Fernsehtechnik nicht weiter verfolgen, da in dieser die Fernsehbilder grundsätzlich mechanisch abgetastet wurden. Überlegen wir vielmehr, welche Lichtquelle leicht und trägheitslos bewegt werden kann und damit für das Abtasten eines Diapositivs geeignet ist. 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 289 an, welchen Weg der Elektronenstrahl unter dem Einfluß zweier sich überlagernder Kippspannungen

Bild 289
Zwei Kippspannungen
unterschiedlicher
Frequenz überlagern
sich zum Fernsehrastrer



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. U_{K1} ist auf ein Drittel des Scheitelwertes angestiegen. Der Strahl befindet sich bei 3. Jetzt fällt die *Zeilenkippspannung* auf Null ab; der Elektronenstrahl springt von 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.

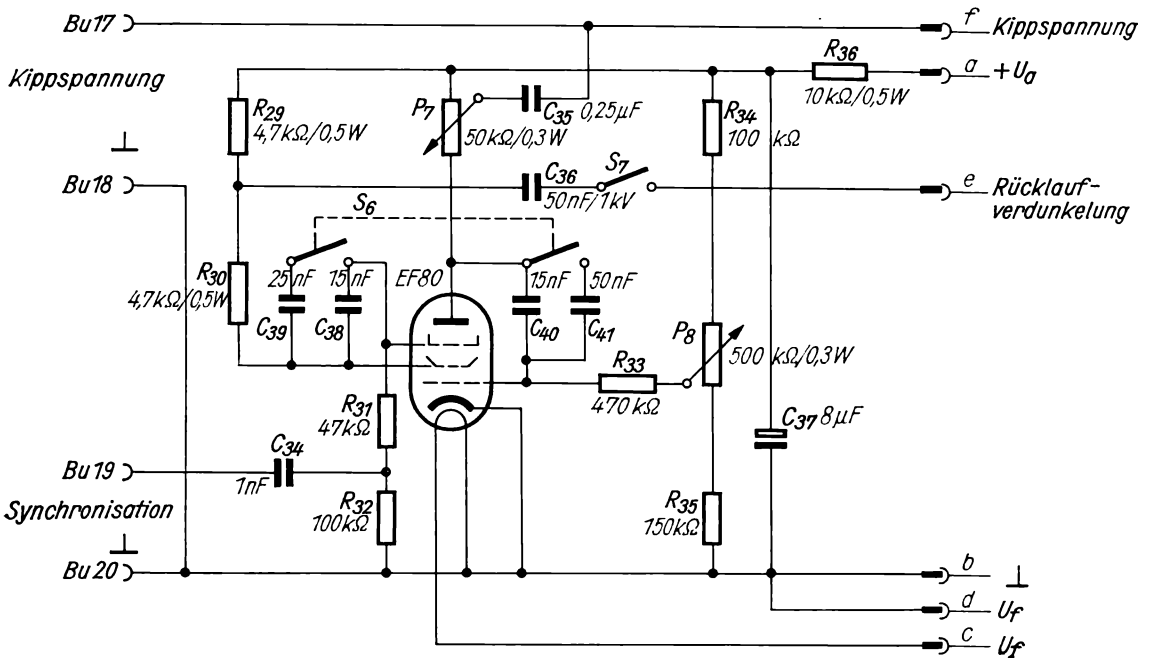
Wir erkennen, daß zwischen der Zeilenzahl z und den Ablenkfrequenzen f_B und f_Z ein ganz bestimmter Zusammenhang besteht. Nach der bei uns gültigen Fernsehnorm (siehe Seite 305) sind 625 Zeilen vor-

geschrieben. Der Zeitraum einer Bildabtastung ist gleich der Schwingungsdauer T_B der Bildkippspannung U_{K1} . Die Bildfrequenz muß dann $f_B = \frac{1}{T_B} = \frac{1}{0,1\text{ s}} = 10\text{ Hz}$ betragen, die Zeilenfrequenz $f_Z = \frac{z}{T_B} = z \cdot f_B = 625 \cdot 10\text{ Hz} = 6250\text{ Hz}$. Eine Versuchsreihe soll uns das Entstehen des sogenannten *Fernschrasters* auf dem Schirm unseres Oszillografen veranschaulichen. Bevor wir sie allerdings durchführen können, brauchen wir ein weiteres Kippgerät.

Wir bauen ein zweites Kippgerät

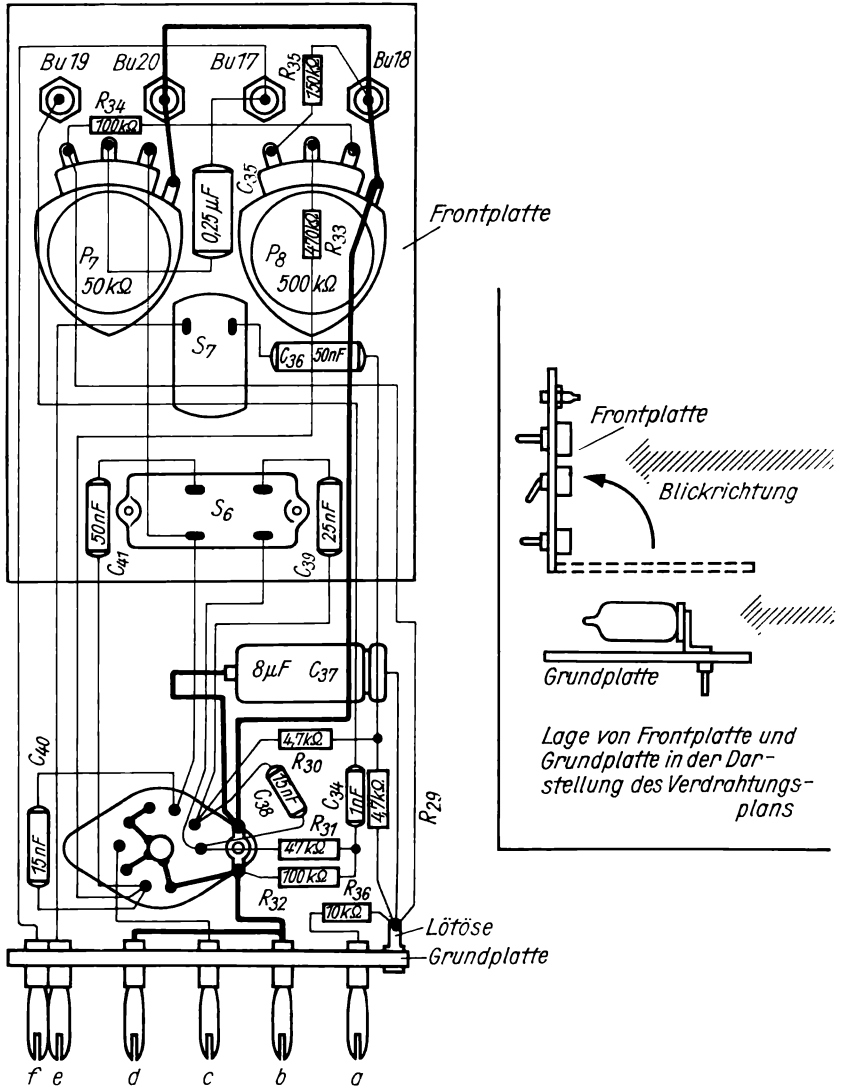
Bild 290
Schaltbild des Bildkippergerätes

Seine Schaltung übernehmen wir vom Oszillografen (vgl. Bild 120). Da das Frequenzband des Bildkippergerätes nicht so breit wie das eines Zeitablenkgerätes sein muß, wird der Aufwand an Kippkondensatoren bedeutend geringer. Bild 290 zeigt das Schaltbild. Mit dem zweipoligen Kippschalter S_6 werden die Kondensatoren C_{39} zu C_{38} und C_{41} zu C_{40}



parallel geschaltet, so daß ein zweiter, niedrigerer Frequenzbereich gewählt werden kann. Das Potentiometer P_8 dient dem Feineinstellen der Kippfrequenz. Bei Parallelschaltung der Kippkondensatoren erzeugt das Gerät Frequenzen zwischen 12 und 40 Hz, bei geöffnetem Schalter von 35 bis 100 Hz. Mit P_7 in der Anodenleitung der EF 80 vermögen wir die Amplitude der Kippspannung vom Größtwert an beliebig zu ver-

Bild 292
Verdrahtungsplan
des Bildkipppergerätes



wir auszählen. Dann legen wir den Hebel von S_6 nach vorn, verkleinern also die Bildfrequenz. Jetzt werden nur noch 3 Schwingungen aufgezeichnet. Anschließend drehen wir P_8 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 Ablenkergeräte stimmen genau überein und betragen etwa 12 Hz (vgl. Seiten 109 und 280).

Teil 2 des Versuchs soll uns das Entstehen eines Rasters zeigen. Wir wählen am Drehschalter des Zeitablenkergerätes, das wir von jetzt ab als Zeilenkippergerät verwenden, Frequenzstufe 2. Der Elektronenstrahl

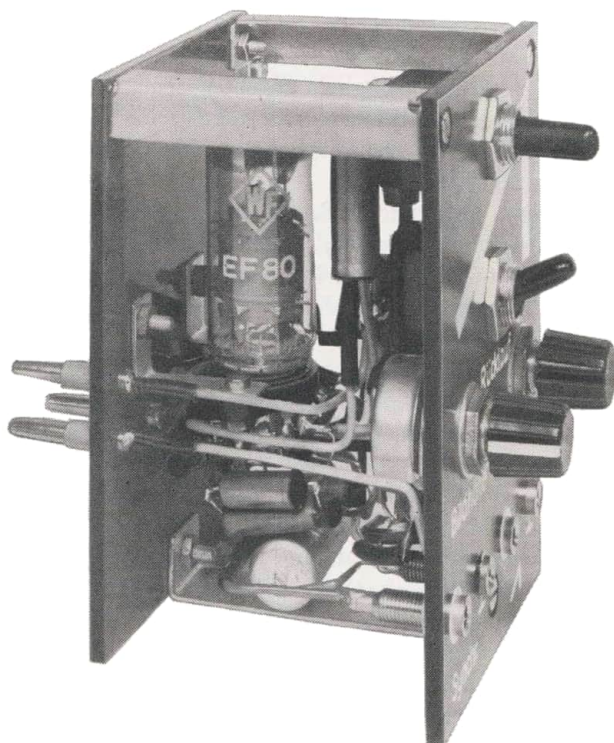


Bild 293
Unser Bildkippergerät

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 294 fotografiert wurde. Kurz vor dem rechten Anschlag des Feinreglers wächst die Zeilenzahl bis auf sieben an. Sie wird auf etwa 30 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_8 ist das Flimmern



Bild 294
Oszillogramm eines
Rasters mit 4 Zeilen

weg, unser Raster hat allerdings jetzt weniger Zeilen als vorher. Deshalb erhöhen wir die Zeilenfrequenz noch einmal um eine Stufe. 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.

Im zuletzt eingestellten Raster stört uns außerdem eine zweite Erscheinung: der in drei oder vier Abschnitten schräg durch den Raster gehende Bildrücklauf. Tasten wir ihn dunkel, indem wir den Schalterhebel von S_7 nach unten legen. Jetzt erhalten wir einen Raster, wie er im Bild 295 dargestellt ist.

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 müßte demnach die Zeilenfrequenz $f_z = 625 \cdot 50 \text{ Hz} = 31\,250 \text{ Hz}$ betragen. Jedes Vergrößern der Zeilenfrequenz bedingt aber auch eine Erhöhung des gesamten technischen Aufwandes der Fernsehanlage. Wir werden auf dieses Problem beim Zusammenhang zwischen Zeilenfrequenz und Bandbreite des Fernsehenders noch zu sprechen kommen.

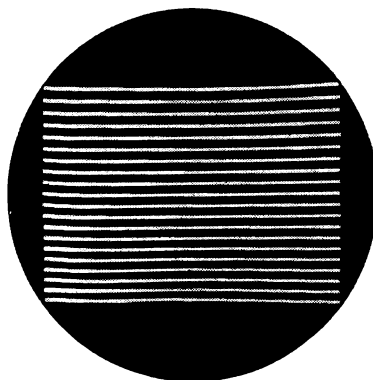
Aus ökonomischen Gründen erwächst die Forderung, bei ausreichender Bildqualität ohne Flimmererscheinung die Zeilenfrequenz möglichst niedrig zu halten. Dazu bedient man sich eines Kunstgriffes. Das Fernsehbild wird in zwei Raten übertragen. Zuerst tastet der Elektronenstrahl die ungeradzahlgigen Zeilen ab, beim zweiten Male die geradzahlgigen. Die

Abtastung eines Halbbildes erfolgt in $\frac{1}{50}$ 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 Ver-

fügung. 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

Bild 295
Oszillogramm eines
Rasters mit 20 Zeilen
und dunkelgetastetem
Bildrücklauf



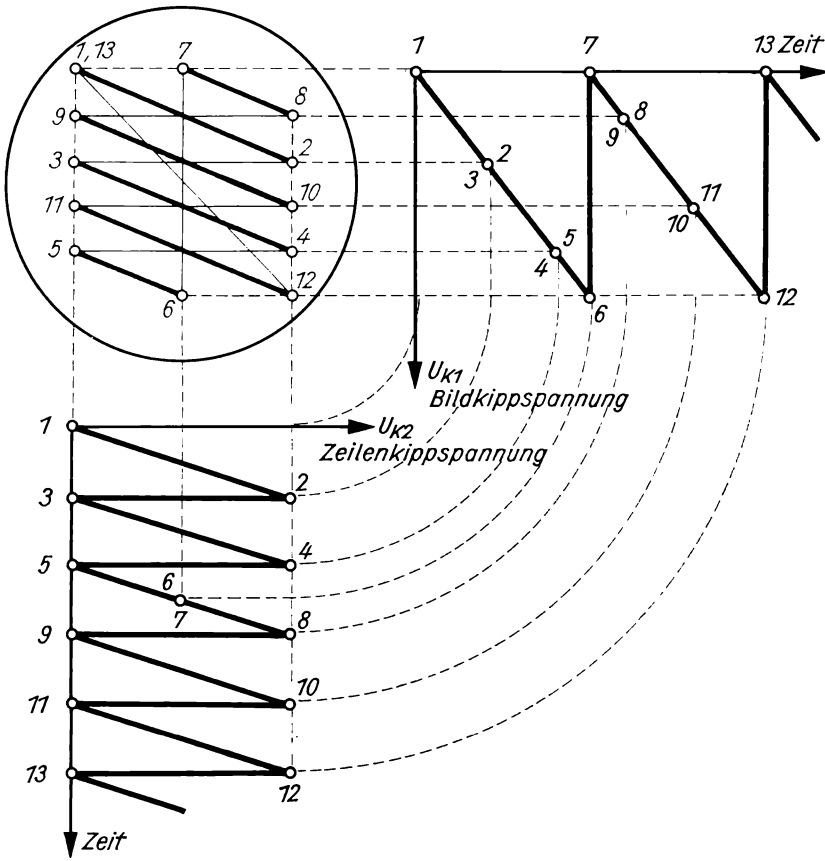


Bild 296
So entsteht ein Fernseh raster mit Zeilen sprung

jedoch auf $f_z = \frac{z}{T_B} = \frac{625}{0,04s} = 15625 \text{ Hz}$. Sie ist nur noch halb so groß wie beim Abtasten ohne Zeilensprung. Im Bild 296 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 5 Zeilen (vier ganze und zwei halbe) gezeichnet.

Diese Art der Fernseh bildabtastung heißt *Zeilensprungverfahren*. Bild 297 soll veranschaulichen, wie die beiden Halbbilder nacheinander

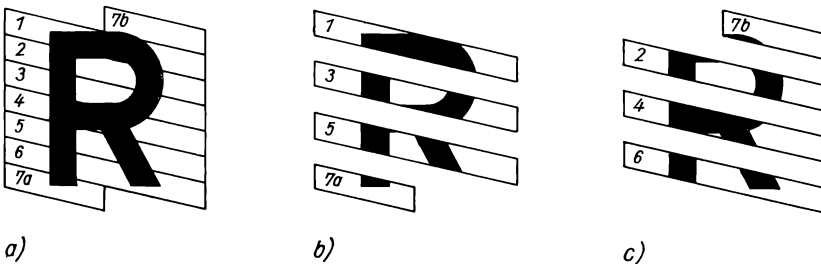
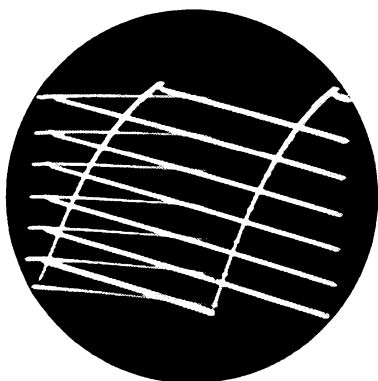


Bild 297
Entstehung der Halbbilder durch Zeilensprung: a) 7-Zeilens Raster mit Zeilensprung, b) 1. Halbbild, c) 2. Halbbild

übertragen werden. Voraussetzung für das Entstehen des Zeilensprungs ist eine ungerade Zeilenzahl. In unserem Beispiel kommen auf jedes Halbbild $312\frac{1}{2}$ Zeilen, auf eine Bildkippschwingung also $312\frac{1}{2}$ Zeilenkippschwingungen. Wenn sich die Zeilenfrequenz geringfügig verändert, so daß beispielsweise nur noch 312 Schwingungen des Zeilenkippperätes auf eine Bildschwingung kommen, entsteht ein normaler Raster mit 312 Zeilen.

Führen wir auch dazu wieder einen Versuch durch. Am Bildkippperät stellen wir die niedrigste Frequenz ein (Hebel von S_6 nach vorn, P_8 linker Anschlag), am Zeilenkippperät die höchste des ersten Frequenzbereiches (Drehschalter Stellung 1, Potentiometer rechter Anschlag). Dann drehen wir das Potentiometer des Zeilenkippperätes so weit nach links, bis ein normaler Raster mit 3 Zeilen erscheint. Anschließend vergrößern wir die Bildfrequenz durch Rechtsdrehung von P_8 , bis ein 2-Zeilen-Raster geschrieben wird; f_Z beträgt $2 \cdot f_B$. Wir prägen uns die Stellung von P_8 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_8 muß $f_Z = 1,5f_B$ 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_8 etwas nach links drehen und damit f_B wieder verkleinern. Den im Bild 298 sichtbaren Raster erhalten wir folgendermaßen: Zeilenfrequenz grob: Stellung 3, fein: linker Anschlag, Bildfrequenz grob: S_6 nach hinten, fein: linker Anschlag. Dann erhöhen wir zunächst die Bildfrequenz, bis ein Raster mit 3 Zeilen zum Stehen kommt, und verkleinern sie anschließend wieder geringfügig.

Bild 298
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 288 b dargestellt ist, behalten wir bei, ersetzen jedoch Lampe und Lochscheibe durch eine Katodenstrahlröhre. Bild 299 zeigt das Blockschaltbild der *elektronischen Lichtpunktabtastung*.

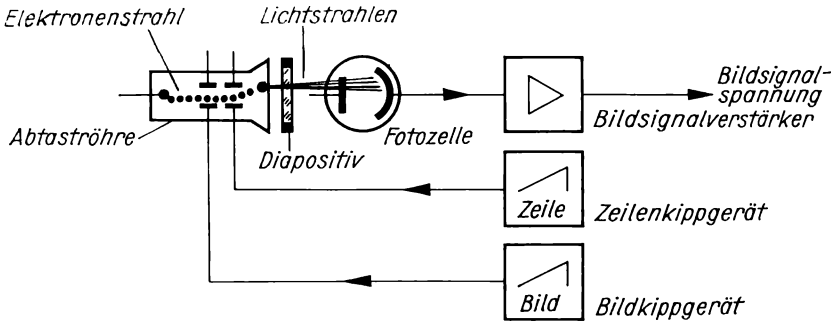


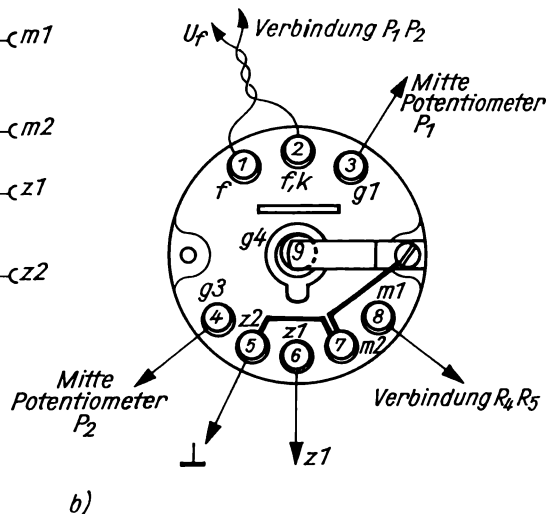
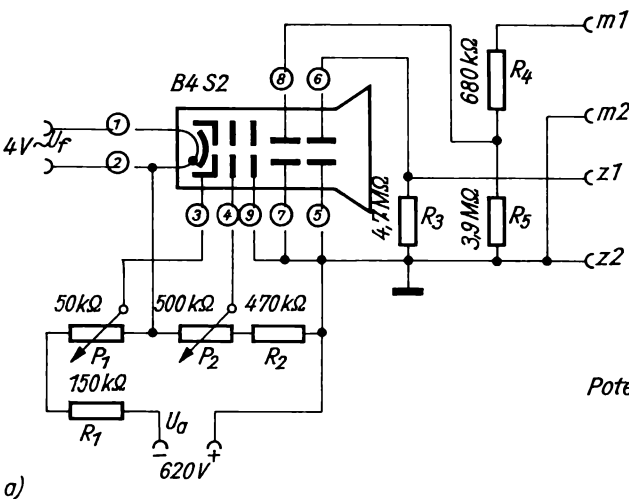
Bild 299
Blockschaltbild der
elektronischen Licht-
punktabtastung

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 Abtastrohre verwenden wir eine kleine Oszillografenröhre. Im Mustergerät wurde die B4 S2 eingesetzt, ebenso kann aber auch eine B6 genommen werden.

Bau einer Abtasteinrichtung und eines Bildverstärkers

Die Schaltung für den Anschluß der B4 S2 ist im Bild 300a angegeben. Sie entspricht im Prinzip der Schaltung des bereits gebauten Experimentierständers (vgl. Bilder 94 und 99). 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, muß die Amplitude der an m1 und m2 zu legenden Bildkippspannung

Bild 300
Schaltbild der Abtasteinrichtung (a) und Anschluß der Röhrenfassung (b)



herabgesetzt werden. Das ist notwendig, weil die kleine Oszillografenröhre ein anderes Ablenkfaktorenverhältnis als die B7 S2 hat. Diese Aufgabe übernimmt der Spannungsteiler $R_4 R_5$. Nur der an R_5 abfallende Teil der Bildkippspannung gelangt an die Meßplatten.

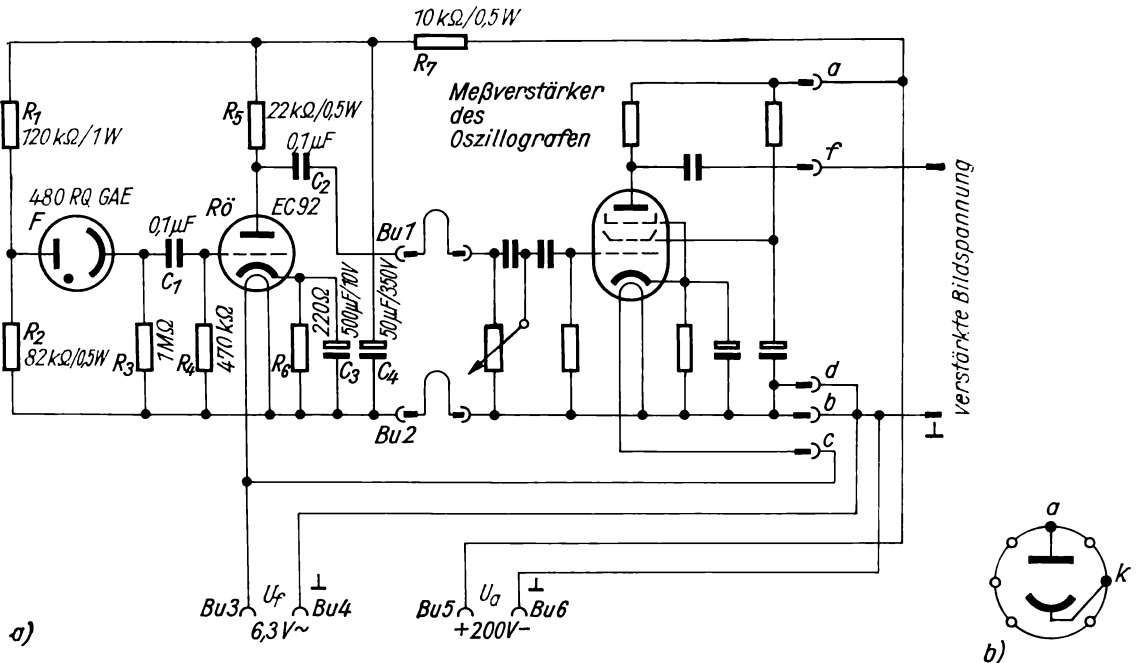
Der Widerstand R_1 setzt die Beschleunigungsspannung so weit herab, daß der Schirmdurchmesser für den Raster voll ausgenutzt wird. Lassen wir ihn weg, wird der geschriebene Raster kleiner.

Den Ständer für die Abtaströhre bauen wir in der gleichen Art wie unseren Experimentierständer für die B7 S2 (vgl. Bilder 92 und 93). 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 (siehe Bild 300b) einen Winkel aus dem Kontakt einer alten Flachbatterie biegen und ihn mit der Fassung verschrauben.

Zur Funktionsprobe schließen wir die Abtaströhre an den Oszillografen an. Wir achten darauf, daß die B4 S2 – im Unterschied zu unseren bisher verwendeten Elektronenröhren – eine Heizspannung von 4 V hat. Die mit „plus“ bezeichnete Buchse der Abtasteinrichtung verbinden wir mit Masse (0 V), die mit „minus“ bezeichnete über einen Strommesser mit dem Ausgang – 620 V. Der entnommene Strom darf 0,7 mA nicht übersteigen. Ist die Funktionsprobe erfolgreich verlaufen, wenden wir uns dem Bau des Bildsignalverstärkers zu. Sein Schaltbild entnehmen wir Bild 301 a.

Die Fotozelle F erzeugt bei Lichteinfall am Arbeitswiderstand R_3 einen Spannungsabfall, der von der ersten Stufe mit der Triode EC 92 zunächst

Bild 301
Schaltbild des Bild-
signal-Verstärkers (a)
und Sockelschaltbild
der Fotozelle 480 RQ
GAE (b)

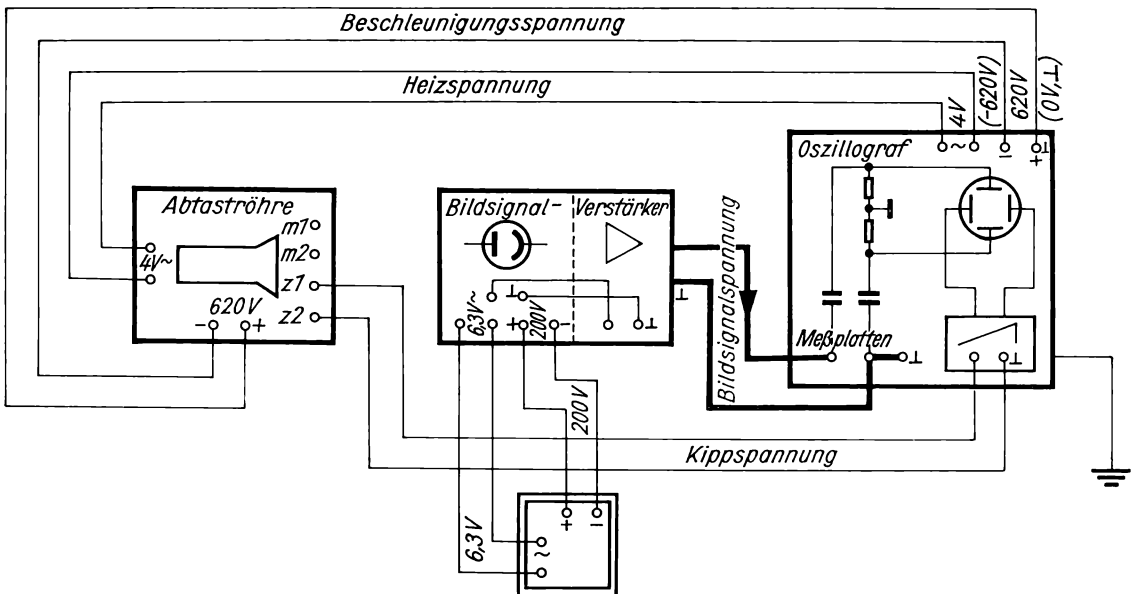


ein V haben, sind für unseren Zweck nicht geeignet. Bild 301 b zeigt die Sockelschaltung der Fotozelle.

Den Bau des Gehäuses (Bild 302) für den Verstärker beginnen wir mit dem Chassis. Als Material dient 1 mm dickes Aluminium- oder Eisenblech. Wir fertigen das Chassis gleich zweimal, die zweite Ausführung jedoch ohne die Bohrungen A1, A2, B1, B2, B3 und B4. Dieses Teil verwenden wir als Gehäusedeckel.

Am Chassis schrauben wir bei B1 und B2 von der Seite, nach der die Ränder abgewinkelt sind, eine siebenpolige Miniaturfassung für die Fotozelle fest. Ihre Lage ist dann richtig, wenn die eingesteckte Zelle mit dem Teil der Glaswandung, an dem sich die Fotokatode befindet, nach der Bohrung A2 weist. Dort verschrauben wir die Fassung der EC 92 und verdrahten anschließend die Schaltung der Vorstufe. Das Chassis verbinden wir mit Masse. Dann fertigen wir aus 3 mm dickem Pertinax die restlichen drei Gehäuseteile nach Bild 302. Teil b dient als Rückwand. In die Bohrungen a, b, c, d und f setzen wir Telefonbuchsen ein; sie nehmen später den Meßverstärker auf. Das verdrahtete Chassis wird bei C3 und C4, der Deckel in der gleichen Art bei D3 und D4 mit der Rückwand verschraubt. Danach setzen wir in Teil c die Telefonbuchsen Bu1 bis Bu6 ein und schrauben es bei C5 und C6 an das Chassis, bei D5 und D6 an den Deckel. Es folgt die restliche Verdrahtung des Verstärkers. Den Gehäusedeckel legen wir dabei mit auf Masse. Die Anschlußleitungen der Meßverstärkerbuchsen führen wir durch die Bohrung E in der Rückwand. An den Buchsen b und f löten wir außerdem je ein etwa 40 cm langes Kabel mit Bananenstecker an. Der Stecker an b erhält ein Massezeichen, dem an f entnehmen wir das verstärkte Bildsignal. Zum Schluß muß noch die Stirnwand (Teil d) bei C1 und C2 mit dem Chassis, bei D1 und D2 mit dem Deckel verschraubt werden.

Bild 303
Schaltung zum
Oszillografieren der
Bildsignal-Spannung



Wir tasten ein Bild elektronisch ab

Nachdem die beiden Geräte fertiggestellt sind, bauen wir einen Versuch nach Bild 303 auf. Er soll uns das Entstehen des *Bildsignals* veranschaulichen. Wir verbinden den Ausgang des Vorverstärkers über zwei kurze Leitungen mit dem Eingang des Meßverstärkers und drehen dessen Eingangspotentiometer bis zum rechten Anschlag auf. Dann schließen wir den Verstärker an unser Stromversorgungsgerät, schalten aber noch nicht ein. Die Abtaströhre stellen wir etwa 3 cm von der Stirnseite des Verstärkers entfernt so auf, daß das Licht vom Schirm der B4 S2 durch die Stirnwandöffnung auf die Fozelle treffen kann. Der Oszillograf steht rechts neben den beiden Geräten. Sein Rückwandschalter S_3 zeigt nach „unverstärkt“, das Bildkippperät entfernen wir. Der Drehschalter für die Zeilenfrequenz befindet sich in Stellung 2. Die Betriebsspannungen für die Abtaströhre entnehmen wir in der bekannten Art dem Oszillografen.

Da es uns in diesem Versuch lediglich um das Entstehen der Bildsignalspannung geht, tasten wir auf einem Diapositiv nur eine Zeile ab. Wir verbinden die Zeitplatten der Abtaströhre mit dem Ausgang des Zeilenkippperätes und gewährleisten damit, daß die Elektronenstrahlen beider Röhren genau im gleichen Rhythmus abgelenkt werden. Die Bildsignalspannung legen wir an den Eingang „Meßplatten“ des Oszillografen und verbinden außerdem die Masseleitung des Verstärkers mit einer Massebuchse des Oszillografen. Das Diapositiv nach Bild 304a zeichnen wir mit schwarzer Tusche auf einen etwa 30 mm breiten Streifen Zelluloid (Ausweishülle oder ähnliches). Wir schalten zunächst den Oszillografen ein. Sobald auf beiden Schirmen die Zeile geschrieben wird, fokussieren wir die Elektronenstrahlen so gut wie möglich. Auf der Abtaströhre stellen wir die volle Helligkeit ein, auf der Oszillografenröhre nur so viel, daß der Strahl gut zu sehen ist. Dann schalten wir das Stromversorgungsgerät ein und halten unser Diapositiv unmittelbar an den Schirm der Abtaströhre. Der Abtaststrahl soll rechtwinklig über alle Streifen laufen.

Auf dem Bildschirm erscheint das Oszillogramm des Bildsignals (Bild 305). Beim Übergang des Elektronenstrahls von einem undurchsichtigen

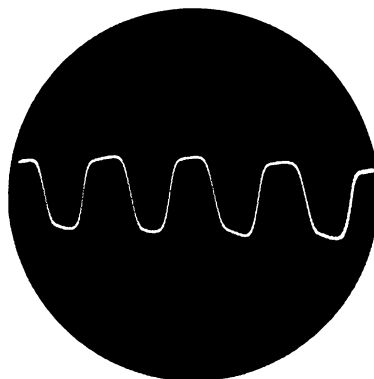
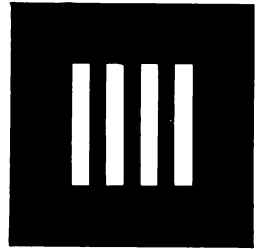
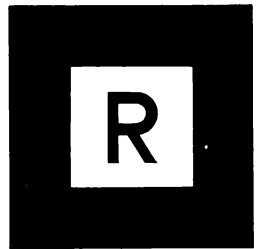


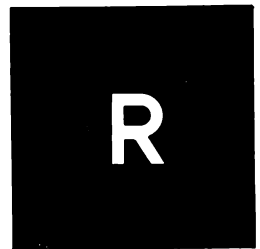
Bild 304
Von diesen Diapositiven erzeugen wir Fernsehbilder



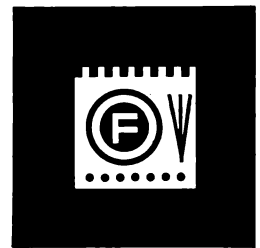
a)



b)



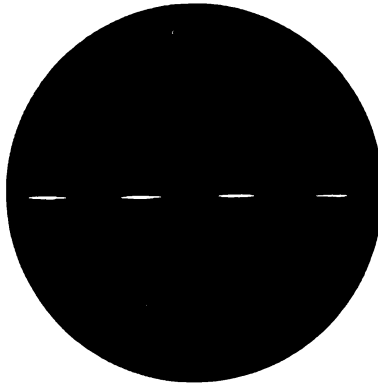
c)



d)

Bild 305
Oszillogramm der Bildsignalspannung

Bild 306
 Das Bildsignal
 moduliert den
 Elektronenstrahl
 unseres Oszillografen



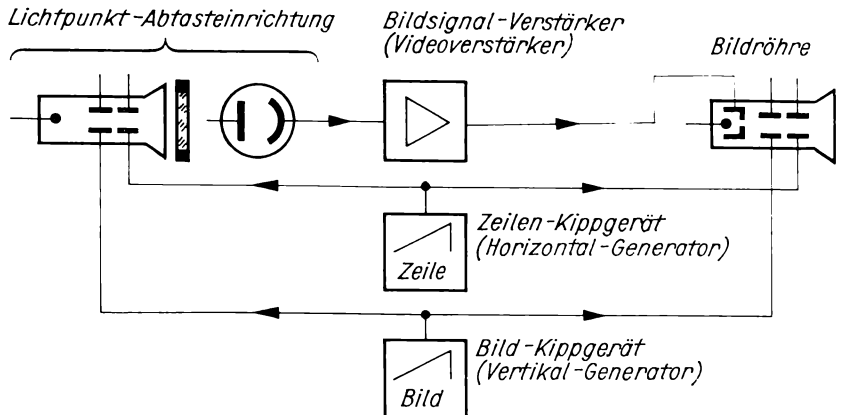
(schwarzen) Streifen auf einen durchsichtigen (weißen) springt der Strahl nach unten, beim Übergang von weiß auf schwarz nach oben.

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 306 fotografierte Oszillogramm. Der Elektronenstrahl ist helligkeitsmoduliert. Dort, wo der Abtaststrahl auf eine schwarze Bildstelle trifft, ist der Wiedergabestrahle 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 307 ist das Blockschaltbild der einfachsten elektronischen Fern-

Bild 307
 Blockschaltbild der
 einfachsten Fernseh-
 anlage

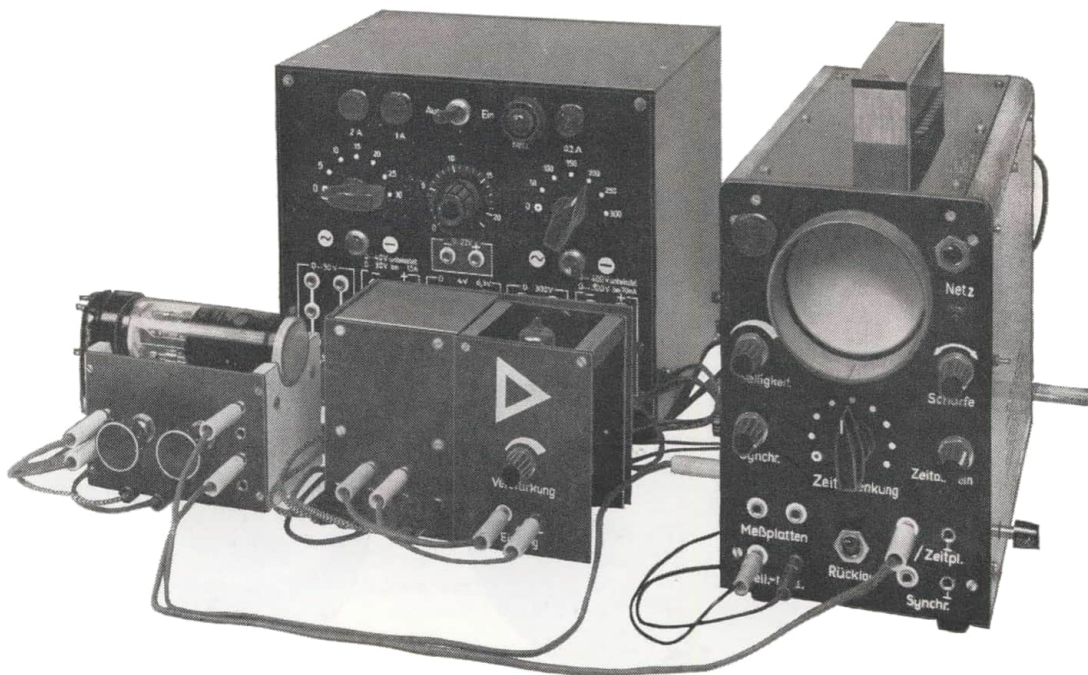


sehanlage dargestellt. Wichtig für das Entstehen eines originalgetreuen Bildes ist der Gleichlaufzwang zwischen Bildabtastung und Bildwiedergabe. Die Elektronenstrahlen beider Röhren müssen sich zu gleichen Zeiten an genau den gleichen Rasterstellen befinden. Das ist in der Schaltung nach Bild 307 gewährleistet, da für das Ablenken beider Elektronenstrahlen dieselbe Kippspannung verwendet wird.

Die einfachste Fernsehanlage entsteht

Und nun ist es endlich soweit: Wir übertragen ein eigenes Fernsehbild. Der Versuchsaufbau unserer Fernsehanlage ist aus Bild 308 ersichtlich, die Schaltung entnehmen wir Bild 309. Sie unterscheidet sich von der des letzten Versuchs nur dadurch, daß der Rückwandschalter S_3 des Oszillografen auf „Verstärker“ zu legen ist, das Bildkippperät eingeschoben und sein Ausgang mit den Buchsen m1 und m2 der Abtast- röhre verbunden wird. Wir können die Kippspannungsleitungen auch einpolig verlegen, da die Masseverbindung zwischen Abtaströhre und Oszillografen über die Plusleitung erfolgt. Die Kippgeräte stellen wir folgendermaßen ein: Zeilenfrequenz grob: Drehschalter Stellung 4, fein: Potentiometer etwa 100° vom linken Anschlag nach rechts, Bildfrequenz grob: Schalterhebel nach vorn, fein: Potentiometer links anschlagen. Die Bildfrequenz beträgt dann etwa 10 Hz, die Zeilenfrequenz 500 Hz. Unser Raster wird dementsprechend etwa 50 Zeilen haben.

Bild 308
Unsere Fernsehanlage



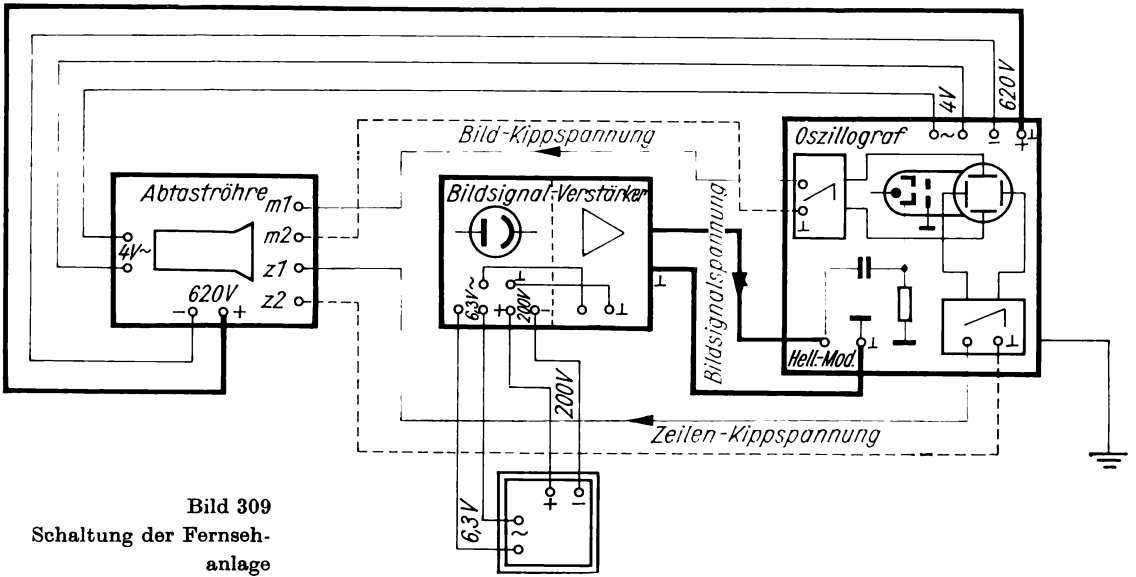
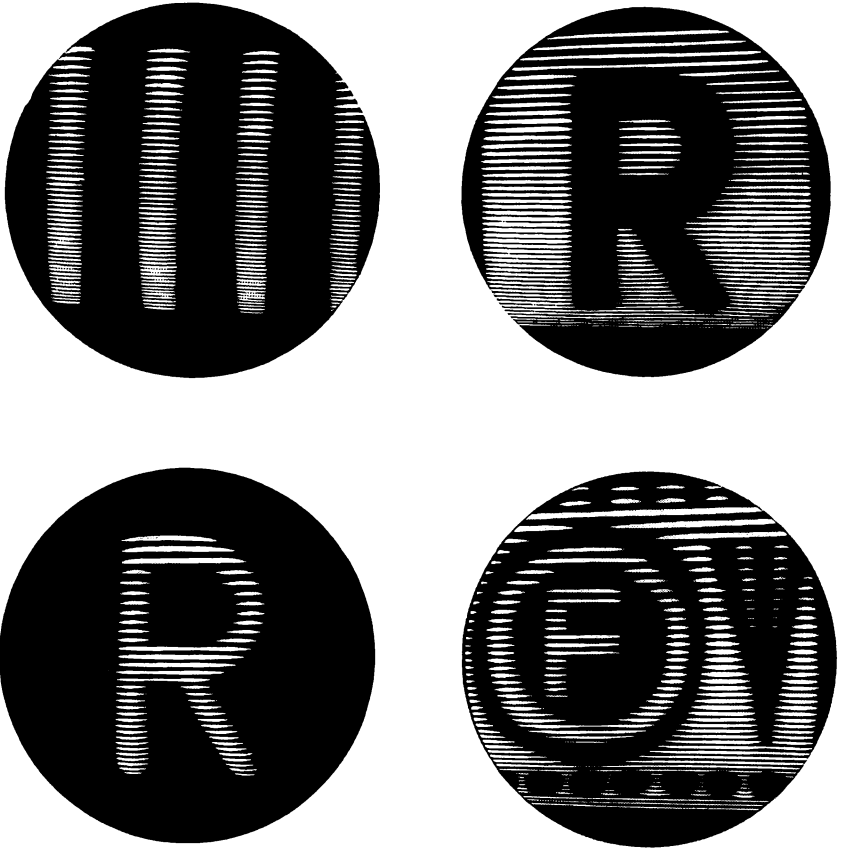


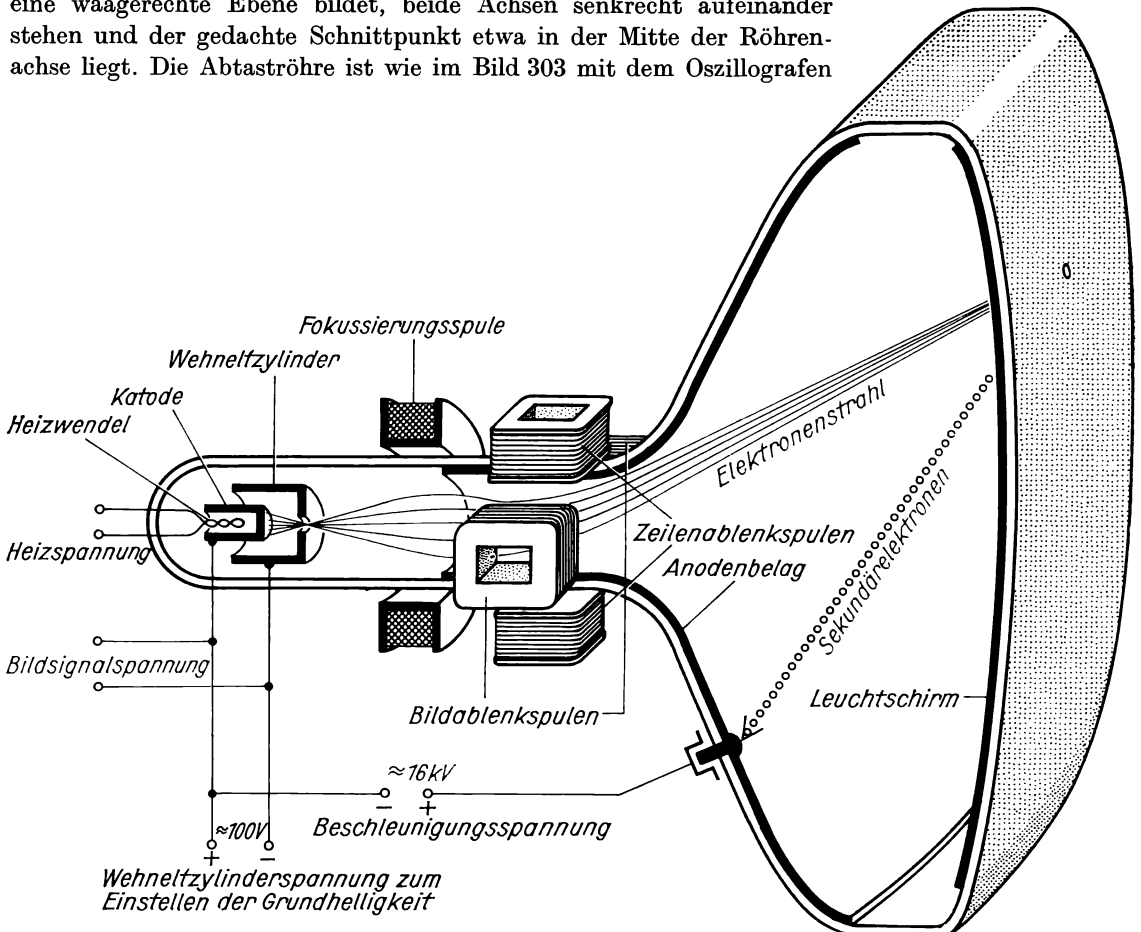
Bild 310
Die Empfängerbilder
der Diapositive nach
Bild 304



Den günstigsten Abstand zwischen Abtaströhre und Verstärker ermitteln wir durch Versuch. Er wird zwischen einem und fünf Zentimetern liegen. 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 Zeilenanzahl nicht beliebig erhöhen, da das Schirmmaterial der Abtaströhre bei Zeilenfrequenzen oberhalb 500 Hz Trägheitserscheinungen zeigt. Die fotografierten Empfängerbilder der im Bild 304 enthaltenen Diapositive können wir im Bild 310 betrachten.

Im Gegensatz zu der *elektrostatischen* Strahlablenkung unserer Oszillografenröhren werden die Elektronenstrahlen in technischen Fernseh- anlagen grundsätzlich *elektromagnetisch* abgelenkt. Schauen wir uns auch das in einem Versuch an! Als Ablenkspule verwenden wir die Experimentierspule des „Empfängers“ aus dem Grundlagenversuch zur draht- losen Energieübertragung (vgl. Bild 152). Wir ordnen sie 3 bis 4 cm von der Abtaströhre entfernt so an, daß die Spulenchse mit der Röhrenachse eine waagerechte Ebene bildet, beide Achsen senkrecht aufeinander stehen und der gedachte Schnittpunkt etwa in der Mitte der Röhren- achse liegt. Die Abtaströhre ist wie im Bild 303 mit dem Oszillografen

Bild 311
Schema einer Fernseh- bildröhre



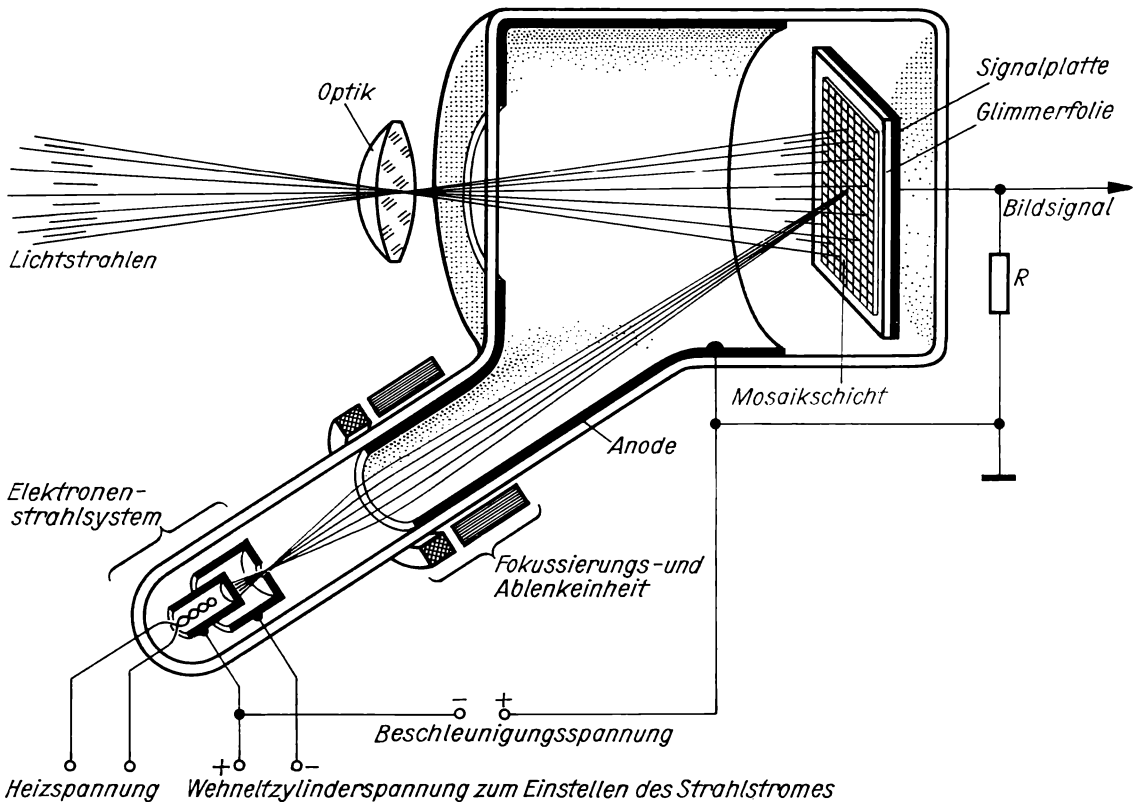
verbunden. Er dient in diesem Versuch lediglich als Netzgerät und zur Zeitablenkung. Dann legen wir an die gesamte Wicklung der Ablenkspule eine Wechselspannung von 5 V aus unserem Stromversorgungsgerät. Sofort erscheint auf dem Schirm der B4 S2 das bekannte Oszillogramm der Wechselspannung. Wir erkennen, daß auch ein Magnetfeld den Elektronenstrahl ablenken kann.

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 Elektrodensystem im Hals einer Fernsehrohr ist aus diesem Grunde einfacher als das einer Oszillografenröhre. Bild 311 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.

Bild 312
Schema des Ikonoskops



Im Bild 312 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 Wirkungsweise des Ikonoskops betrachten wir zunächst Bild 313a. Ein Lichtstrahl trifft auf ein Flächenelement aus lichtempfindlichem Material. Dabei

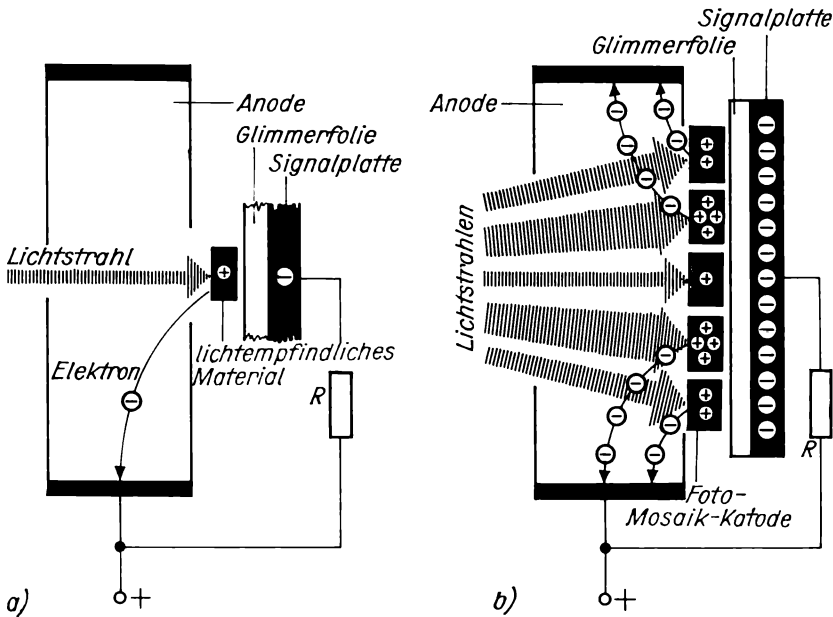


Bild 313
Entstehung des
Ladungsbildes auf der
Speicherplatte eines
Ikonoskops

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 313 b ist die unterschiedliche Helligkeit durch verschieden breite Lichtstrahlenbündel 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.

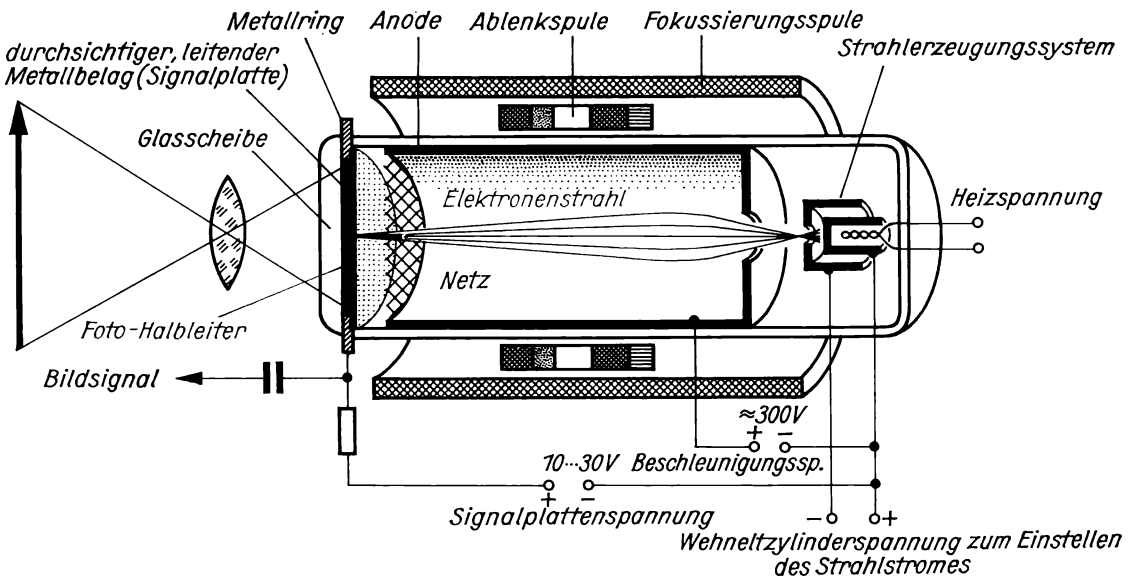
Nun wird das Ladungsbild teilweise mit einem Elektronenstrahl abgetastet. Jedes Mosaikteilchen nimmt dabei so viele Elektronen auf,

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 bekannt, 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, zum Beispiel 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 314 ist eine Bildfängerröhre mit der Bezeichnung *Vidikon* (*Endikon*) dargestellt.

Bild 314
Schema des Vidikons



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 315a). Wir können diese Seite des Halbleiters und die Signalplatte als einen Kondensator auffassen, dem der Halbleiter selbst als lichtabhängiger Widerstand parallel geschaltet ist. Sobald in der bekannten Art das optische Bild durch die Signalplatte auf den Halbleiter projiziert wird, verändert

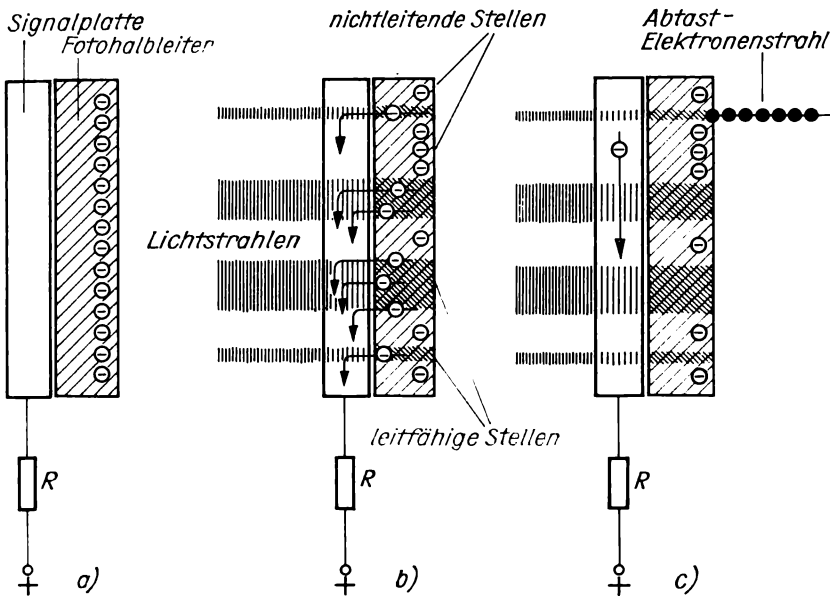


Bild 315
Zur Wirkungsweise des
Vidikons

sich seine Leitfähigkeit. An hellen Bildstellen wird er besser leitend als an dunklen. Im Bild 315 b erkennen wir, wie an den leitfähig gewordenen Stellen die OberflächenElektronen zur positiven Signalplatte abwandern. Dadurch fließt ein Strom über den Arbeitswiderstand, der jedoch noch kein Bildsignal enthält. Er ist etwa mit dem auch ohne Ansteuerung fließenden Anodengleichstrom einer Triode gleichzusetzen. Das optische Bild ist aber in ein Widerstandsbild umgewandelt worden.

Wird nun der Elektronenstrahl ein zweites Mal über den Halbleiter geführt (Bild 315 c), 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.

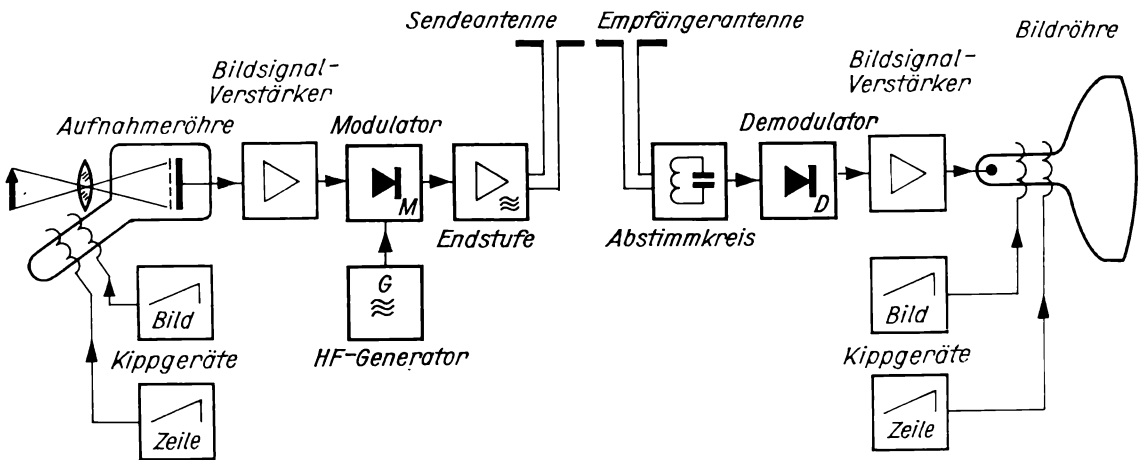
Das Vidikon arbeitet nur dann einwandfrei, wenn sich innerhalb einer Bildabtastung die Leitfähigkeit der Helligkeitsverteilung angepaßt hat. Halbleiter weisen jedoch eine gewisse Trägheit auf. Deshalb ist das Anwendungsfeld des Vidikons gegenwärtig noch begrenzt. Es eignet sich nicht zur Übertragung 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.

19. Wir verfolgen den Signalweg von der Aufnahmekamera des Senders bis zur Bildröhre des Empfängers

Im Kapitel 5 hatten wir uns angesehen, wie aus einer Mikrofonanlage eine Anlage für Hörrundfunk entsteht (vgl. Bild 87). Genau das gleiche Prinzip liegt dem Fernsehgrundfunk oder kurz Fernsehfunk zugrunde. Bild 316 zeigt das Blockschaltbild einer Anlage zum drahtlosen Übertragen des Bildsignals. Wir erkennen im farbigen Bildteil den Aufbau unserer Modellanlage wieder, allerdings mit einer Bildfängerröhre an



Stelle des Lichtpunktabtasters. Der schwarz gehaltene Teil des Blockschaltbildes stellt die üblichen Stufen eines Senders und eines Empfängers dar (vgl. Bilder 160 und 167).

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 316 dargestellte Geradeausempfänger wäre nur in unmittelbarer Nähe eines Senders brauchbar. Fernsehempfänger arbeiten daher grundsätzlich nach dem Überlagerungsprinzip (vgl. Bild 216). Blockschaltbild 317 zeigt einen stark vereinfachten Bildsender und den voll-

Bild 316
Blockschaltbild für die drahtlose Übertragung des Bildsignals

ständigen Bildempfänger. Die Übertragung des Begleittones wollen wir vorläufig vernachlässigen; wir werden darauf noch zurückkommen.

An Hand des Blockschaltbildes und der schematischen Darstellung nach Bild 318 machen wir uns nun mit der Wirkungsweise einer Fernsehfunkeanlage vertraut. Die im Bild 318a enthaltene Bildvorlage wird auf der Signalplatte der Abtaströhre scharf abgebildet. Der Elektronenstrahl soll sie in sieben Zeilen zerlegen. Die Bewegung des Abtaststrahles 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 318f).

Der gesteuerte Elektronenstrahl tastet die unterschiedlich hellen „Bildpunkte“ zeilenweise ab. Dieser Vorgang ist im Bild 318b 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 318c dargestellt ist. Das ist übrigens die Spannung, die auch unser Lichtpunktastaster erzeugte und die wir selbst auf dem Schirm des Oszillografen beobachten konnten (siehe Bild 305).

Wir wissen, daß sich der Zeilenrücklauf beim Aufzeichnen bestimmter Vorgänge auf der Oszillografenröhre oft störend bemerkbar macht. Deshalb haben wir in unseren beiden Kippgeräten eine Möglichkeit für die Verdunklung des Rücklaufs vorgesehen. Beim Fernsehen beschreitet man einen anderen Weg. Auch hier würde – wir haben das ebenfalls selbst erlebt – vor allem der Bildrücklauf sehr stören. Man tastet deshalb bereits in der Aufnahmeröhre sowohl die Zeilenrückläufe als auch den Bildrücklauf dunkel. Dazu dient die *Austaststufe*. Sie wird, wie die Kippgeräte, vom Taktgeber gesteuert und gibt die *Austastimpulse* nach Bild 318d an den Wehnelt-Zylinder der Aufnahmeröhre. An ihrem Ausgang entsteht während der Rückläufe nicht die Spannung, die dem Helligkeitswert der Bildvorlage entspricht, sondern, da der Elektronenstrahl gesperrt ist, ein den schwarzen Bildpunkten gleicher Spannungswert.

Bild 318e 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 Rücklaufverdunklung des Wiedergabestrahles verwendet. Besondere Einrichtungen oder Schaltungen wie in unserem Oszillografen sind dazu nicht mehr erforderlich. 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 Spannungs-

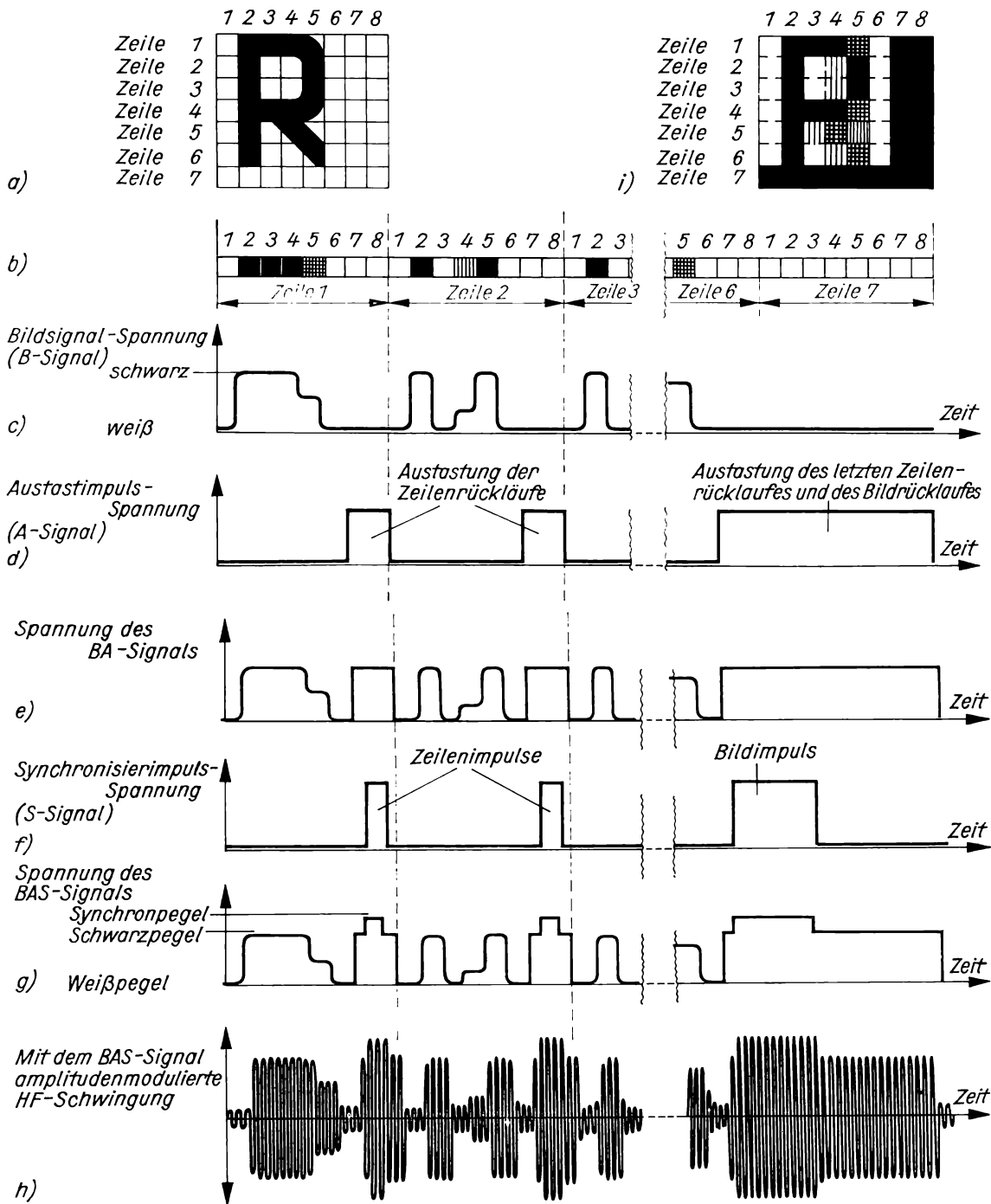


Bild 318
 Signalschema eines
 Fernsehsenders

verlauf dieses Signals ist aus Bild 318g ersichtlich. Die hochfrequente Trägerschwingung des Steuersenders wird mit dem BAS-Signal amplitudenmoduliert (vgl. Bild 318h) und nach der Endverstärkung von der Antenne des Fernsenders als elektromagnetische Welle abgestrahlt. Die Vorgänge im Überlagerungsempfänger von der Antenne bis zum NF-Verstärker sind uns noch geläufig (siehe Bild 215), so daß wir auf eine Wiederholung verzichten können. Am Ausgang des Endverstärkers ist das BAS-Signal nach Bild 318g wieder zurückgewonnen. Dieser Verstärker wird in der Fernsehtechnik jedoch nicht mehr als NF-Verstärker bezeichnet. Er muß noch Frequenzen verstärken, die weit oberhalb der Hörgrenze liegen. Der Fernsehtechniker nennt ihn *Videoverstärker*. (Das Wort „video“ ist lateinisch und bedeutet „ich sehe“. Von diesem lateinischen Wort stammen auch Fremdwörter wie „visieren“, „Vision“, „Visum“ und andere.) Vom Videoverstärker gelangt das Signal, 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.

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 Ablenkergeräte 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 318i. 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.

¹ CCIR: Comité Consultatif International Radiocommunications (Internationaler beratender Ausschuß für das Funkwesen des internationalen Fernmeldevereins).

Die 625 Zeilen können nicht alle zur Aufnahme von Bildinformationen verwertet werden, da für die Dauer des Bildrücklaufes Zeilen ausgetastet 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 müssen – wir erinnern uns der Festlegung des Bildpunktes – $\frac{4}{3} \cdot 585$ Bildpunkte = 780 Bild-

punkte 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 $\frac{81,15}{100} \cdot 64 \mu$ s

= 52 μ s. In dieser Zeit sind 780 Bildpunkte abzutasten. 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 52μ s $\frac{780}{2}$ 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 $f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0,134 \mu\text{s}}$

= $7,5 \cdot 10^6$ Hz = 7,5 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.

Die Trägerfrequenz eines Senders soll im allgemeinen mindestens zehnmal größer als die höchste Modulationsfrequenz sein. Fernsehrundfunk ist deshalb nur im UKW-Bereich möglich. In Tafel 16 des Anhangs sind die Frequenzen der Bildträger, die Kanalbezeichnungen und die Stationen des Deutschen Fernsehfunks zusammengestellt.

Wie im Rundfunksender entstehen auch im Fernsehsender infolge der Modulation zwei Seitenbänder. Das Band eines im Kanal 10 auf 210,25 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 16 ist jedoch ersichtlich, daß innerhalb des unteren

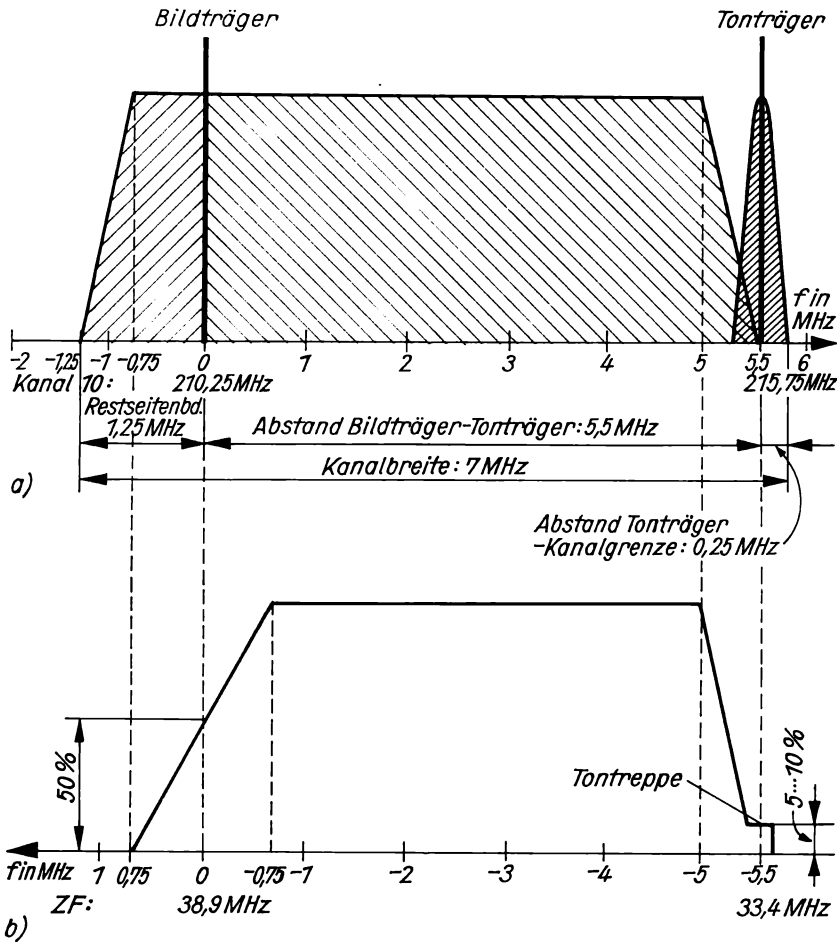


Bild 319
 Gegenüberstellung von
 Senderband und
 Durchlaßkurve des
 ZF-Verstärkers:
 a) Ideales Frequenz-
 band eines Fernseh-
 senders, b) Ideale
 Durchlaßkurve eines
 ZF-Verstärkers

Seitenbandes, nämlich bei 208,75 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 MHz oberhalb des Bildträgers liegenden Frequenz arbeitet. Tonträger und Bildträger werden gemeinsam von einer Antenne abgestrahlt. Der Abstand zwischen Bildträger und Tonträger ist notwendig, damit Bild und Ton ohne gegenseitige Beeinflussung empfangen werden können. Aus Bild 319a ist das genormte Band eines Fernsehsenders ersichtlich.

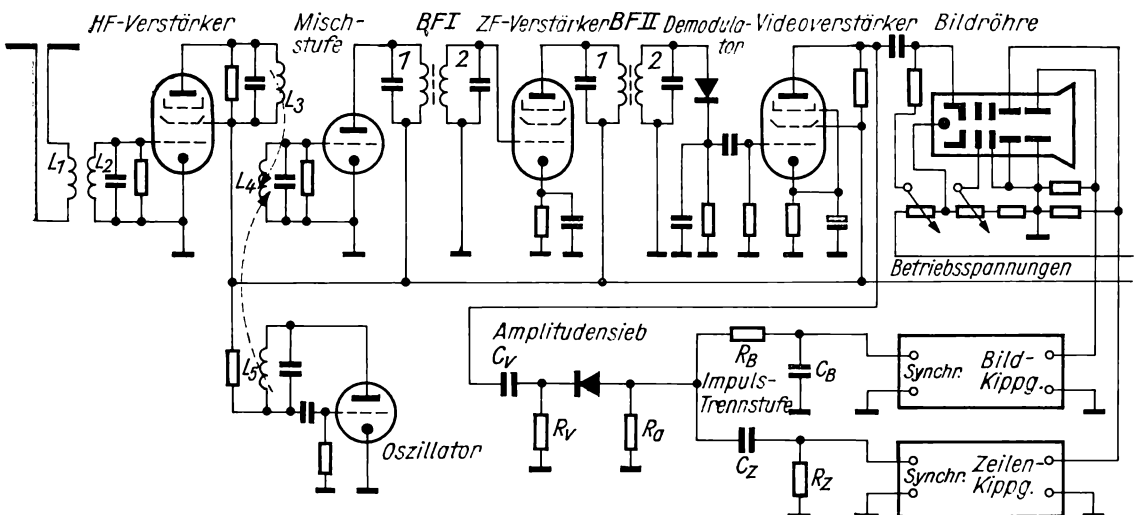
Im Fernsehempfänger finden wir bekannte Baugruppen . . .

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 320.

Die HF des Fernsehsenders gelangt durch induktive Kopplung von der Antennenspule L_1 in den Eingangskreis des HF-Verstärkers mit der Spule L_2 , wird verstärkt und regt den in der Anodenleitung liegenden Schwingkreis mit der Spule L_3 an. Beide Schwingkreise sind auf eine Frequenz abgestimmt, die zwischen dem Bildträger und dem Tonträger liegt. Die erforderliche Bandbreite erzielt man durch zusätzliche Dämpfung. Diesem Zweck dienen die den Kreisen parallel geschalteten Widerstände. Von der Spule L_3 wird das nunmehr verstärkte HF-Signal induktiv in die Spule L_4 des Mischstufen-Eingangskreises eingekoppelt, gleichzeitig aber auch die Oszillatorschwingung von der Spule L_5 . Diese Art der Einkopplung zweier Schwingungen auf einen Kreis ist für uns nicht neu. In genau der gleichen Art haben wir die Mischung beim Grundversuch zum Überlagerungsempfang (vgl. Bild 214) vorgenommen.

Wie im Rundfunksuper liegt auch im Fernsehempfänger die Oszillatorfrequenz um die Zwischenfrequenz oberhalb der empfangenen Senderfrequenz. Als Bildzwischenfrequenz wählt man allgemein 38,9 MHz. Für den Empfang eines im Kanal 10 arbeitenden Senders muß deshalb der Oszillator auf $f_0 = f_E + f_{ZF} = 210,25 \text{ MHz} + 38,9 \text{ MHz} = 249,15 \text{ MHz}$

Bild 320
Prinzipschaltbild eines
Fernsehempfängers



schwingen. Mit dem Tonträger, der im Kanal 10 215,75 MHz beträgt, ergibt sich eine Tonzwischenfrequenz von $f_{ZF} = f_O - f_E = 249,15 \text{ MHz} - 215,75 \text{ MHz} = 33,4 \text{ MHz}$. 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 Anodenkreis der Mischstufe wird die ZF ausgesiebt und gelangt über Schwingkreis 2 des Bandfilters BF I an den ZF-Verstärker. Er bestimmt im hohen Maße die Qualität des empfangenen Bildes. Seine Durchlaßkurve ist im Bild 319b 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 letzten Endes 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 zweiten Schwingkreis des Bandfilters BF II 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 schwarz wiedergegeben. Der Kondensator parallel zum Arbeitswiderstand des Demodulators unterdrückt die noch vorhandenen ZF-Reste. Der sich anschließende Videoverstärker weist keine Besonderheiten auf. Er soll lediglich, wie bereits erwähnt, eine Bandbreite von etwa 5 MHz haben.

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 Gitter-Katodenstrecke einer Mischstufentriode entsteht auch an der Diode eine neue ZF. In der Mischstufe des Fernsehempfängers entsteht aus den Frequenzen $f_E = 210,25 \text{ MHz}$ und $f_O = 249,15 \text{ MHz}$ eine Zwischenfrequenz von $f_{ZF} = f_O - f_E = 249,15 \text{ MHz} - 210,25 \text{ MHz} = 38,9 \text{ MHz}$, an der Diode muß demnach eine Frequenz von $f_{DF} = f_{\text{Bild-ZF}} - f_{\text{Ton-ZF}} = 38,9 \text{ MHz} - 33,4 \text{ MHz} = 5,5 \text{ MHz}$ auftreten. Wir bezeichnen sie als *Differenzfrequenz* (DF) und können sie zur Rückgewinnung des Tones entweder am Ausgang der Diode oder am Ausgang des Videoverstärkers mit einem auf 5,5 MHz abgestimmten Schwingkreis auskoppeln.

Vom Videoverstärker wird das BAS-Signal einmal an die Bildröhre und

gleichzeitig an den Eingang des Amplitudensiebes 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.

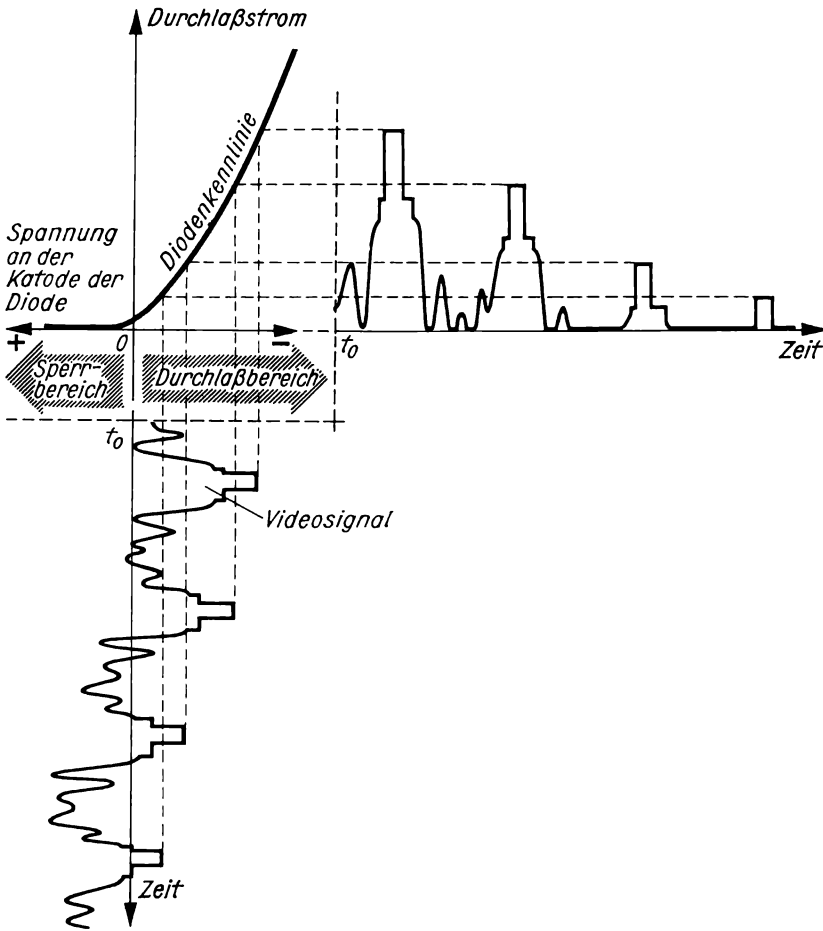
... und neuartige Schaltungen

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 den größten negativen Spannungswert innerhalb des BAS-Signals haben müssen. Das Videosignal gelangt also mit negativer Polarität über den Kondensator C_v an die Katode einer Diode und erzeugt in ihr einen Durchlaßstrom. Dieser fließt über den hochohmigen Widerstand R_v nach Masse; folglich entsteht an ihm ein Spannungsabfall, der den Kondensator C_v positiv auflädt und die Katode der Diode positiv vorspannt. Jetzt können nur noch die negativsten Anteile des Videosignals, nämlich die Synchronimpulse, die Diode passieren. Der weniger negative Bildinhalt vermag die positive Katodenvorspannung nicht zu kompensieren und wird abgeschnitten. Am Arbeitswiderstand R_a sind nur noch die Synchronimpulse vorhanden. Der im Bild 321 dargestellte Vorgang ist uns nicht unbekannt. Wir haben ihn in ähnlicher Form bereits bei der Behandlung des Audions kennengelernt. Auch dort wurde die Vorspannung automatisch mit Hilfe einer am Gitter liegenden RC-Kombination erzeugt. Der Gitterstrom des Audions entspricht unserem Durchlaßstrom.

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 318f. 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.

Bild 321
Zur Arbeitsweise des
Amplitudensiebes



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 322a 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 und 5 Nachimpulse. Die Dauer eines Vorimpulses beträgt $2,3 \mu\text{s}$, die eines Hauptimpulses $27,3 \mu\text{s}$ und die eines Nachimpulses wieder $2,3 \mu\text{s}$. Anschließend erscheinen 13 Zeilenimpulse – im Bild sind nur 6 eingetragen – mit einer Dauer von je $12 \mu\text{s}$. Dadurch ist ein synchrones Arbeiten des Zeilenkippergerätes auch während der Bildrücklauf-Austastung gewährleistet. Alle mit einem farbigen Punkt gekennzeichneten Impulse lösen jeweils eine Schwingung des Zeilenkippergerätes aus.

Wenden wir uns nun der *Impulstrennung* zu. Im Prinzipschaltbild eines Fernsehempfängers (Bild 320) schließen sich an das Amplitudensieb zwei einfache RC-Kombinationen an. Die abgetrennten Synchronimpulse gelangen sowohl an die Reihenschaltung $R_B C_B$ als auch an die Reihen-

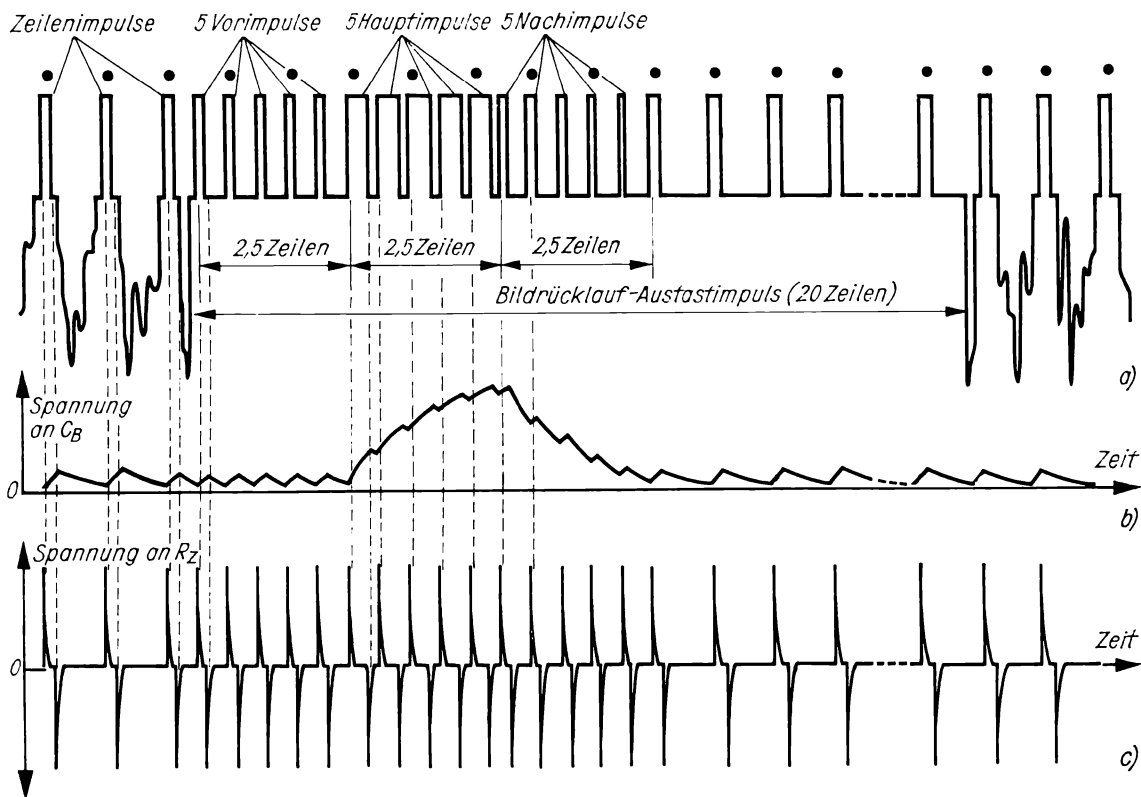


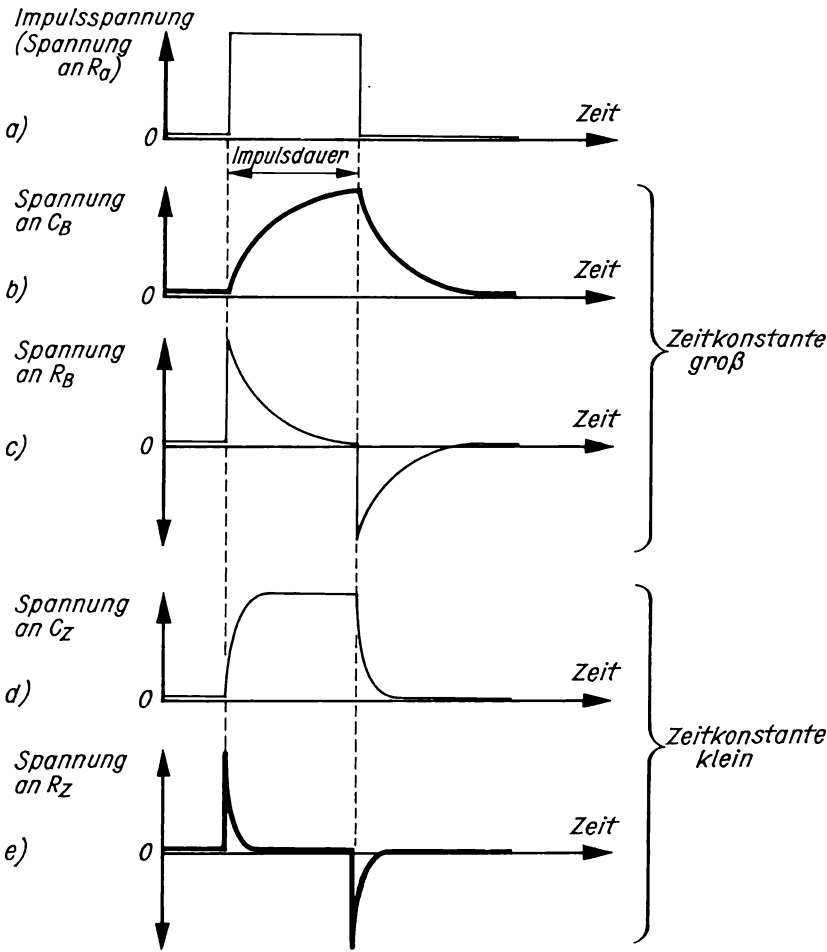
Bild 322
 Impulsfolge des Halb-
 bild-Synchronimpulses
 und Trennung von
 Zeilenimpulsen und
 Bildimpuls

schaltung $R_Z C_Z$. Speziell die Teilschaltung $R_B C_B$ erinnert uns an einen Versuch, den wir bereits im Kapitel 4 durchgeführt haben: Ladeverhalten eines Kondensators mit Vorwiderstand (vgl. Bild 47). Das Ergebnis dieses Versuches ist im Bild 48 festgehalten.

Die vom Amplitudensieb gelieferten Synchronimpulse dürfen wir als Schaltvorgänge auffassen. Die Vorderflanke des Impulses entspricht dem Einschalten, die Rückflanke ist gleichbedeutend mit dem Abschalten einer Spannung. Sobald ein Impuls nach Bild 323a an die Reihenschaltung $R_B C_B$ gelangt, wird C_B über R_B aufgeladen. Dieser Vorgang ist im Bild 323b dargestellt. 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 dieser zu Beginn der Ladung 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 (siehe Bild 323c). 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

Bild 323
 Impulsformung durch
 RC-Glieder verschieden
 großer Zeitkonstanten



die Dauer des Impulses können wir diese Aussage rasch überprüfen, indem wir die Augenblickswerte der in Bilder 323 b und 323 c dargestellten Spannungen punktweise addieren.

Nach dem Impuls muß die Teilspannung am Widerstand die 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 τ (sprich: tau) $= R \cdot C$ ab. Im Versuch nach Bild 47 war $C = 500 \mu\text{F}$ groß, und R hatte einen Wert von $10 \text{ k}\Omega$. Als Produkt berechnen wir $\tau = R \cdot C$

$$= 10 \text{ k}\Omega \cdot 500 \mu\text{F} = 10^4 \frac{\text{V}}{\text{A}} \cdot 5 \cdot 10^{-4} \frac{\text{As}}{\text{V}} = 5 \text{ s.}$$

Da dieses Produkt dieselbe

Maßeinheit wie die Zeit hat, nennt man es *Zeitkonstante*.

Für eine kleinere als im Bild 323 b und 323 c angenommene Zeitkonstante verlaufen die Spannungen wie aus den Bildern 323 d und 323 e ersichtlich.

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 323 b dient der Synchronisation des Bildkippergerätes, die an R_Z entstehende nach Bild 323 e geht zum Zeilenkippergerät.

Den Bildern 322 b und 322 c 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 5 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.

20. 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. Wie das Chassis unseres Fernsehempfängers nach seiner Fertigstellung aussehen wird, können wir den Bildern 324 und 325 entnehmen.

Bevor wir uns dem Bau des Fernsehempfängers zuwenden, erscheint es notwendig, den Aufwand abzuschätzen, der für uns mit dem Selbstbau des Fernsehempfängers verbunden ist. Mit anderen Worten: Wir müssen

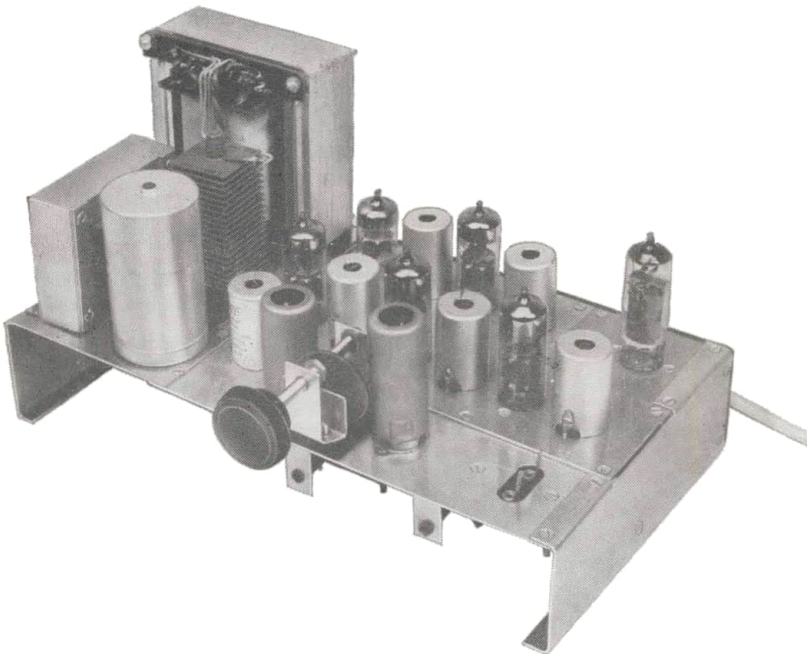
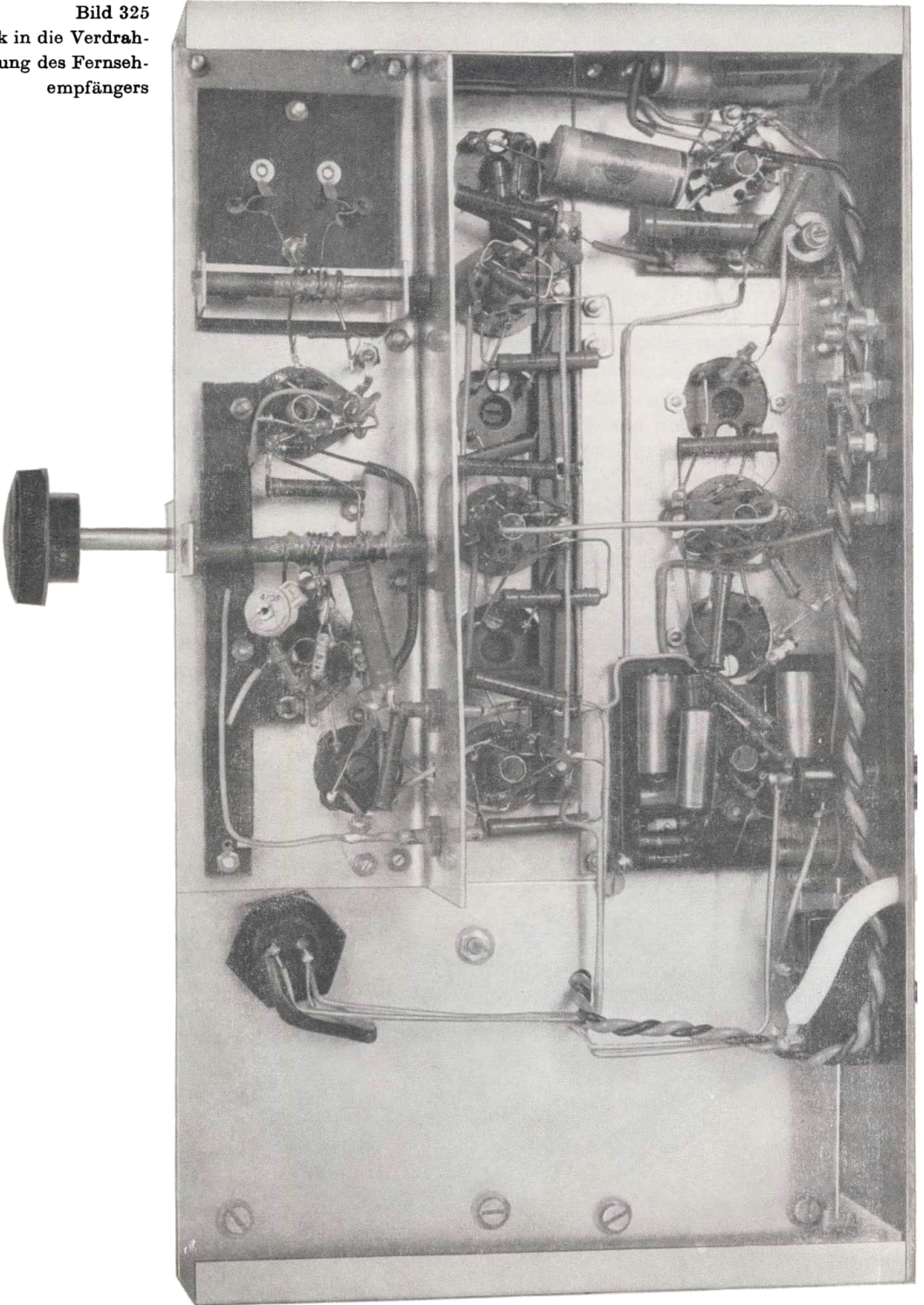


Bild 324
Ansicht des Chassis
unseres Fernseh-
empfängers

Bild 325
Blick in die Verdrahtung
des Fernseh-
empfängers



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 etwa $5\text{ cm} \times 6,7\text{ cm}$ beträgt. Selbst bei optimaler Bildqualität gehen doch sehr viele Einheiten verloren. Auch den nicht unerheblichen zeitlichen und finanziellen Aufwand (wie aus Bild 324 zu sehen ist, benötigen wir unter anderem 8 Elektronenröhren) sollten wir einkalkulieren. Der Wert unseres vollfunktionsfähigen Modells liegt in erster Linie darin, daß es seinen 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 anregen; auch dem erfahrenen Experimentator muß nicht immer alles auf Anhieb gelingen.

Wir beginnen den Bau des Empfängers mit dem Berechnen und der Fertigung eines Transformators und einer Netzdrossel für die Stromversorgung. Als Anodenspannung wählen wir 200 V, die Heizspannung beträgt 6,3 V. Insgesamt müssen folgende Röhren gespeist werden: HF-Verstärker: EF 80, Oszillator und Mischstufe: ECC 81, ZF-Verstärker: 3 EF 80, Videoverstärker: EL 83, Synchronimpulsverstärker: ECC 81, Ton-DF-Verstärker: EF 80. Laut Tafel 11 betragen die Heizströme für die EF 80 0,3 A, für die EL 83 0,7 A und für die ECC 81 0,3 A. Insgesamt ergibt das einen Heizstrom von $I_f = 2,8\text{ A}$. Als Anodenströme rechnen wir überschlägig für die EL 83 30 mA, für die EF 80 10 mA und für die ECC 81 5 mA je System. Der Anodenstrombedarf beträgt damit $I_a = 100\text{ mA}$. Nach Kapitel 3 ergeben sich für den Netztrafo folgende Daten:

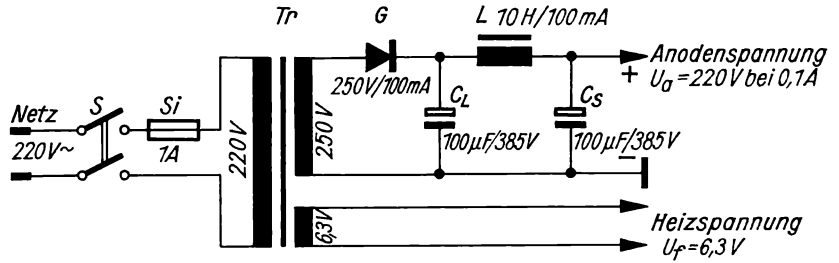
Eisenkern M85a

Primärwicklung: $N_p = 1010$ Windungen, $d_p = 0,35\text{ mm}$

Sekundärwicklungen: $N_{s1} = 1230$ Windungen, $d_{s1} = 0,25\text{ mm}$

$N_{s2} = 31$ Windungen, $d_{s2} = 1,25\text{ mm}$

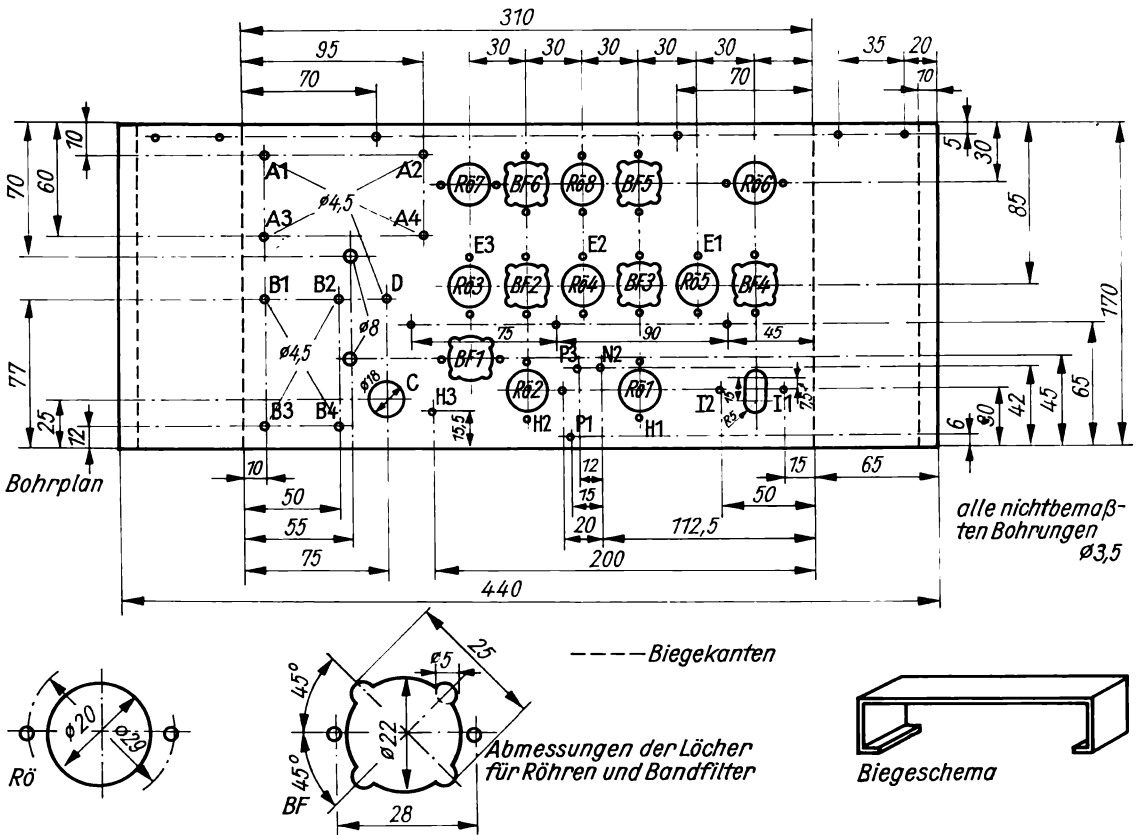
Bild 326
Schaltbild des Netzgerätes für den Fernsehempfänger



Im Mustergerät wurde ein Kern M102a verwendet. Die Windungszahlen betragen in diesem Fall $N_p = 795$ Windungen, $N_{s1} = 950$ Windungen und $N_{s2} = 24$ Windungen.

Für die Gleichrichter verwenden wir die Einwegschaltung mit LC-Siebung. Die Welligkeitsspannung am Siebkondensator soll nicht größer als 0,05 V sein. Bei Kapazitätswerten von jeweils 100 µF für Lade- und Siebkondensator muß die Drossel eine Induktivität von 10 H haben. Dazu sind bei einem Luftspalt von 0,5 mm 2800 Windungen 0,25 CuL auf einem Eisenkern EI 78 erforderlich. Das Schaltbild des Netzgerätes entnehmen wir Bild 326.

Bild 327
Das Chassis des Fernsehempfängers



Sind Trafo und Drossel fertig, kommt das Chassis an die Reihe. Sein Bohrschema entnehmen wir Bild 327. Als Material dient 1...1,5 mm dickes Aluminiumblech. Die genaue Lage der Bohrungen A1 bis A4 richtet sich nach dem hier anzuschraubenden Netztransformator. Das gleiche gilt für die Befestigungslöcher B1 bis B4 der Drossel. Im Mustergerät wurde für Lade- und Siebkondensator ein gemeinsamer Becher verwendet, der bei C angebracht wird. Bei zwei getrennten Elkos ist die günstigste Lage der Bohrungen selbst zu ermitteln; unter Umständen muß das Befestigungsloch D für den Selengleichrichter etwas versetzt werden. Im Bild 327 sehen wir unten die Abmessungen der Löcher für Röhren und Bandfilter und das Biegeschema des Chassis.

Sollte es Schwierigkeiten bereiten, ein passendes Stück Aluminiumblech zu beschaffen, bauen wir das Chassis aus einzelnen Abfallstreifen auf, die miteinander verschraubt werden. So entstand übrigens auch das Chassis des Mustergerätes. Die verwendeten Streifen hatten eine Breite von 7 cm.

Wir beginnen mit dem Videoverstärker

Die Schaltung bauen wir in der vom Rundfunk-Überlagerungsempfänger bekannten Art, also „von hinten nach vorn“ auf. Die schweren Bauelemente des Netzgerätes befestigen wir erst später; vorläufig entnehmen wir die erforderlichen Spannungen unserem Stromversorgungsgerät.

Als erste Teilschaltung bauen wir den Videoverstärker, dessen Schaltbild aus Bild 328 hervorgeht. Auffallend sind der verhältnismäßig kleine Arbeitswiderstand $R_{18} = 4,7 \text{ k}\Omega$ und die in der Anodenleitung liegende Spule L_8 mit Dämpfungswiderstand R_{17} . Der kleine Arbeitswiderstand bildet eine Voraussetzung für das Erreichen der hohen Grenzfrequenz von etwa 5 MHz. Das allein genügt aber nicht. Die unvermeidlichen Röhren- und Schaltkapazitäten verursachen bereits ab 2...3 MHz einen nicht vertretbaren Verstärkungsabfall. Diesem soll die Spule L_8 ent-

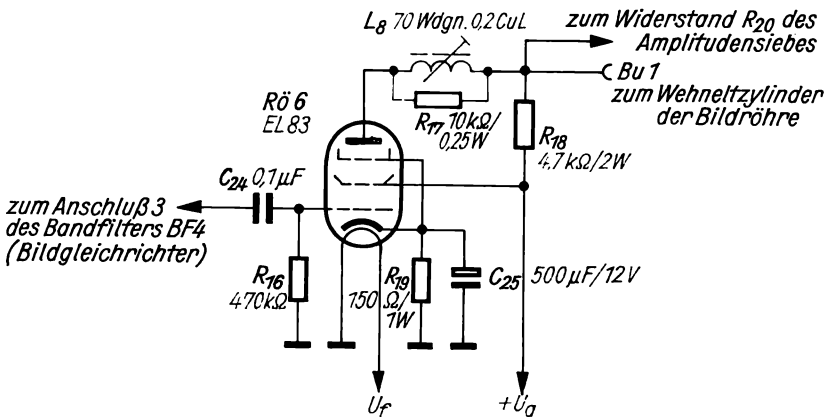


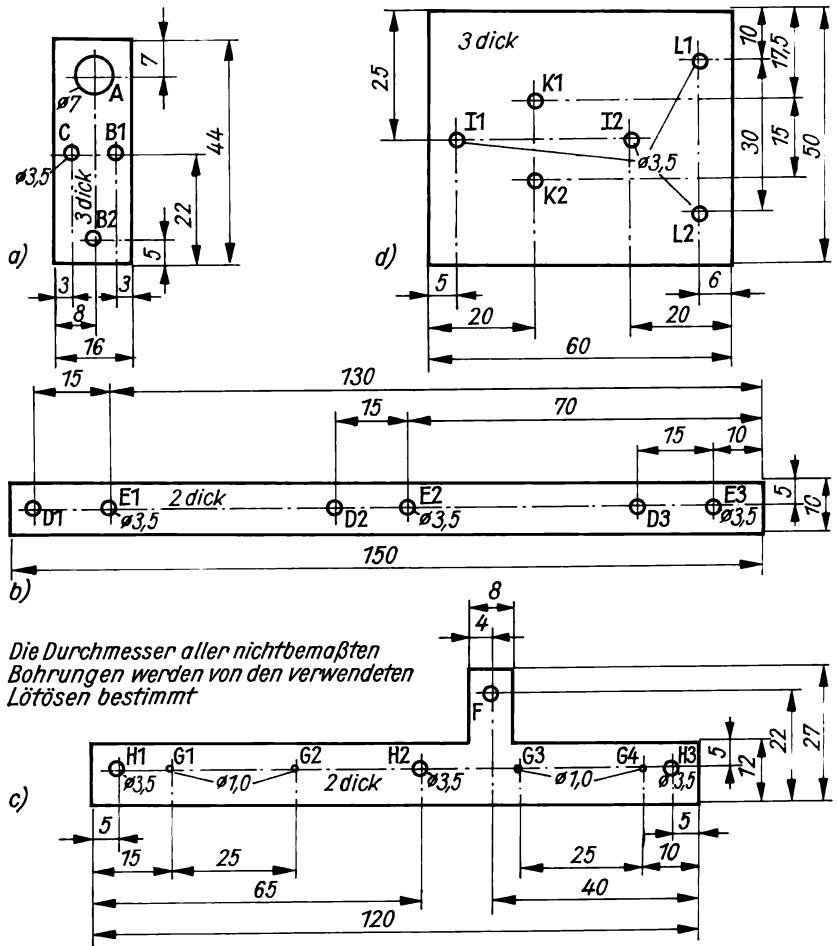
Bild 328
Das Schaltbild des Videoverstärkers

gegenwirken. Sie bildet mit der Ausgangskapazität der EL 83, der Schaltkapazität und der Eingangskapazität der Bildröhre einen Schwingkreis, den wir auf eine Frequenz um 4 MHz abstimmen. R_{17} verhindert, daß ausgeprägte Resonanzerscheinungen oder gar Einschwingvorgänge auftreten.

Die Spule wickeln wir auf einen Dreikammer-Spulenkörper mit Kern. Sie hat 70 Windungen aus 0,2 CuL. Zur Befestigung im Chassis dient ein kleines Montagebrettchen nach Bild 329 a aus Pertinax. In A kleben wir die Spule fest, bei B1 und B2 sind Lötösen einzunieten, und bei C schrauben wir das Brettchen gleichzeitig mit der Röhrenfassung am Chassis an. Die Verdrahtung des Videoverstärkers entnehmen wir dem Gesamtverdrahtungsplan am Schluß des Buches.

Zum Abstimmen der Anodenspule löten wir R_{17} nur einpolig fest und verbinden außerdem das Schirmgitter mit Masse. Über zwei kurze Leitungen schließen wir den Videoverstärker an den Eingang „Helligkeitsmodulation“ des Oszillografen an. Eine Leitung stellt die Masseverbindung beider Geräte her, die andere führt von der Lötöse in B1 zur

Bild 329
Montagebretter und Lötösenleisten für den Fernsehempfänger:
a) Montagebrettchen für Videoverstärker,
b) Lötösenleiste für ZF-Verstärker,
c) Spulenträger für HF-Verstärker, Mischstufe und Oszillator,
d) Montageplatte des Antennentrafos



Buchse Bu3. Wir vergessen nicht, die Videoröhre in die Fassung zu stecken, und stimmen mit unserem Resonanzmesser auf 4 MHz ab. Anschließend lösen wir die Verbindung Schirmgitter – Masse und verlöten R_{17} auch am zweiten Anschluß.

Um eine Vorstellung von der Wirkung dieses Schwingkreises zu bekommen, nehmen wir die Durchlaßkurve des Videoverstärkers zunächst mit kurzgeschlossener Spule auf. Die zwei Kabel vom Videoverstärker zum Eingang „Helligkeitsmodulation“ stecken wir in den Eingang „Meßplatten“ um; der Rückwandschalter des Oszillografen zeigt nach „unverstärkt“. An die Lötöse in B2 des Montagebrettchens legen wir den Pluspol einer Gleichspannung von 200 V unseres Stromversorgungsgerätes, der Minuspol liegt an Masse. Die Heizung kann einpolig zugeführt werden, der zweite Pol der Heizspannung wird am Stromversorgungsgerät mit dem Minuspol der Anodenspannung verbunden. Dann wickeln wir aus Schalt draht eine Zylinderspule mit einem Durchmesser von rund 4 cm und etwa 5 Windungen. Ein Spulenende löten wir an den Gitterkondensator C_{24} , das andere verbinden wir mit Masse. Über diese Spule koppeln wir die unmodulierte HF unseres Resonanzfrequenzmessers ein. Den Kopplungsgrad wählen wir so, daß bei einer Frequenz von 160 kHz die senkrechte Auslenkung des Elektronenstrahls gerade 10 mm beträgt. Dann messen wir die Auslenkungen bei 1, 2, 3, 4, 5 und 6 MHz und tragen die erhaltenen Wertepaare in ein Diagramm nach Bild 330 ein. Nach dem Verbinden aller Punkte erhalten wir die schwarze Kurve. Der Verstärkungsabfall ab 2 MHz ist deutlich zu erkennen.

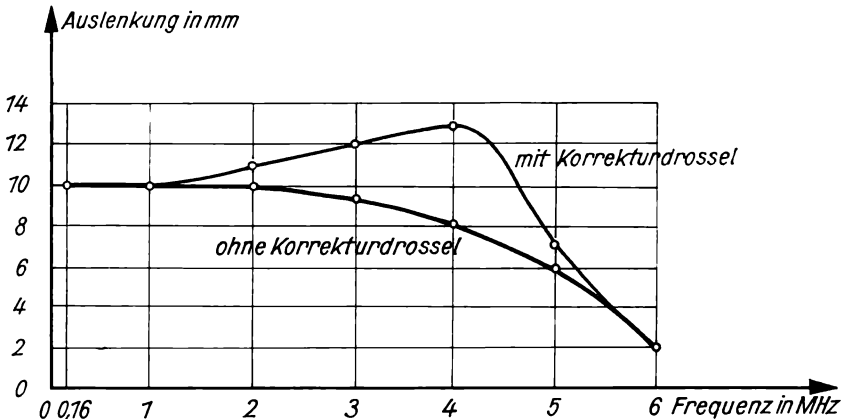


Bild 330
Frequenzgang des Videoverstärkers ohne und mit Korrekturdrossel

In genau der gleichen Art nehmen wir anschließend die Durchlaßkurve des Videoverstärkers mit der *Frequenzgang-Korrekturdrossel* – so bezeichnet der Techniker die Spule L_8 – auf. Wir stellen fest, daß die hohen Videofrequenzen jetzt sogar mehr als die niedrigen verstärkt werden.

Dann folgt der ZF-Verstärker

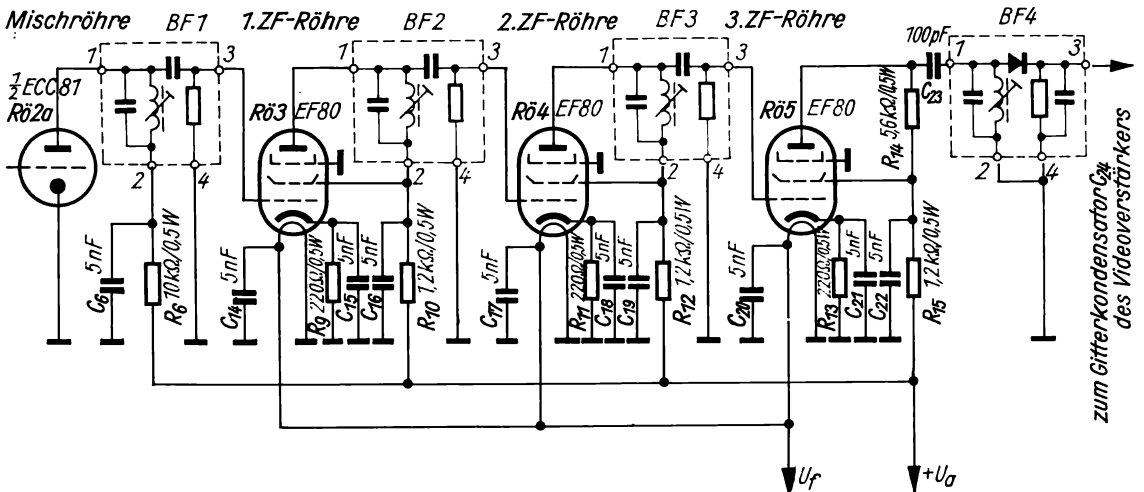
Die im Bild 331 dargestellte Schaltung des dreistufigen Bild-ZF-Verstärkers mit Demodulator weist im Vergleich zum Aufbau unserer bisherigen ZF-Verstärker für die Rundfunkempfänger eine Besonderheit auf. Die Stufen sind nicht induktiv, sondern in der altbekannten Art über ein RC-Glied gekoppelt. Die Abstimmung übernimmt jeweils ein in der Anodenleitung 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 319 b geforderte Durchlaßcharakteristik annähernd zu verwirklichen. Man bezeichnet deshalb diese Schaltung auch als *Verstärker mit versetzten Einzelkreisen*. Der erste ZF-Kreis liegt in der Anodenleitung der Mischröhre, der letzte unmittelbar vor dem Demodulator. 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. Um das unter allen Umständen zu verhindern, müssen wir neben dem Abschirmen der Schwingkreise noch weitere Maßnahmen treffen, wie zum Beispiel den Einbau der besonders schwingempfindlichen Gitterkondensatoren und Gitterwiderstände in die Schwingkreis-Abschirmbecher der vorhergehenden Stufe.

Aus dem gleichen Grunde werden im Becher von BF4 neben dem Demodulatorkreis auch die Diode, ihr Arbeitswiderstand und der ZF-Sieb-kondensator untergebracht. Dadurch verhindern wir eine Rückkopplung des Ausgangs einer ZF-Stufe auf ihren Eingang.

Daneben können Verkopplungen aber auch über die Speiseleitungen eintreten. Um das zu verhindern, sind in sämtlichen Anodenleitungen Siebglieder (R_6C_6 , $R_{10}C_{16}$, $R_{12}C_{19}$, $R_{15}C_{22}$) und an allen Heizleitungen Entkopplungskondensatoren (C_{14} , C_{17} , C_{20}) vorhanden.

Die Resonanzfrequenzen der ZF-Kreise ermitteln wir nach einem ein-

Bild 331
Schaltbild des
ZF-Verstärkers



fachen grafischen Verfahren. Ausgangspunkt ist die ideale Durchlaßkurve eines ZF-Verstärkers, die im Bild 332a noch einmal dargestellt ist. Da die Ablesegenauigkeit des Resonanzfrequenzmessers, mit dem

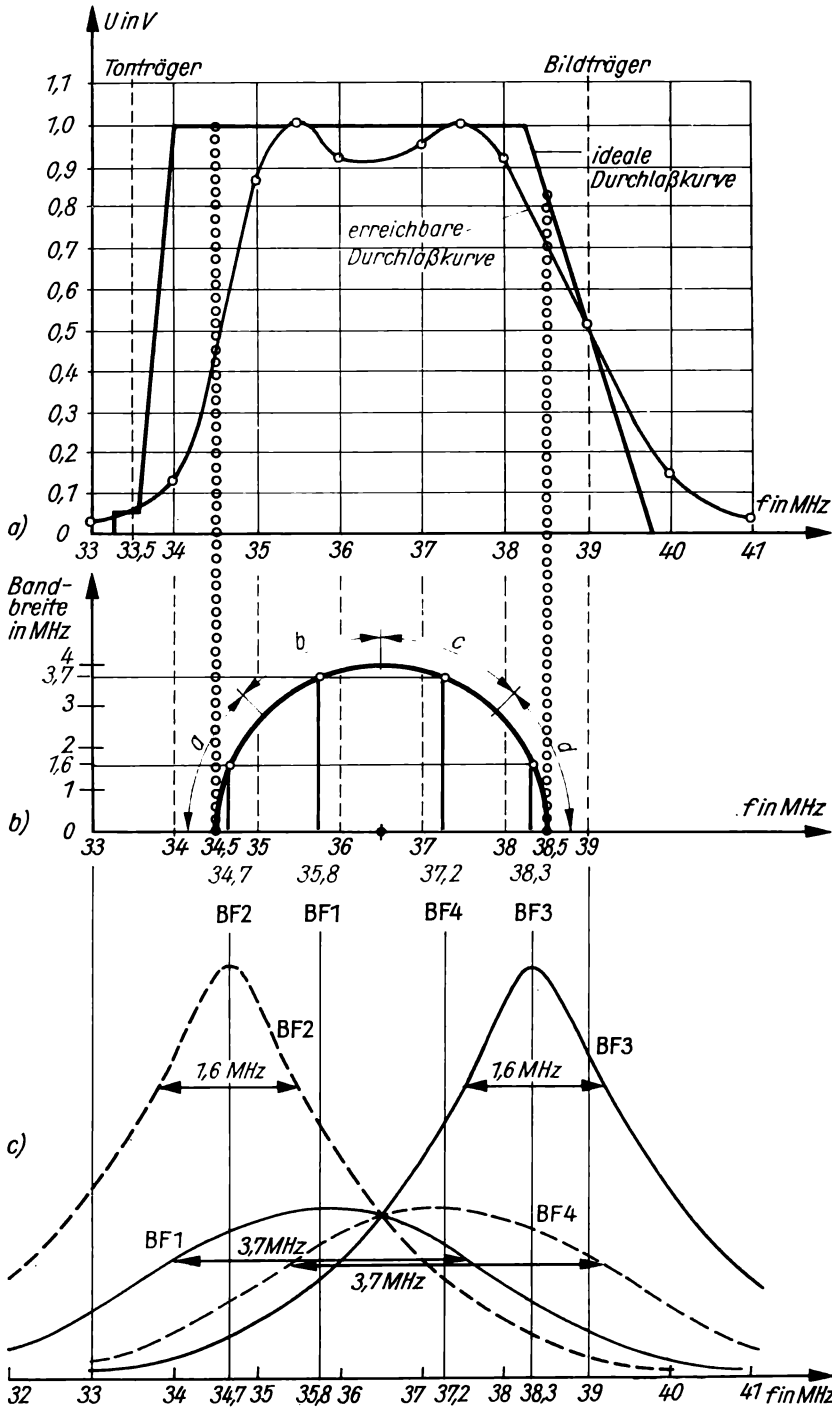


Bild 332

So ermitteln wir die Resonanzfrequenzen und Bandbreiten der ZF-Einzelkreise:
a) Ideale und erreichbare Durchlaßkurve unseres ZF-Verstärkers,
b) Ermittlung der Resonanzfrequenzen und Bandbreiten,
c) Lage der Resonanzkurven

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 332b einen 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.

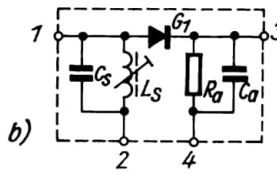
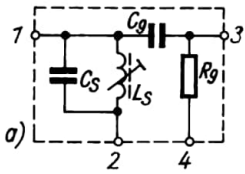
Für unseren ZF-Verstärker betragen die Bandbreiten 1,6 bzw. 3,7 MHz. Im Bild 332c sind die Resonanzkurven der vier Einzelkreise in ihrer gegenseitigen Lage dargestellt. Jeder Kurvenwert entspricht einem bestimmten Verstärkungsfaktor, so daß sich die jeweilige Gesamtverstärkung, die durch die Punkte der 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 Demodulatorkreis durch die Diode 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 Bandfilter machen uns keine Schwierigkeiten

Die Schaltung der vier Bandfilter ist in den Bildern 333a und 333b noch einmal gesondert dargestellt. Alle Schwingkreise werden aus den gleichen Bauelementen zusammengesetzt. Die Schwingkreiskondensatoren C_s haben eine Kapazität von 20 pF. Wir verwenden Keramikcondensatoren in Röhren- oder Scheibenform. Die Spulen L_s wickeln wir auf Stiefelkörper mit einem Außendurchmesser von 8,4 mm und einer Gesamtlänge von 35 mm. Sie erhalten 6 Windungen aus 0,5 CuL. Die Kapazität C_g der Gitterkondensatoren – ebenfalls in Keramikausführung – von BF1, BF2 und BF3 beträgt 100 pF. Den unterschiedlichen Dämpfungsgrad der Kreise erzielt man durch verschieden große Gitterwiderstände R_g . Da BF1 eine Bandbreite von 3,7 MHz haben soll, müssen wir den Gitterwiderstand der ersten ZF-Röhre verhältnismäßig klein halten. Im Bild 333c sind die Werte aller Bauelemente für die Bandfilter zusammengestellt.

Wir bauen die Filter auf einer Montageplatte nach Bild 333d aus 3 mm dickem Pertinax auf. Insgesamt benötigen wir sechs Stück, vier für den Bild-ZF-Verstärker und zwei für den Ton-DF-Verstärker. In die Bohrung



	BF1	BF2	BF3	BF4
f	35,8 MHz	34,7 MHz	38,3 MHz	37,2 MHz
C_S	20 pF	20 pF	20 pF	20 pF
L_S	6 Wdgn.	6 Wdgn.	6 Wdgn.	6 Wdgn.) ¹
C_g	100 pF	100 pF	100 pF	—
R_g	3,9 k Ω	22 k Ω	47 k Ω	—
G_1	—	—	—	GA 105) ²
R_a	—	—	—	4,7 k Ω
C_a	—	—	—	10 pF

¹: Spulendraht: 0,5 CuL, Spulendurchmesser innen: 8,4 mm

²: oder OA 626, GA 101, OA 645

c)

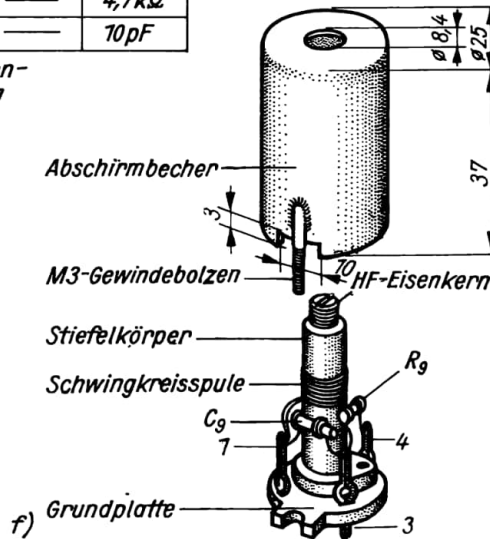
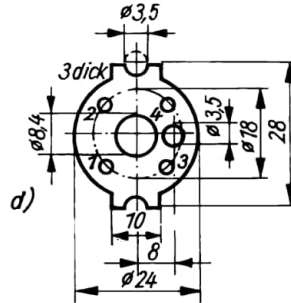
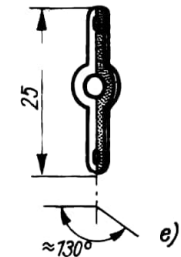


Bild 333

Aufbau der Bandfilter:
a) Schaltung der Bandfilter BF1, BF2 und BF3, b) Schaltung des Bandfilters BF4, c) Daten der Bandfilter-Bauelemente, d) Grundplatte der Bandfilter (von oben gesehen), e) So kanten wir die Lötösen ab, f) Montage der Bandfilter

von 8,4 mm Durchmesser setzen wir den bewickelten Stiefelkörper ein und schrauben ihn von der Unterseite her mit einer Senkschraube M3 fest. Die Bohrungen 1, 2, 3, 4 sollen Lötösen aufnehmen. Wir kanten diese vor dem Eindrücken im Schraubstock nach Bild 333e ab und schieben sie dann mit einer Flachzange von oben in die Löcher der Grundplatte (vgl. Bild 333f). Bild 334 zeigt den Aufbau eines fertigen Bandfilters.

Bei BF4 löten wir zwischen den Lötösen 1 und 3 die Demodulator-Diode und zwischen 3 und 4 sowohl den Arbeitswiderstand $R_a = 4,7 \text{ k}\Omega$ als auch den ZF-Siebkapazitor $C_a = 10 \text{ pF}$ ein.

Die Abschirmbecher werden in der bekannten Art aus defekten Elektrolytkondensatoren hergestellt. Im Mustergerät wurden die Becher von Frolyt-Elkos $4 \mu\text{F}$, 500/550 V, „glatt“ (Ko. Bv. 73724) verwendet. Wie

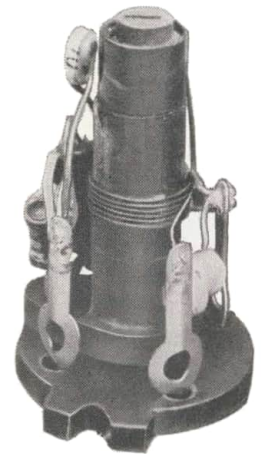


Bild 334
Ansicht eines Bandfilters

sie zu bearbeiten sind, zeigt Bild 333f. Während wir bei unseren bisher gebauten Abschirmungen die Gewindebolzen stets an eingienietete Ösen gelötet haben, wollen wir sie diesmal direkt an den Aluminiumbecher löten. Wir probieren das vorher an einem Stückchen Abfallblech.

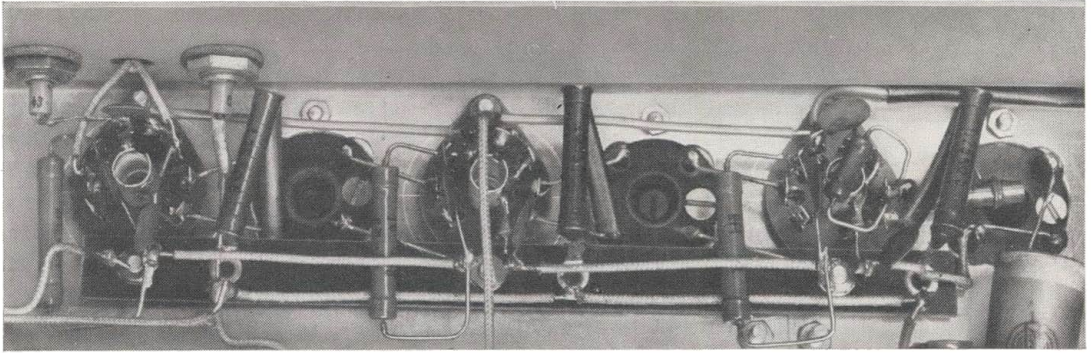
Zunächst muß die Oberfläche des Aluminiums von der Oxidschicht befreit werden. Mit einem Taschenmesser schaben wir eine Stelle blank, geben einen Tropfen Nähmaschinenöl oder auch Maschinenöl darauf und schaben nochmals. Der Öltropfen verhindert den Luftzutritt und damit die sonst sofort einsetzende Oxydation. 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 Abschirmbechern. Nach dem Verzinnen schrauben wir mit je zwei Muttern zwei Gewindebolzen in die kleinen Bandfilterbohrungen des Chassis, schieben den Becher von oben dazwischen und löten die Bolzen an.

Einen Teil der Schwingkreis Kapazität unserer Filter bildet die Röhrenkapazität der EF 80. Deshalb müssen die Filter mit Röhre zunächst vorabgeglichen werden. An einer Novalfassung verbinden wir die Löt-fahnen von Bremsgitter, Schirmgitter und Katode der EF 80, löten die Verbindungsstelle über ein kurzes Kabel an den Anschluß 2 des Bandfilters und die Anodenfahne an den Anschluß 1. Bei eingesteckter Röhre stellen wir dann mit unserem Resonanzmesser die einzelnen Frequenzen ein. Anschließend werden die Filter in die Becher geschoben, die Becher mit 1, 2, 3 und 4 beschriftet und mit dem Chassis verschraubt. Die richtige Lage entnehmen wir dem Gesamtverdrahtungsplan am Schluß des Buches, ebenfalls die der Röhrenfassungen.

Die Anordnung der Bauelemente will gut überlegt sein

Die im Gesamtverdrahtungsplan ersichtliche Lötösenleiste ist aus 2 mm dickem Pertinax nach Bild 329b herzustellen. In D1, D2 und D3 werden Lötösen eingienietet, bei E1, E2 und E3 wird die Leiste gemeinsam mit den Röhrenfassungen und je einer Lötöse festgeschraubt. Wir verdrahten zunächst von BF4 bis R63, verbinden aber den ZF-Verstärker noch nicht mit dem Videoverstärker, weder über C₂₄ noch über die Speiseleitungen. Bild 335 gestattet uns einen Blick in die Verdrahtung dieser Teilschaltung. Da zum Abgleich des ZF-Verstärkers auch die zum Bandfilter BF1 gehörende Röhre in Betrieb sein muß, bauen wir diesen Schaltungsteil zunächst provisorisch auf. BF1 ist sicherlich schon angeschraubt, nun setzen wir auch die Fassung von R62 ein. Wir verdrahten nicht nach dem Gesamtverdrahtungsplan, sondern nach Bild 336. Für den Abgleich legen wir



die Betriebsspannungen von 200 V und 6,3 V vom Stromversorgungsgerät an die letzte ZF-Röhre R_{ö5} und schließen an die Lötösen 3 und 4 des Bandfilters BF₄ einen Kopfhörer an. Wir achten sorgfältig darauf, daß Anschluß 3 nicht mit Masse in Berührung kommt; die Diode stirbt sonst bei eingekoppelter HF den Wärmetod.

Die Spule des als modulierter Sender auf 37,2 MHz arbeitenden Resonanzmessers befindet sich in unmittelbarer Nähe der Gitterleitung von R_{ö2}. Wir drehen den Kern des vierten Bandfilters so lange, bis das Brummaximum gefunden ist. Sollte überhaupt kein Ton durchkommen, löten wir am Anschluß 3 von BF₃ eine Leitung an und koppeln die HF dort ein. Dann gleichen wir in der bekannten Art BF₃, BF₂ und zum Schluß BF₁ ab. Wir denken aber daran, daß für jeden Kreis eine andere HF am Resonanzmesser einzustellen ist. Sind wir mit BF₁ fertig, wird der Prüfsender auf 30 MHz eingestellt und dann langsam nach höheren Frequenzen durchgedreht. Bis 34 MHz dürfen wir nichts hören, zwischen 35 und 36 MHz muß der Brumm am lautesten geworden sein und zwischen 37 und 38 MHz wieder leiser werden. Bei 40 MHz darf der Brummtöne nicht mehr zu hören sein. Stellen wir bei dieser Kontrolle zwei ausgeprägte Tonmaxima und ein dazwischenliegendes Minimum fest, vergrößern wir die Eigenfrequenz von BF₁ durch geringfügiges Herausdrehen des Kerns und kontrollieren erneut. Unter Umständen sind auch die Frequenzen der übrigen Filter etwas zu verändern. Wir drehen dabei immer nur einen einzigen Kern und auf keinen Fall mehr als eine halbe Umdrehung. Diese Arbeit kann einige Stunden in Anspruch nehmen.

Am Mustergerät hat der Verfasser die Durchlaßkurve mit einem Röhrenvoltmeter ausgemessen, nachdem mit dem Kopfhörer abgeglichen worden war. Nur sehr geringe Änderungen waren erforderlich, um den im Bild 332a farbig eingetragenen Kurvenverlauf zu erhalten.

Es ist nun an der Zeit, die eigene Stromversorgung des Fernsehempfängers aufzubauen, da mit weiteren Röhrenstufen die Leistungsfähigkeit unseres Stromversorgungsgerätes nicht mehr ausreicht. Zur notwendigen Stabilisierung des Chassis stellen wir zunächst eine Rückwand aus 3 mm dickem Pertinax her. An welchen Stellen die Telefonbuchsen, das Sicherungsgehäuse und der zweipolige Netzschalter angeschraubt werden, entnehmen wir dem Gesamtverdrahtungsplan. Wir verbinden

Bild 335
Blick in die Verdrahtung des ZF-Verstärkers

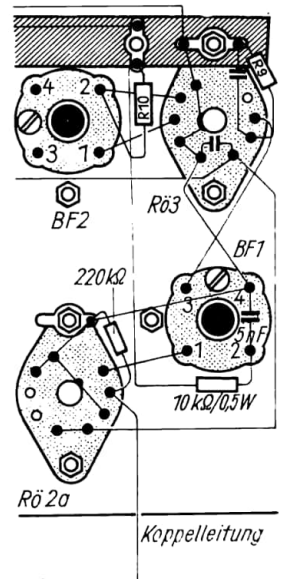
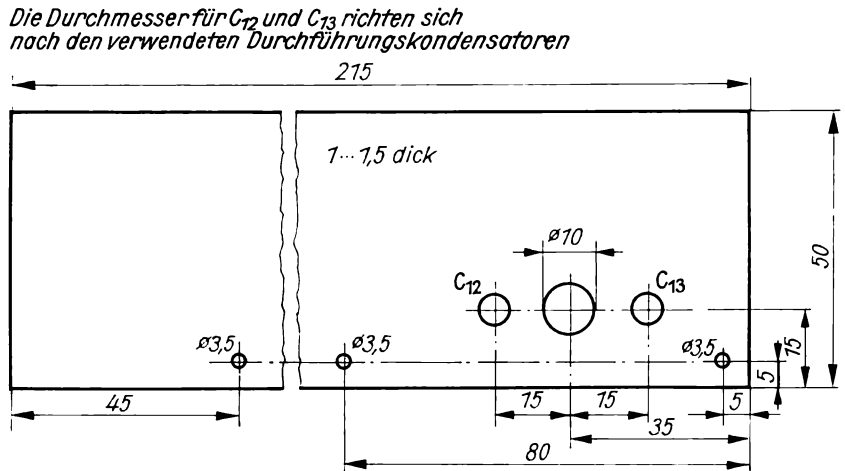


Bild 336
Vorläufige Verdrahtung des ZF-Verstärkers

die Rückwand sowohl mit der waagerechten Chassisseite als auch mit den beiden senkrechten. Die Konstruktion der Verbindungswinkel dürfte keine Schwierigkeiten bereiten.

Wenn die Rückwand mit dem Chassis verbunden ist, bringen wir eine zweite Versteifung in Form einer Trennwand zwischen ZF-Verstärker und den Eingangsstufen an. Wir fertigen die Trennwand nach Bild 337 aus 1...1,5 mm dickem Aluminiumblech und schrauben sie mit drei kleinen Winkeln von unten an das Chassis. Die Durchmesser der beiden Bohrungen für C_{12} und C_{13} richten sich nach den Durchmessern der Durchführungskondensatoren. Dann verdrahten wir das Netzgerät. Den richtigen Anschluß des Selengleichrichters entnehmen wir Bild 30. Die Heizung wird verdrillt zur Videoröhre geführt, die Plusleitung und die Minusleitung für die Anodenspannung schließen wir an der ersten ZF-Röhre R63 an. Jetzt können wir auch den ZF-Verstärker mit dem Videoverstärker verbinden. Außerdem legen wir die Ausgangsleitung des Videoverstärkers an Buchse Bu1, die Buchsen Bu2, Bu4, Bu6 und Bu8 kommen auf Masse.

Bild 337
Die Trennwand zur Abschirmung zwischen Eingangsstufen und ZF-Verstärker



Die Eingangsstufe erfordert Geduld und Sachkenntnis

Wenden wir uns der Schaltung des Eingangsteiles zu. Wir entnehmen sie Bild 338. Uns fällt auf, daß bei L_2 , L_3 und L_4 keine Schwingkreis-kondensatoren vorhanden sind. Auf Grund der hohen Resonanzfrequenzen dieser drei Kreise müssen Induktivität und Kapazität sehr klein gehalten werden; die Schwingkreiskapazitäten werden von den Röhren- und Schaltkapazitäten gebildet. Wie beim ZF-Verstärker sind auch die Anodenspannung des HF-Verstärkers und der Mischstufe über je ein RC-Glied gegen Masse abzublocken. Das allein genügt aber nicht. Zusätzlich sorgt ein mit der Trennwand elektrisch verbundener Durch-

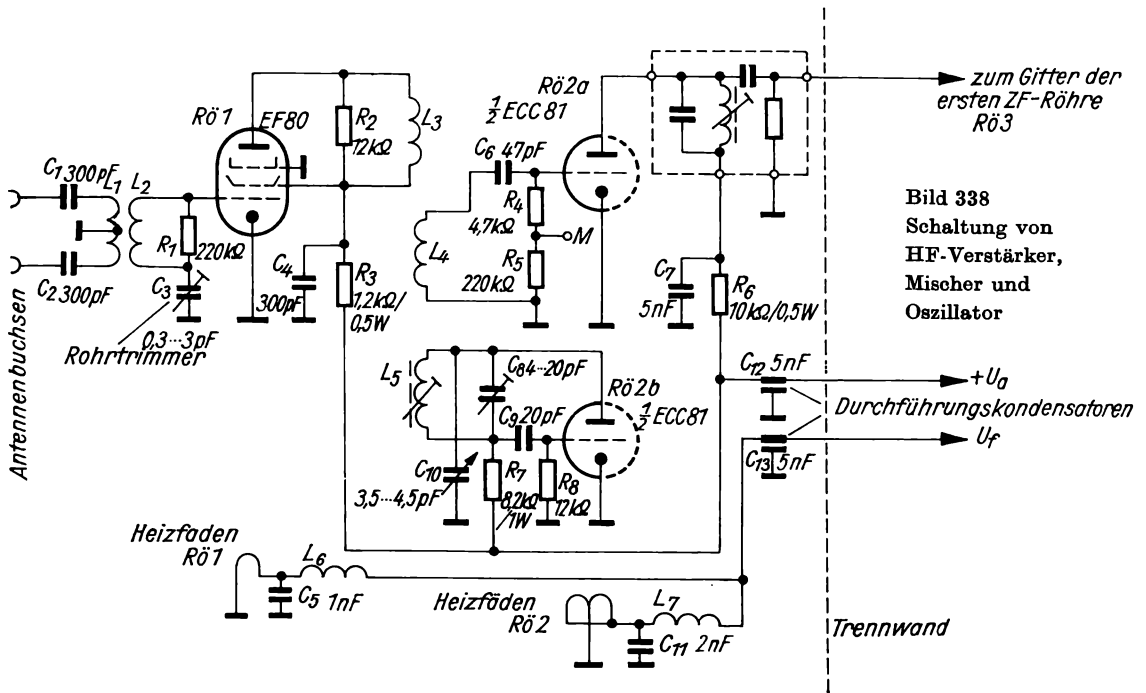


Bild 338
Schaltung von
HF-Verstärker,
Mischer und
Oszillator

führungskondensator C_{12} für die notwendige Entkopplung der Vorstufen vom ZF-Verstärker. Ein gleicher Kondensator liegt auch in der Heizleitung. Vor die Heizfäden beider Röhren schalten wir neben den üblichen Entkopplungskondensatoren C_5 und C_{11} je eine Drosselspule (L_6 und L_7). Wir wickeln sie aus 0,5 CuL auf den 2 mm dicken Spulenträger nach Bild 329c aus Pertinax. Anfang und Ende der Spulen fädeln wir durch die Bohrungen G1 und G2 bzw. G3 und G4. Jede Spule erhält etwa 50 Windungen. In F wird eine Lötöse eingienietet.

Da wir einmal beim Bauen sind, stellen wir auch noch die restlichen Teile für die Eingangsstufen her. Aus Zeichenkarton fertigen wir in der bekannten Art zwei 60 mm lange Spulenkörper. Als Wickeldorn dient ein Draht von 5 mm Durchmesser, die Papierzylinder sollen einen Außendurchmesser von 6 mm haben. Während der Leim trocknet, basteln wir die Haltewinkel der Spulenkörper aus 1 mm dickem Alublech. Die Abmessungen entnehmen wir Bild 339. Dann können wir die getrockneten Spulenkörper mehrmals in Schellack tränken. In der Wartezeit bauen wir die Montageplatte des Antennentransformators. Von einem 3 mm dicken und 50 mm breiten Pertinaxstreifen sägen wir ein 60 mm langes Stück ab und verbohren es nach Bild 329d. In K1 und K2 nieten oder schrauben wir beiderseitig je eine Lötöse ein. Bei L1 und L2 wird mittels Senkschrauben M3 der kürzere Haltewinkel nach Bild 339a befestigt. Anschließend verschrauben wir die Platte bei I1 mit dem Chassis, bei I2 außerdem mit einer Lötöse.

Werfen wir noch einmal einen Blick auf die Schaltung des Oszillators.

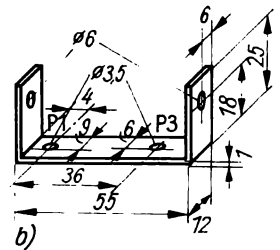
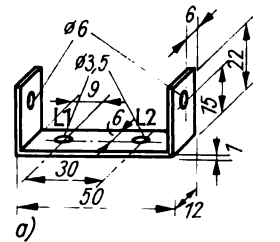


Bild 339
Die Haltewinkel der
Spulenkörper:
a) Haltewinkel für
Antennentrafo (L_1 , L_2),
b) Haltewinkel für
 L_3 ,
 L_4 und L_5

Mit drei Bauelementen kann die Frequenz verändert werden. Der Scheibentrimmer C_8 dient der Grobeinstellung, ein Gewindekern M5 aus Messing in der Spule L_5 dem Feinabgleich. Mit dem Drehkondensator C_{10} können wir die Oszillatorfrequenz auch nach dem Einbau des Chassis in ein Gehäuse stets den jeweiligen Verhältnissen anpassen. Diesen Kondensator bauen wir selbst.

Seine Einzelteile sind im Bild 340 zusammengestellt. Die Montageplatte nach Bild 340a stellen wir aus 3 mm dickem Pertinax her. Die Bohrungen N1, O1, O2 und P2 sind von unten so weit zu versenken, daß der Kopf einer Senkschraube M3 mit der Oberfläche der Montageplattenunterseite gleichmäßig abschließt. Aus 1 mm dickem Aluminiumblech fertigen wir die beiden Lagerböcke (Bilder 340b und 340d) und die einzelne Kondensatorplatte (Bild 340c) und schrauben diese drei Teile bei N1, O1, O2 und P2 auf die Montageplatte. Für die Welle des Drehkondensators verwenden wir einen 75 mm langen Aluminium- oder Eisenstab von 6 mm Durchmesser, der zunächst einseitig 10 mm lang auf 4 mm Durchmesser abgesetzt wird. Dann schneiden wir nach Bild 340e Gewinde M6 und M4, das Gewinde M4 aber nur bis auf 2 mm an den Ansatz heran.

Die Kapazitätsänderung des Drehkondensators erfolgt durch Einschwen-

Bild 340
Der Feinabstimmungs-
Drehkondensator:
a) Montageplatte,
b) Hinterer Lagerbock,
c) Kondensatorplatte,
d) vorderer Lagerbock,
e) Drehkewelle,
f) Pertinaxscheibe

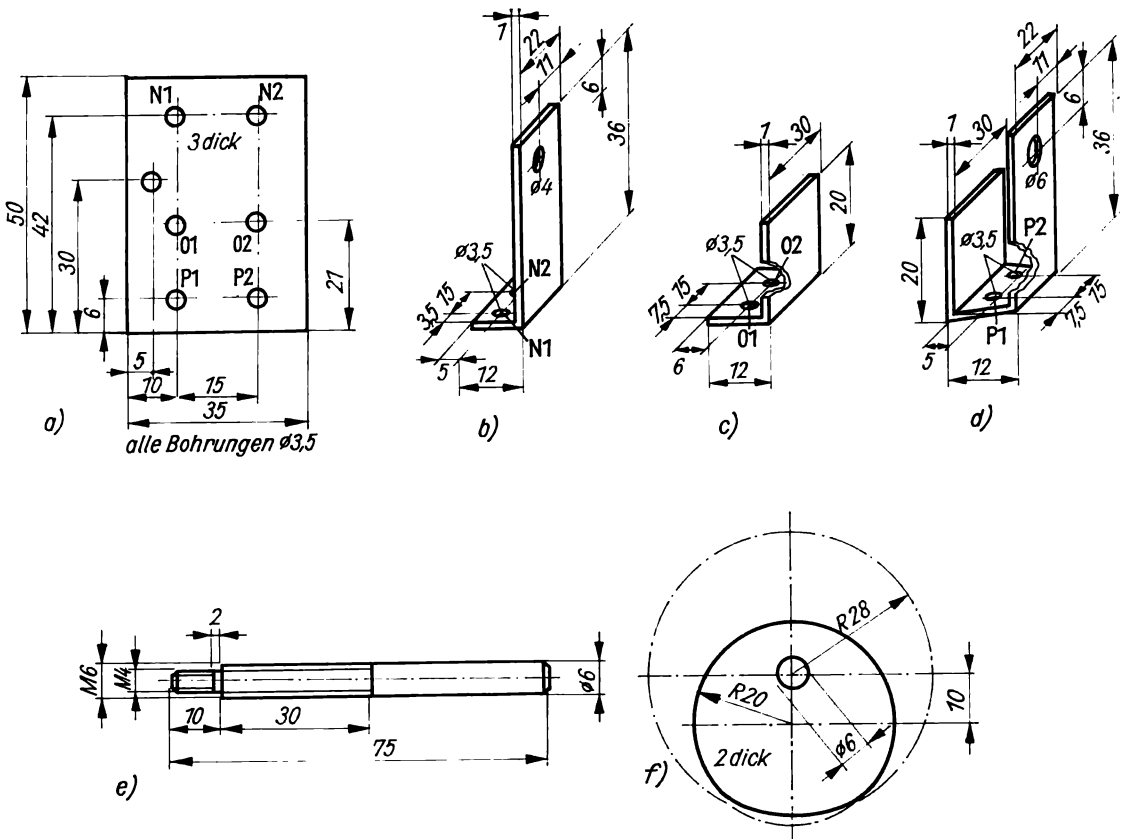
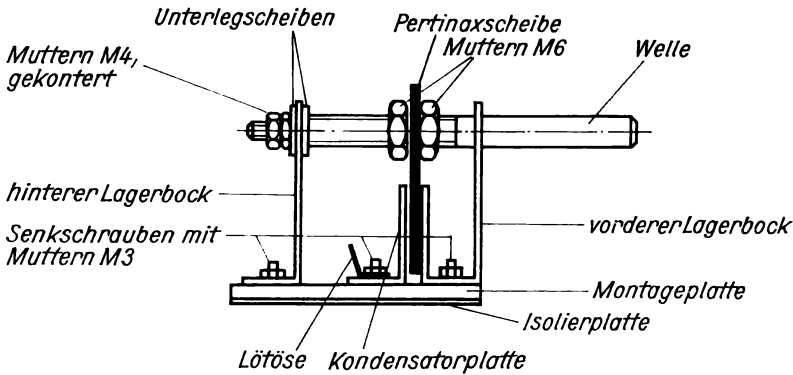


Bild 341
Montage des Kondensators

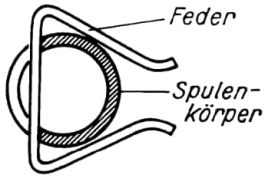


ken einer Pertinaxscheibe (Bild 340f). Wir verändern damit das Dielektrikum. Bei herausgedrehter Scheibe beträgt die Kapazität etwa 3,5 pF, bei voll eingedrehter steigt sie auf etwa 4,5 pF. Mit der Kapazitätsänderung von 1 pF kann die Oszillatorfrequenz um rund 1 MHz vergrößert oder verkleinert werden. Bild 341 zeigt, wie der Kondensator zusammengebaut werden muß. Damit die einzelne Kondensatorplatte nicht mit Masse in Berührung kommt, muß zwischen Chassis und Montageplatte eine Isolierplatte aus 1...2 mm dickem Pertinax eingefügt werden. Ihre Maße entsprechen denen der Montageplatte. Sie erhält aber nur die nicht bezeichnete Bohrung sowie die Bohrungen N2 und P1.

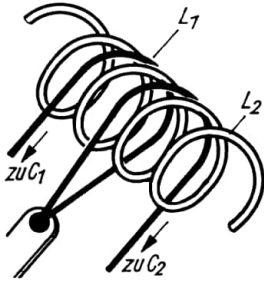
Bevor der fertige Drehkondensator auf das Chassis gesetzt wird, schrauben wir bei P3 mit einer Senkschraube M3 den Haltewinkel für die Spulen L_3 , L_4 und L_5 an der Chassisunterseite fest. Der versenkte Schraubenkopf muß mit der Chassisoberfläche abschließen. Dann legen wir die Isolierplatte auf, setzen den Drehkondensator darauf und verschrauben ihn bei N2 mit dem Chassis, bei P1 außerdem mit dem Haltewinkel.

Vor der Verdrahtung des Eingangsteiles lösen wir noch einmal die Schraubverbindung der Fassung von R $\bar{o}2$. Zusammen mit den Fassungen von R $\bar{o}2$ und R $\bar{o}1$ muß je ein Fuß einer Röhrenabschirmung befestigt werden. Fuß, Fassung und eine Lötöse verschrauben wir zunächst nur gegenüber den mit H1 und H2 benannten Bohrungen. Dann befestigen wir – gleichzeitig mit den Füßen und den Fassungen – bei H1 und H2 den bewickelten Spulenträger (vgl. Bild 329c). Das überstehende Ende wird bei H3 mit dem Chassis verschraubt. Wir legen hier ein durchbohrtes Pertinaxstückchen von der Dicke einer Röhrenfassung unter.

Die Verdrahtung beginnt mit dem Anschluß der Heizdrosseln L_6 und L_7 an die Röhrenfassungen und den Durchführungskondensator C_{13} , anschließend werden die Masseleitungen verlegt. Dann löten wir alle Widerstände und Kondensatoren ein. Die Lage der Bauelemente entnehmen wir dem Gesamtverdrahtungsplan. Der Scheibentrimmer C_8 wird wie die anderen Elemente freitragend eingelötet; Verbindungsdrähte sind dazu nicht erforderlich. Von der Anodenfahne des Oszillatorsystems der



a)



Lötöse

b)

Bild 342

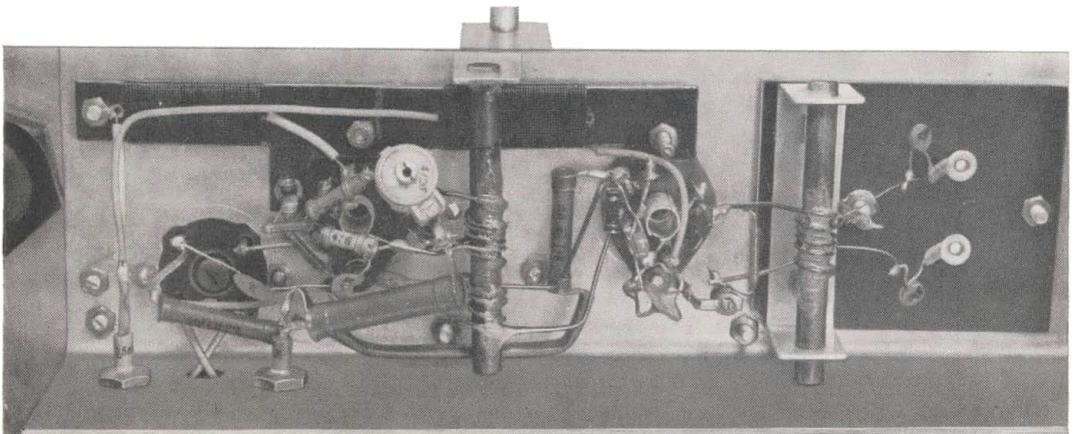
Zur Wicklung der Spulen: a) Feder des Oszillator-Spulen-kerns, b) So wickeln wir die Antennenspule zwischen die mittleren Windungen von L_2

Bild 343

Blick in die Verdrahtung der Eingangsstufen

ECC 81 geht eine kurze Leitung durch die Chassisbohrung von 3,5 mm Durchmesser zur Lötöse an der einzelnen Platte des Drehkondensators. An allen bisher gebauten Schwingkreisen konnten wir mit unserem Resonanzfrequenzmesser die Eigenfrequenzen ausmessen, da diese immer unterhalb 120 MHz lagen. Die meisten Sender des Deutschen Fernsehfunks arbeiten jedoch auf höheren Frequenzen. Verhältnismäßig einfach haben es hier diejenigen Leser, die im Empfangsbereich der Sender Helpterberg (Kanal 3) bzw. Cottbus (Kanal 4) wohnen. Sie können die vier Kreise der Eingangsstufe ebenfalls ausmessen. Für alle anderen Kanäle reicht unser Frequenzmesser nicht mehr aus. Wir müssen uns zunächst mit den in Tafel 16 angegebenen Richtwerten für die Windungszahlen begnügen. Sämtliche Spulen zum Empfang der Kanäle 3 und 4 werden aus 0,4 CuL gewickelt, ebenfalls die Antennenspulen L_1 aller übrigen Kanäle. Die Spulen $L_2 \dots L_5$ der Kanäle 5...12 wickeln wir aus 1,0 CuL. Als Wickelkörper dient ein Dorn von 6 mm Durchmesser. Da die Dämpfung und damit die Bandbreite des HF-Verstärker-Ausgangskreises mit einem Parallelwiderstand von $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$ für die niedrigen Frequenzen in den Kanälen 3 und 4 zu gering ist, schalten wir zu R_2 entweder einen Widerstand von 6 k Ω parallel, oder wir ersetzen R_2 durch einen 4-k Ω -Widerstand.

Bevor die zylindrischen Spulenkörper in die Haltewinkel und gleichzeitig in die gewickelten Spulen eingeschoben werden, bringen wir am Röhrchen für L_3 , L_4 und L_5 15 mm von einem Ende entfernt mit der Laubsäge einen Schlitz an. Dort setzen wir nach dem Einschieben eine Drahtfeder nach Bild 342a ein. Sie hält den 20 mm langen Gewindekern M5 aus Messing für die Oszillatorspule fest. Die relative Permeabilität von Messing ist etwas kleiner als 1, so daß die Induktivität von L_5 bei eingedrehtem Kern geringer wird und die Oszillatorfrequenz steigt. Die richtige Lage der Spulen entnehmen wir dem Gesamtverdrahtungsplan am Schluß des Buches bzw. dem Foto dieser Teilschaltung (Bild 343). Die Antennenspule L_1 wird zwischen die mittleren Windungen von L_2 gewickelt und in der Mitte über die dort angebrachte Lötöse auf Masse gelegt. Für die Kanäle 5...12 ist die „Wicklung“ von L_1 im Bild 342b



dargestellt. Wir müssen nach dem Signal des Fernsehsenders abgleichen, für die Kanäle 3 und 4 handelt es sich dabei nur noch um den Endabgleich.

Eine Fernsehantenne bauen wir natürlich selbst

Ihr Grundelement ist der Halbwelldipol, den wir bereits im Kapitel 7 kennengelernt haben. Seine Länge wird nach der Gleichung $c = \lambda \cdot f$ berechnet. Da mit der Antenne sowohl der Bildträger als auch der Tonträger empfangen werden sollen, bilden wir zunächst das arithmetische Mittel beider Frequenzen. Für den mehrfach erwähnten Kanal 10 erhalten wir als Resonanzfrequenz der Antenne

$$f = \frac{f_B + f_T}{2} = \frac{210,25 \text{ MHz} + 215,75 \text{ MHz}}{2} = \frac{426}{2} \text{ MHz} = 213 \text{ MHz}.$$

Die theoretische Dipollänge beträgt für diese Frequenz

$$l = \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2 \cdot f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ ms}^{-1}}{2 \cdot 2,13 \cdot 10^8 \text{ s}^{-1}} = \frac{3}{2 \cdot 2,13} \text{ m} = 0,705 \text{ m}.$$

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. Im Diagramm Bild 344 ist der *Verkürzungsfaktor* v in Abhängigkeit vom *Schlankheitsgrad* eines Dipols dargestellt. Unter dem Schlankheitsgrad versteht man das Verhältnis der Wellenlänge zum Durchmesser des Dipols. Wollen wir unsere Antenne z. B. aus 3 mm dickem Kupferdraht herstellen, so ergibt sich ein Schlankheitsgrad von

$$\frac{\lambda}{d} = \frac{2l}{d} = \frac{2 \cdot 0,705 \text{ m}}{3 \text{ mm}} = \frac{2 \cdot 705 \text{ mm}}{3 \text{ mm}} = 470.$$

Als Verkürzungsfaktor lesen wir im Bild 344 $v = 0,947$ ab. Die tatsächliche Länge l_1 des Dipols erhalten wir durch Multiplikation der theoretischen Länge mit dem Verkürzungsfaktor: $l_1 = l \cdot v = 705 \text{ mm} \cdot 0,947 = 668 \text{ mm}$. Würden wir als Dipolmaterial Alurohr von 10 mm Durchmesser verwenden, dürfte er nur $l_1 = 705 \text{ mm} \cdot 0,917 = 647 \text{ mm}$ lang werden.

Neben der richtigen Länge eines Dipols spielt auch seine Anpassung an den Empfängereingang eine wesentliche Rolle für einen guten Empfang. Wir wissen, daß ein niederohmiger Lautsprecher nicht direkt an den hochohmigen Ausgang eines NF-Verstärkers angeschlossen werden darf. Die beiden unterschiedlichen Scheinwiderstände von Energiequelle und

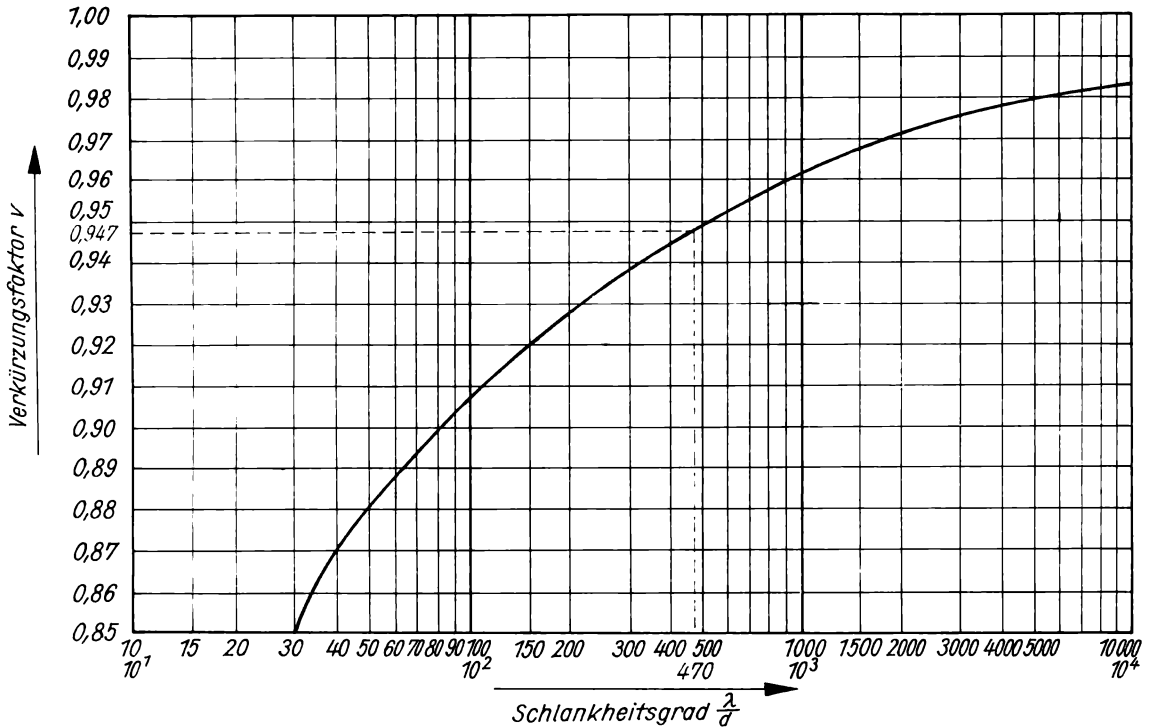


Bild 344
Verkürzungsfaktor
eines Halbwelldipols
in Abhängigkeit vom
Schlankheitsgrad

Verbraucher müssen durch ein besonderes Bauelement – im obigen Falle durch einen Anpassungsübertrager – angeglichen werden. Nur dann wird eine maximale Leistungsübertragung möglich sein.

Ähnlich sieht es bei unserem Dipol aus. Der gestreckte Halbwelldipol hat in der Mitte einen Scheinwiderstand von etwa 60Ω , nach den Dipolenden zu wird der Widerstand größer.

Den Eingangswiderstand unseres Fernsehempfängers können wir größenordnungsmäßig experimentell ermitteln. Wir wickeln eine Spule mit 2 Windungen aus 0,4 CuL, lassen die Drahtenden ungefähr 4 cm lang und löten dort beispielsweise einen Kondensator der Kapazität 680 pF an. Am Resonanzmesser lesen wir eine Frequenz von 15 MHz ab, d.h., die Induktivität der Spule beträgt

$$L = \frac{1}{4 \pi^2 \cdot f^2 \cdot C} = \frac{1 \text{ V}}{4 \cdot \pi^2 \cdot 15^2 \cdot 10^{12} \text{ s}^{-2} \cdot 6,8 \cdot 10^{-10} \text{ As}} = \frac{10^{-2}}{4 \pi^2 \cdot 15^2 \cdot 6,8} \text{ H} \\ = 0,165 \mu\text{H}.$$

Diese Spule entspricht der Antennenspule in den Kanälen 5...12. Die niedrigste Empfangsfrequenz liegt etwa bei 170 MHz, die höchste bei 230 MHz. Für eine mittlere Frequenz von 200 MHz ergibt sich ein induktiver Widerstand

$$R_L = 2 \pi \cdot f \cdot L = 2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot 10^8 \text{ s}^{-1} \cdot 0,165 \cdot 10^{-6} \frac{\text{Vs}}{\text{A}} = 4 \pi \cdot 16,5 \frac{\text{V}}{\text{A}} = 208 \Omega.$$

Man rechnet einheitlich mit einem Eingangswiderstand von 240Ω . Als Verbindungsleitung zwischen Empfänger und Antenne verwenden wir *UKW-Bandkabel*, dessen *Wellenwiderstand* ebenfalls 240Ω beträgt. Um nun dieses Kabel an die Antenne anzupassen, schließen wir es nicht in der Dipolmitte an – dort beträgt der sogenannte *Fußpunktswiderstand* nur 60Ω –, sondern über ein Anpassungsglied weiter nach den Dipolenden zu. Wir finden die Abmessungen dieses Antennenteiles ebenfalls in Tafel 16. Bild 345 zeigt uns die Verbindung des Anpaßstückes mit dem eigentlichen Dipol. Der Abstand a beträgt für alle Kanäle 50 mm, c kann zwischen 10 mm und 20 mm liegen. Bei AA wird das Bandkabel angeschlossen. Die beiden Winkelstücke des Anpassungsgliedes löten wir direkt an den Dipol.

Im Bild 345 sind neben dem Dipol noch weitere Antennenelemente zu sehen: ein *Reflektor* und ein *Direktor*. Sie erfüllen zwei Aufgaben. Einmal steigt die vom Dipol abgegebene Leistung und zum anderen verleihen sie der Antenne eine bestimmte *Richtcharakteristik*. Während der senkrecht stehende einfache Dipol Sender aus allen Richtungen empfangen kann, hat eine Antenne mit zusätzlichen Elementen eine bevorzugte Empfangsrichtung.

Allgemeingültige Berechnungsformeln für die Längen und Abstände der zusätzlichen Elemente lassen sich nur bedingt angeben. Die günstigsten Abmessungen einer Antenne ermittelt man vorteilhaft durch Versuche. Für unsere Belange genügt es, wenn der Reflektor um 6% länger, der Direktor um 5% kürzer als der Dipol gehalten werden. Bei einer berechneten Dipollänge $l_1 = 668$ mm erhalten wir als Reflektor-

länge $l_2 = 668 \text{ mm} + 668 \cdot \frac{6}{100} \text{ mm} = 668 \text{ mm} + 40 \text{ mm} = 708 \text{ mm}$, der

Direktor muß $l_3 = 668 \text{ mm} - 668 \cdot \frac{5}{100} \text{ mm} = 668 \text{ mm} - 33 \text{ mm} = 635 \text{ mm}$

lang werden.

Die Abstände d_1 und d_2 beider Elemente vom Dipol entnehmen wir der Tafel 16. Wir befestigen die Antennenstäbe in der Mitte auf einer Holzleiste. Auch ein Metallstab könnte verwendet werden; die Antenne wird jedoch dann unnötig schwer.

Bei der Montage achten wir darauf, daß das Anpassungsglied mit der durch die Stäbe bestimmten Ebene einen rechten Winkel bildet.

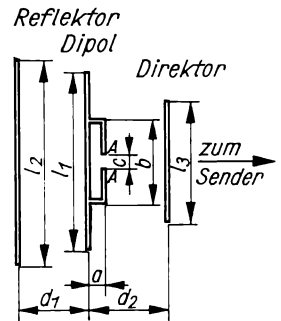


Bild 345
3-Element-Antenne

Die Meisterprüfung: Abgleich der Eingangsstufe

Das von der Antenne kommende Bandkabel wird an den beiden durch das Langloch im Chassis ragenden Lötösen angeschlossen. Den Ausgang des Videoverstärkers verbinden wir mit dem Eingang des voll aufgedrehten Meßverstärkers im Oszillografen. Oszillograf und Empfänger werden eingeschaltet. Mit unserem Abgleichschraubenzieher aus Pertinax drehen wir den Trimmer C_8 langsam durch. Sollte dabei auf dem Bild-

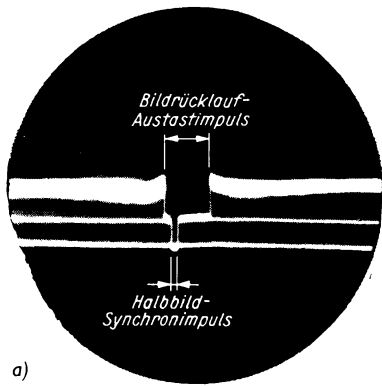
schirm kein Oszillogramm erscheinen, überzeugen wir uns zunächst, ob der Oszillator schwingt. Dazu verbinden wir den Pluspol eines Spannungsmessers mit dem Chassis, den Minuspol mit der auf dem Spulenträger (Bild 329 c) in F sitzenden Lötöse (Meßpunkt M zwischen R_4 und R_5 an der Mischstufe). Bei schwingendem Oszillator muß das Meßgerät eine Spannung zwischen 1 und 4 V anzeigen. Weiter informieren wir uns, ob der Sender gegenwärtig überhaupt ein Programm ausstrahlt. Sind beide Voraussetzungen erfüllt, muß bei einwandfreier Schaltung während des Trimmens das Videosignal auf dem Oszillografenschirm sichtbar werden. Wir stellen auf Maximum ein. Dann gleichen wir den Eingangskreis der Mischstufe ab. Wir verändern die Induktivität, indem wir die Windungen der Spule L_4 weiter auseinanderziehen oder enger zusammendrücken. Als Werkzeuge dienen uns zwei schmale Pertinaxstreifen. Eine Zange ist nicht geeignet, da auch bei abgeschaltetem Empfänger der Elko des Netzgerätes noch Spannung führen könnte. Außerdem dürfen wir die Lackisolation der Spulen nicht beschädigen. Wir versuchen, auch hier das Maximum zu finden.

In der gleichen Art verfahren wir anschließend mit L_3 . Wenn das Oszillogramm zu groß wird, nehmen wir die Verstärkung am Meßverstärker zurück. Den Eingangskreis gleichen wir mit dem Rohrtrimmer C_3 auf Maximum ab. Zum Schluß legen wir das Videosignal an den Eingang „Meßplatten“ und stellen den Oszillator noch einmal auf Maximum ein. Die Pertinaxscheibe des Drehkondensators ist halb eingedreht, die Feinabstimmung erfolgt mit dem Messingkern.

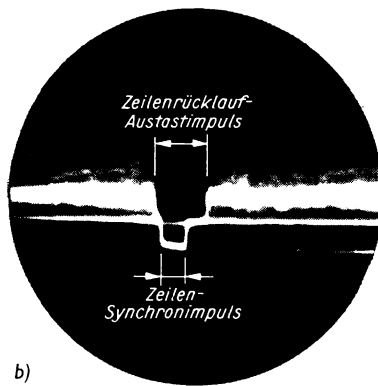
Schauen wir uns das Videosignal etwas genauer an. Die senkrechte Auslenkung auf dem Schirm muß von der Oberkante bis zu den tiefsten Stellen des Oszillogramms etwa 30 mm betragen. Um uns eine Vorstellung von der Spannung zu verschaffen, legen wir an die Meßplatten eine Wechsellspannung aus dem Stromversorgungsgerät. Wir messen sowohl den Effektivwert U_{\sim} als auch die Strahlauslenkung. Beträgt $U_{\sim} = 14 \text{ V}$, so entspricht das einer Spannung von Spitze zu Spitze $U_{ss} = 2 \cdot U_m = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{\sim} = 39,8 \text{ V}$. Der Strahl wird durch diese Spannung 25 mm ausgelenkt. Für eine Videosignalhöhe von 30 mm muß demnach die Spitzenspannung $U_{ss} = 39,8 \text{ V} \cdot \frac{30 \text{ mm}}{25 \text{ mm}} = 47,5 \text{ V}$ betragen.

Bereits eine Spannung von $U_{ss} = 30 \text{ V}$ reicht für eine gute Bildwiedergabe auf unserer Oszillografenröhre aus.

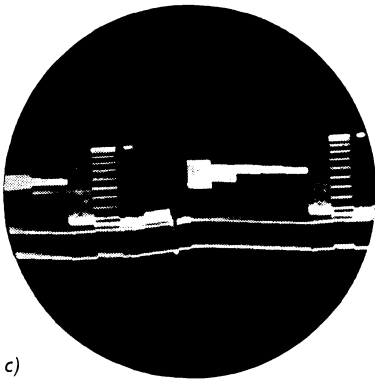
Die Bilder 346 a bis d zeigen die Fotografien von vier Oszillogrammen des Videosignals. Bild 346 a wurde mit einer Kippzeit von einem Halbbild aufgenommen. Wir erkennen den Bildrücklauf-Austastimpuls und auch den Halbbildsynchronimpuls. Für das zweite Oszillogramm (Bild 346 b) beträgt die Kippzeit eine Zeilendauer. Sowohl der Zeilenaustastimpuls und der Synchronimpuls als auch der Bildinhalt sind gut zu erkennen. Die Bilder 346 c und 346 d zeigen im Prinzip noch einmal das gleiche. Allerdings beträgt die Kippzeit für Bild 346 c zwei Halbbilder. Beide Oszillogramme gehören zum Testbild des Deutschen Fernsehfunks (siehe Bild 352 b).



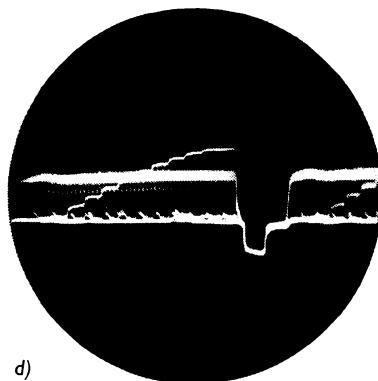
a)



b)



c)



d)

Bild 346

Die Oszillogramme des Videosignals: a) Mit Bildrücklauf-Austastimpuls und Bild-Synchronimpuls (Kippfrequenz 50 Hz), b) Mit Zeilenrücklauf-Austastimpuls und Zeilen-Synchronimpuls (Kippfrequenz 15 625 Hz), c) Bildoszillogramm (Testbild des DFF nach Bild 352), d) Zeilenoszillogramm (Testbild des DFF nach Bild 352)

Nachdem wir die Abgleicharbeiten an den Eingangsstufen beendet haben, legen wir die Spulen mit einigen Tropfen Alleskleber an den Spulenköpern fest, damit sie sich bei Erschütterungen nicht verschieben. Zur Probe können wir das Videosignal schon einmal an den Wehnelt-Zylinder legen. Wir ersetzen den Meßverstärker des Oszillografen durch das Bildkippergerät. Die Rücklauf-Austastungen beider Ablenkgeräte sind ausgeschaltet, der Bereichsumschalter des Bildkippergerätes zeigt nach hinten, der Drehschalter des Zeilenkippergerätes ist in Stellung 8. Wir 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. Wie man das macht, wissen wir bereits. Das einfache Amplitudensieb, das wir bei der Besprechung des Prinzipschaltbildes eines Fernsehempfängers kennenlernten, trennt zwar den Bildinhalt ab, die Spannung der Synchronimpulse ist jedoch sehr gering. Wir werden deshalb die Impulsspannung verstärken, ehe die Trennung vorgenommen wird. Die Schaltung des Amplitudensiebes mit Synchronimpulsverstärker und Impulstrennstufe ist im Bild 347 dargestellt.

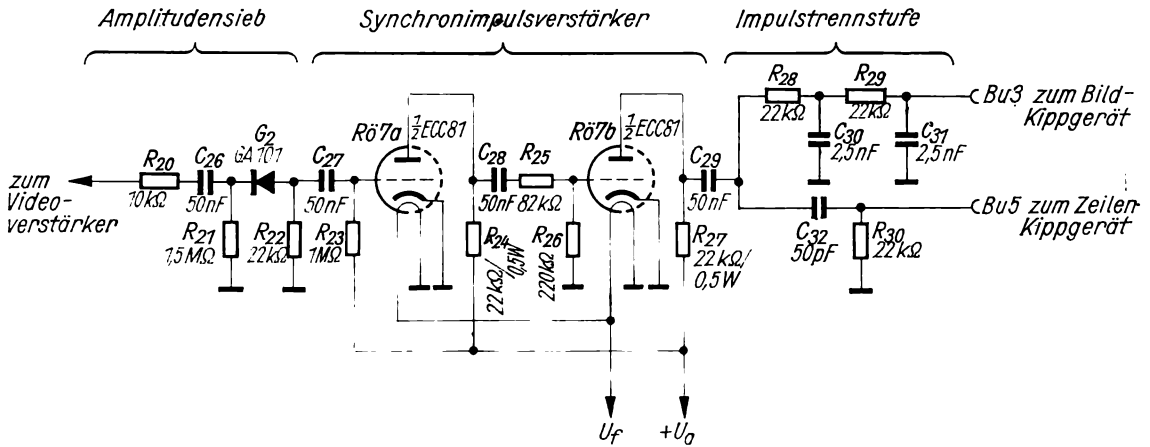
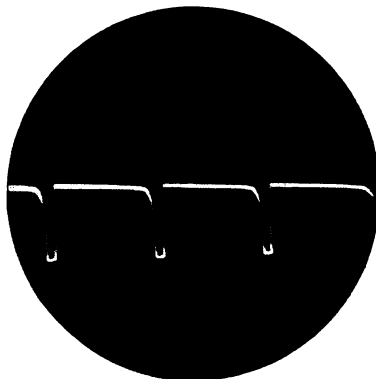


Bild 347
Schaltbild des
Amplitudensiebes mit
Synchronimpuls-
verstärker und
Impulstrennstufe

Wir bauen die Teilschaltung zum Synchronisieren der Kippgeräte

Vom Ausgang des Videoverstärkers gelangt das BAS-Signal über R_{20} an den Eingang des Amplitudensiebes. Der Vorwiderstand verhindert, daß der Frequenzgang des Videoverstärkers durch die Ankopplung des Amplitudensiebes beeinträchtigt wird. Zwischen den bekannten Schaltungen liegt der farbig dargestellte Impulsverstärker. Das Gitter der ersten Röhre wird über den mit $+U_a$ verbundenen Gitterwiderstand R_{23} positiv vorgespannt. Wir arbeiten im oberen Kennlinienknick. Da die Impulse negativ sind, werden noch vorhandene Reste des positiven Bildinhaltes garantiert unterdrückt. Die verstärkten Impulse gelangen über den Spannungsteiler $C_{28}R_{25}R_{26}$ an das Gitter der zweiten Verstärkerstufe. Das Verhältnis der Widerstände wurde so gewählt, daß von der Röhre $Rö7b$ die vorverstärkten Impulse zweiseitig begrenzt werden. Auf diese Art erhält man saubere Synchronimpulse. Etwa auftretende Störimpulse werden abgeschnitten und beeinflussen nicht die Synchronisation der Kippgeräte. Bild 348 zeigt das Oszillogramm der verstärkten

Bild 348
Oszillogramm der ver-
stärkten Synchron-
impulse



Impulsspannung. Die Impulse wurden direkt an der Anode von R57b abgegriffen. Ihre Spannung beträgt etwa $U_{ss} = 100 \text{ V}$.

Die Teilschaltung zur Rückgewinnung der Bildimpulse besteht aus zwei hintereinander geschalteten RC-Gliedern. Dadurch wird die im Bild 322 auftretende „Welligkeit“ der Impulsspannung weitgehend geglättet. Wir dürfen C_{30} als Ladekondensator und C_{31} als Siebkondensator auffassen. Die Zeitkonstante eines Bildimpuls-RC-Gliedes beträgt $\tau_B = R_{28} \cdot C_{30} = 22 \text{ k}\Omega \cdot 2,5 \text{ nF} = 55 \text{ }\mu\text{s}$, die des Zeilenimpuls-RC-Gliedes $\tau_Z = R_{30} \cdot C_{32} = 22 \text{ k}\Omega \cdot 50 \text{ pF} = 1,1 \text{ }\mu\text{s}$.

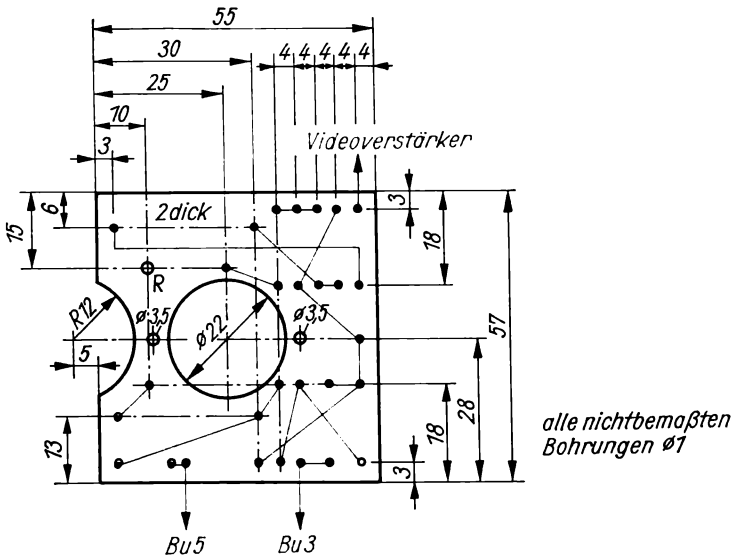


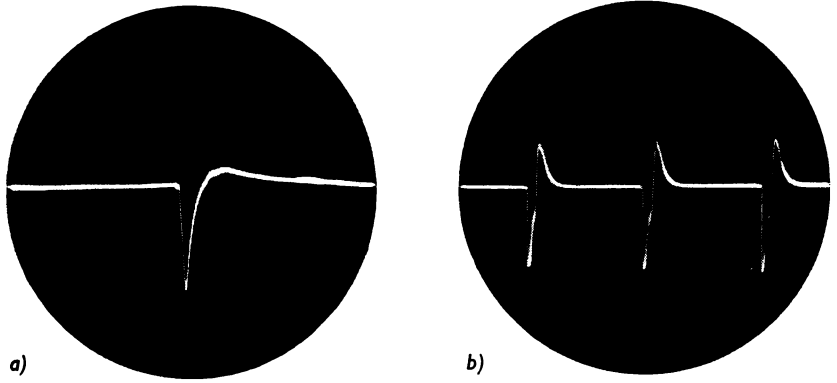
Bild 349
Montageplatte mit Verdrahtung der Synchronisierungs-Schaltung

Wir bauen die Teilschaltung auf einer Montageplatte aus 2 mm dickem Pertinax auf (Bild 349). Hier ist auch gleich die Verdrahtung angegeben. Die Lage der einzelnen Bauelemente entnehmen wir dem Gesamtverdrahtungsplan. Bei R wird von der Bauelementenseite eine Lötöse eingenieteret.

Wir schrauben zunächst die Fassung von R57 an der Unterseite des Chassis fest, setzen dann die vorverdrahtete Montageplatte auf die beiden überstehenden Gewindebolzen und schrauben sie ebenfalls fest. Die Widerstände $R_{23} \dots R_{27}$ sowie der Kondensator C_{28} werden freitragend eingelötet. Von der Fassung der ersten oder zweiten ZF-Röhre legen wir eine Heizleitung zu R57. Der Pluspol der Anodenspannung wird an die in R sitzende Lötöse gegeben. Drei Leitungen führen zum Videoverstärker, zur Rückwandbuchse Bu3 und zur Buchse Bu5.

Nach dem Einsetzen der ECC 81 schauen wir uns die Synchronisierungsspannungen auf dem Oszillografen an. Wir verbinden Bu3 und Bu4 bzw. Bu5 und Bu6 mit dem Oszillografeneingang „Meßplatten“. Der Rückwandschalter zeigt nach „unverstärkt“. Die Oszillogramme nach Bild 350 a (Halbbildimpuls) und 350 b stimmen recht gut mit den im Bild 322 gezeichneten Impulsen überein. Die Spitzenspannungen beider Impulse liegen zwischen $U_{ss} = 40 \text{ V}$ und $U_{ss} = 45 \text{ V}$.

Bild 350
 Oszillogramme der
 Synchronimpulse:
 a) Halbbild-Synchron-
 impuls, b) Zeilen-
 Synchronimpulse



Bevor wir die Synchronimpulse an die Ablenkeräte legen, müssen wir im Oszillografen den Widerstand $R_{17} = 100 \text{ k}\Omega$ (vgl. Bild 121 b) einpolig ablöten. Sonst gelangt ein Teil der Bildkippspannung an das Bremsgitter der Zeilenkippröhre und synchronisiert diese im Takt der Bildablenkung.

Bild 351 zeigt die Schaltung unserer Fernsehempfängeranlage. Das Videosignal wird über zwei Leitungen an den Eingang „Helligkeitsmodulation“ des Oszillografen gelegt, die Bildsynchronimpulse sowie die Zeilensynchronimpulse können einpolig zu den beiden Kippgeräten geführt werden. Nach wenigen Minuten arbeiten die Ablenkeräte stabil, so daß keine Frequenzkorrekturen mehr notwendig sind. Aus Bild 352 ist ersichtlich, wie die Empfängerbilder auf dem Oszillografenschirm etwa aussehen. Die Bildschärfe läßt einige Wünsche 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 etwa 5 cm. In ihr sollen 585 Zeilen untergebracht werden. Eine Zeile dürfte demnach nicht

Bild 351
 Schaltung unseres
 Fernsehempfängers

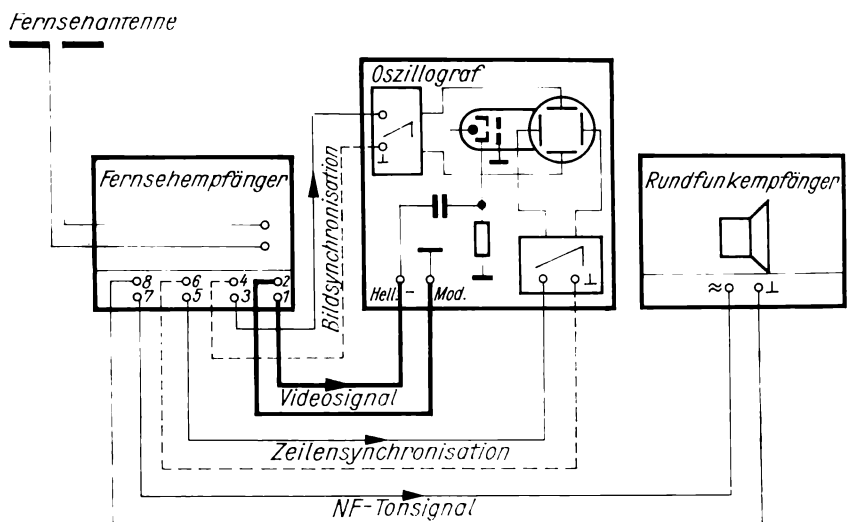




Bild 352
Schirmbilder unseres
Fernsehempfängers

breiter als $\frac{50 \text{ mm}}{585} = 0,085 \text{ mm}$ 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.

Im Bild 351 ist auch bereits der Anschluß des NF-Teiles eines Rundfunkempfängers zur Tonwiedergabe dargestellt. Selbstverständlich möchten wir auch den zum Bild gehörenden Ton empfangen. Wenden wir uns deshalb dieser letzten Teilschaltung zu.

Zum Bild gehört ein Ton

Auf den ersten Blick weist die Schaltung nach Bild 353 als ZF-Verstärker keine Besonderheiten auf. Die das Tonsignal tragende Differenzfrequenz von 5,5 MHz wird an der Anode der Videoröhre über den Kondensator C_{33} ausgekoppelt und von einem auf diese Frequenz abgestimmten Schwingkreis aus dem Frequenzgemisch herausgesiebt. Der weitere Signalweg ist uns bekannt. Neu ist aber – im Schaltbild kommt das nicht zum Ausdruck – daß der Fernsehton nicht amplituden-, sondern frequenzmoduliert ausgestrahlt wird. Mit dieser Modulationsart und den

Bild 353
Schaltbild des Ton-
DF-Verstärkers

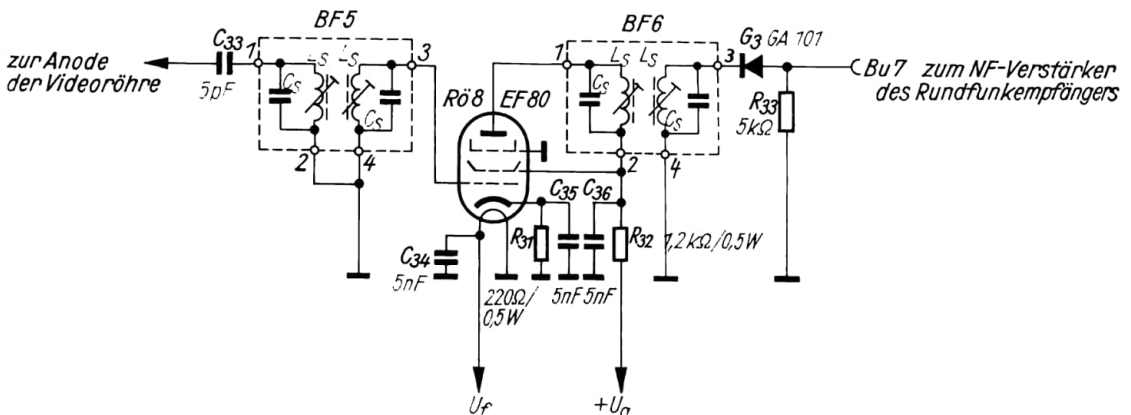
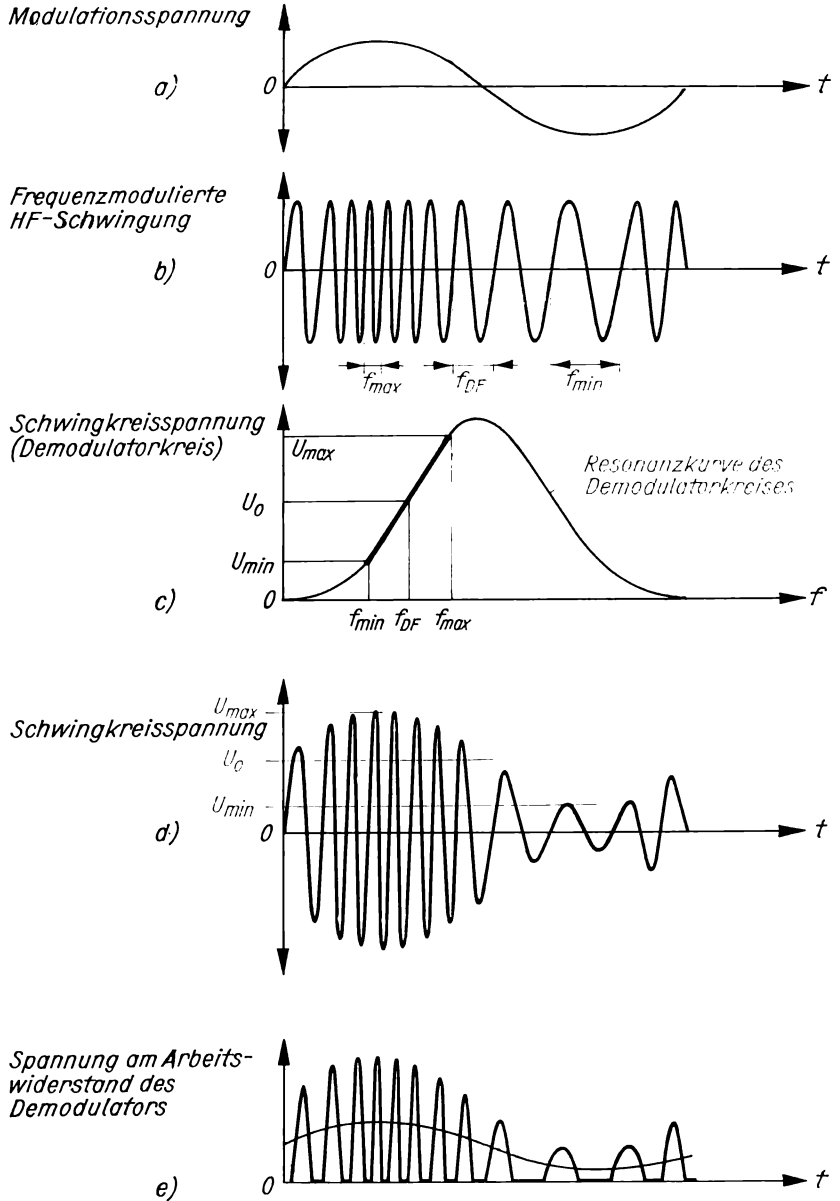


Bild 354
Prinzip der Demodulation
frequenzmodu-
lierter Schwingungen



sich daraus ergebenden Forderungen an den Demodulator 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 Membrane dient. Unter dem Einfluß der auftreffenden Schallwellen nähert sich die Membrane 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 354 a ist eine harmonische Tonschwingung (NF) dargestellt, Bild 354 b 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 amplitudenmodulierten Bildträger von der Antenne des Fernsehsenders ausgestrahlt. Durch Überlagerung mit der Oszillatorfrequenz des Empfängers entsteht eine Ton-Zwischenfrequenz 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 Ton-Differenzfrequenz von $f_{DF} = 5,5$ MHz gemischt werden.

Zum Rückgewinnen des Tonsignals muß die Frequenzmodulation in eine Amplitudenmodulation umgewandelt werden. Das geschieht im einfachsten Fall mittels sogenannter *Flankengleichrichtung*. Die Resonanzfrequenz des Demodulatorkreises wird nicht – wie von der Demodulation amplitudenmodulierter Signale bekannt – auf die Trägerfrequenz abgestimmt, sondern auf eine höhere oder niedrigere Frequenz. Im Bild 354 c ist die Resonanzkurve des Ton-Demodulatorkreises dargestellt. Seine Resonanzfrequenz liegt oberhalb der Ton-Differenzfrequenz 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 Demodulatorkreis sind im Bild 354 d dargestellt. Das frequenzmodulierte Tonsignal wird zusätzlich amplitudenmoduliert und kann nun zur Rückgewinnung der Modulationsspannung wie üblich gleichgerichtet werden.

Die beiden Bandfilter des Ton-DF-Verstärkers bauen wir analog den Filtern des Bild-ZF-Verstärkers auf. Als Schwingkreiskondensatoren C_3 verwenden wir wieder Keramikausführungen der Kapazität 50 pF, die Spulen L_3 erhalten je 35 Windungen aus 0,15 CuL. Auf jeden Stiefelkörper wickeln wir zwei einlagige Spulen, die eine in Fußnähe, die andere etwa 4 mm von der Oberkante des Spulenkörpers entfernt. Zwischen beiden Spulen bleibt ein Zwischenraum von rund 10 mm. Dementsprechend sind in einen Stiefelkörper auch zwei Kerne einzudrehen, einer von unten und einer von oben. Bild 355 zeigt eine Ansicht der Bandfilter. Als Schwingkreiskapazität wurden zwei Kondensatoren parallel geschaltet.

Wir gleichen jeden Kreis zunächst ohne Filterbecher auf 5,5 MHz ab. Der Kondensator des Nachbarkreises muß zu diesem Zweck von der Spule getrennt werden.

Verdrahtet wird nach dem Gesamtverdrahtungsplan am Schluß des Buches; die Verbindungsleitung zwischen Videoverstärker und Anschluß 1 des Bandfilters BF5 wird noch nicht eingelötet. An den Buchsen Bu7 und Bu8 schließen wir einen Kopfhörer an und gleichen mit dem als modulierter Prüfsender arbeitenden Resonanzmesser sämtliche

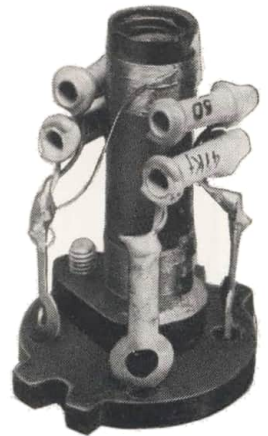


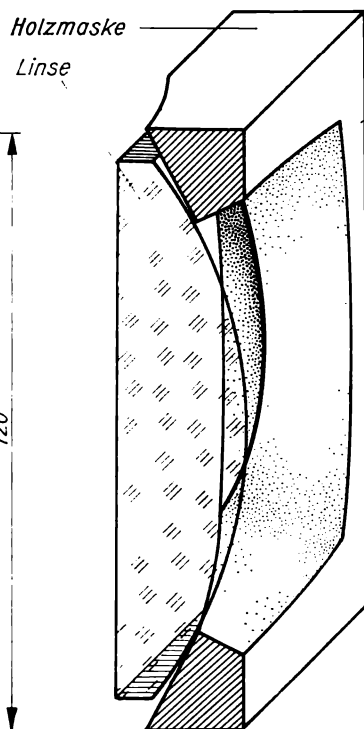
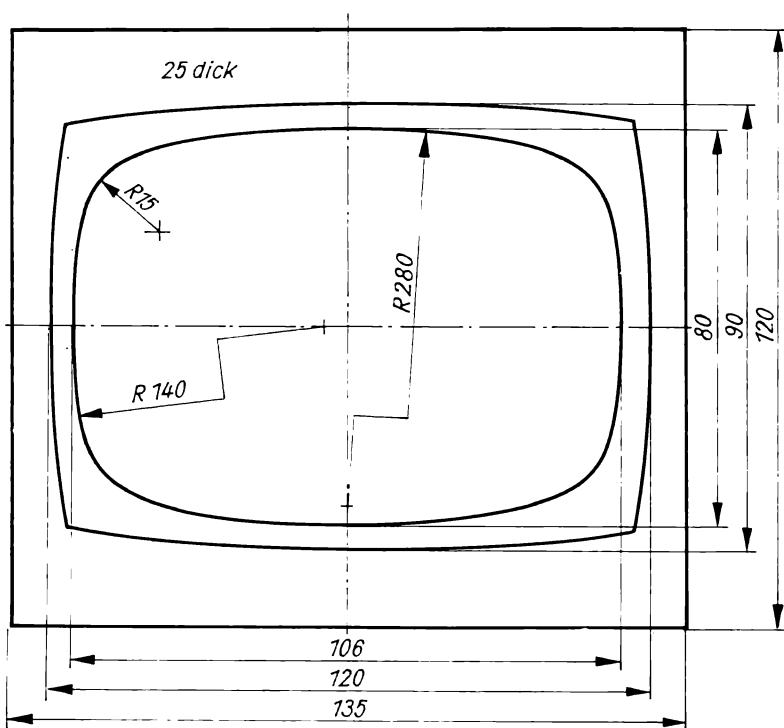
Bild 355
Aufbau eines Band-
filters für den
DF-Verstärker

Kreise auf Brummaximum bei 5,5 MHz ab. Nach Einbau des 5-pF-Koppelkondensators zwischen Videoanode und BF5 vergrößern oder verkleinern wir die Eigenfrequenz des Demodulatorkreises, bis wir im Kopfhörer den Fernsehton wahrnehmen. Durch geringfügiges Ändern der übrigen Kreisfrequenzen stellen wir auf optimale Wiedergabequalität ein.

Sicherlich bemerken wir, daß unser Ton in Abhängigkeit vom Bildinhalt mit einem in der Intensität wechselnden Brumm überlagert ist. Dieser rührt nicht von einem Schaltungsfehler her, sondern ist bedingt durch den einfachen Aufbau unseres Tonkanals. Der Techniker bezeichnet den Effekt als *Intercarrierbrumm*. Dieses Fremdwort besagt weiter nichts, als daß es sich um eine Erscheinung des nach dem *Differenzfrequenzprinzip* arbeitenden Fernsehempfängers handelt. Der Ton kann nämlich auch unmittelbar nach der Mischstufe ausgekoppelt und über einen auf 33,4 MHz abgestimmten Ton-ZF-Verstärker empfangen werden. Da hier Bild-ZF und Ton-ZF getrennte Kanäle durchlaufen, spricht man vom *Paralleltonprinzip*. Bei einem Empfänger dieser Bauart tritt das Brummen nicht auf.

Bild 356
Die Maske für eine Vergrößerungslinse

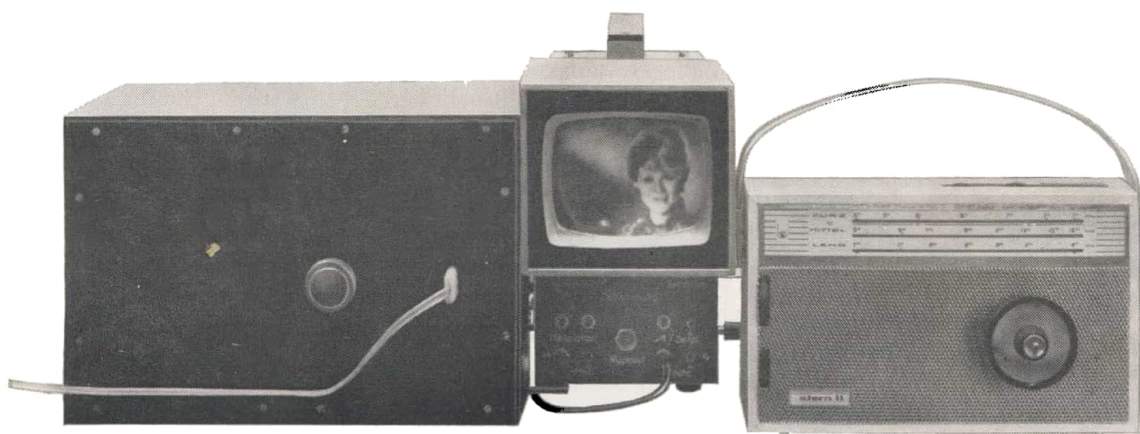
Es gibt auch Möglichkeiten, den vom Videosignal herrührenden Brummtönen im DF-Verstärker zu unterdrücken, und zwar mittels einer Begren-



zerstufe. Das bedeutet jedoch einen zusätzlichen Schaltungsaufwand, auf den wir hier verzichten können. Bei geringer Lautstärke stört uns das Brummen kaum noch.

Damit das Chassis unseres Fernsehempfängers nicht unnötig verschmutzt, bauen wir es in ein Gehäuse ein, an dessen Rückwand genügend Entlüftungsbohrungen vorhanden sind. Die Konstruktion dürfte uns nicht schwerfallen.

Bild 357
Unsere vollständige
Fernsehempfänger-
anlage



Eine Lupe vergrößert unser kleines Fernsehbild

Sehr zu empfehlen ist es, 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 kitteten wir in eine Holzmaske nach Bild 356 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 Transistor-Kofferempfängers als Tonwiedergabeeinrichtung kann im Bild 357 betrachtet werden. Die Länge der einzelnen Verbindungsleitungen ist verhältnismäßig unkritisch. Ob für die Verbindung von Fernsehempfänger und Radio ein abgeschirmtes Kabel verwendet werden muß, probieren wir selbst aus. Alle übrigen Leitungen müssen nicht abgeschirmt sein.

Ein Wort zum Schluß

Unser gemeinsamer Streifzug durch das Gebiet der Rundfunk- und Fernsichttechnik ist beendet. Er war hoffentlich nicht langweilig, auch wenn an manchen Stellen vor dem Basteln und Experimentieren eine Mathematikstunde eingelegt 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 und zum Teil auch von einer Arbeitsgemeinschaft des Hauses der Jungen Pioniere in Leipzig nachgebaut worden. Beschreibungen, Konstruktionszeichnungen, Schaltbilder und nicht zuletzt die guten Fotos geben alle erforderlichen Zusammenhänge an. Damit dürfte die Gewähr eines erfolgreichen Nachbaues 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 1969

Dr. Lothar König

Empfehlenswerte Literatur

Einzelwerke:

- Autorenkollektiv: electronicum. Deutscher Militärverlag, Berlin 1967
- Autorenkollektiv: Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateurl. Herausgegeben von Karl-Heinz Schubert, Deutscher Militärverlag, Berlin
- Backe, H. und König, L.: Elektrotechnik selbst erlebt. 3. Aufl. Urania-Verlag Leipzig/Jena/Berlin 1971
- Balcke, E. und Heisterberg, J.: Formel- und Aufgabensammlung der HF- und Verstärkertechnik. VEB Verlag Technik, Berlin 1969
- Churgin, J. I.: Formeln – und was dann? VEB Verlag Technik, Berlin 1970
- Conrad, W.: Grundsaltungen der Funk- und Fernsehtechnik. 6. Aufl. VEB 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 Funkamateurl. 4. Aufl. Deutscher Militärverlag, Berlin 1968
- Fischer, H.-J. und Schlenzig, K.: Schaltungssammlung für den Amateur. Deutscher Militärverlag, Berlin 1969
- 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, Berlin 1970
- Heinrich, L.: Fachkunde für Funkmechaniker, Teil Fernsehen. 2. Aufl. VEB Verlag Technik, Berlin 1968
- Hildebrand, S. und Markert, C.: Zeichnungen und Darstellungen in der Elektrotechnik. 5. Aufl. VEB Verlag Technik, Berlin 1970
- Millner, E.: Katodenstrahl-Oszillographen. 2. Aufl. VEB Verlag Technik, Berlin 1969
- Pabst, B. und Finke, K.-H.: Rundfunk-Fernsehbauteile. VEB Verlag Technik, Berlin 1971
- Pitsch, H.: Einführung in die Rundfunkempfangstechnik. 5. Aufl. Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig 1969

- Pitsch, H.: Lehrbuch der Funkempfangstechnik, 2 Bände, 4. Aufl. Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig 1964
- Reth, J.: Grundlagen der Elektrotechnik. VEB Verlag Technik, 13. Aufl. Berlin 1968
- Rint, C.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker. Band 1–5. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde 1967
- Rothammel, K.: Antennenbuch. 7. Aufl. Deutscher Militärverlag, Berlin 1969
- Rothe, G. und Spindler, E.: Antennenpraxis. 4. Aufl. VEB Verlag Technik, Berlin 1971
- Schubert, K.-H.: Das große Radiobastelbuch. 3. Aufl. Deutscher Militärverlag, Berlin 1966
- Schlenzig, K.: Amateuertechnologie. Deutscher Militärverlag, Berlin 1969
- Streng, K. K.: abc der Fernsehempfängertechnik. Deutscher Militärverlag, Berlin 1970
- Streng, K. K.: abc der Niederfrequenztechnik. Deutscher Militärverlag, Berlin 1969

Broschürenreihen des Deutschen Militärverlages:

Der junge Funker

Band:

- 3 Jakubaschk, H.: Transistortechnik leichtverständlich. 3. Aufl. 1969.
- 5 Jakubaschk, H.: Messen – aber wie? 2. Aufl. 1969
- 14 Schlenzig, K.: Wege zum Gerät. 1970
- 15 Morgenroth, O.: Vom Schaltsymbol zum Empfängerschaltplan. 1970

Der praktische Funkamateurl

Band:

- 1 Andrae, K.: Der Weg zur Kurzwelle. 3. Aufl. 1963
- 3 Putzmann, H.: Kristalldioden und Transistoren. 1958
- 5 Brauer, H.: Vorsatzgeräte für den Kurzwellenempfang. 2. Aufl. 1962
- 6 Schubert, K.-H.: Frequenzmessung und Frequenzmesser. 1963
- 7 Scheller, E.: Fuchsjagd-Peilempfänger, Fuchsjagd-Sender. 2. Aufl. 1962
- 11 Autorenkollektiv: Amateurfunkprüfung in Frage und Antwort. 2. Aufl. 1963
- 12 Fussnegger, F.-W.: Meßtechnik für den Funkamateurl. 1960
- 13 Schubert, K.-H.: Miniaturröhren und ihre Schaltungstechnik. 2. Aufl. 1962.
- 14 Jakubaschk, H. und Scholz, L.: Fernsehempfänger selbst gebaut. 2. Aufl. 1962
- 15 Rothammel, K.: Die Ultrakurzwellen. Das 2-m-Band. 2. Aufl. 1963

- 17 Fischer, H.-J. und Bloss, V.: Transistor-Taschenempfänger selbstgebaut. 3. Aufl. 1963
- 18 Jakubaschk, H.: Meßplatz des Amateurs. 2. Aufl. 1964
- 19 Reck, T.: Höchsthfrequenztechnik und Amateurfunk. 1961
- 20 Jakubaschk, H.: Transistorschaltungen. 3. Aufl. 1962
- 35 Jakubaschk, H.: Transistorschaltungen, Teil 2. 1963
- 21 Kronjäger, O.: Formelsammlung für den Funkamateurl. 2. Aufl. 1963
- 52 Kronjäger, O.: Formelsammlung für den Funkamateurl, Teil 2. 1965
- 68 Kronjäger, O.: Formelsammlung für den Funkamateurl, Teil 3. 1967
- 22 Schurig, W.: Fernsehtechnik – Fernsehpraxis. 2. Aufl. 1962
- 23 Morgenroth, O.: Funktechnische Bauelemente. Teil 1: Widerstände und Kondensatoren. 2. Aufl. 1962
- 37 Morgenroth, O.: Funktechnische Bauelemente. Teil 2: Spulen, Transformatoren und Halbleiterbauelemente. 1963
- 46 Morgenroth, O.: Funktechnische Bauelemente. Teil 3: Elektronenröhren, Spannungs-Stabilisatorröhren, Quarze, Thermoelemente und Thermoumformer, Gerätesicherungen. 1964
- 24 Schmidt, R.: Schwingungserzeugung mit Elektronenröhren. 1962
- 25 Streng, K. K.: Niederfrequenzverstärker. 1962
- 67 Streng, K. K.: NF-Verstärker mit Transistoren. 1967
- 26 Schlenzig, K.: Die Technik der gedruckten Schaltung für den Amateur. Teil 1: Grundlagen und Technologie. 1962
- 31 Schlenzig, K.: Die Technik der gedruckten Schaltung für den Amateur. Teil 2: Praxis. 1963
- 41 Schlenzig, K.: Die Technik der gedruckten Schaltung für den Amateur. Teil 3: Bausteintechnik für den Amateur. 1964
- 27 Pricks, T.: UKW-Vorsatzgeräte. 1962
- 30 Streng, K. K.: NF-Verstärker-Meßtechnik. 1963
- 32 Brauer, H.: Modulationsarten und Modulatorschaltungen. 1963
- 33 Reck, T.: UHF-Empfänger. 1963
- 36 Schubert, K.-H.: Elektronische Grundlagen. Teil 1: Gleichstromtechnik. 1963
- 43 Schubert, K.-H.: Elektronische Grundlagen. Teil 2: Wechselstromtechnik. 1964
- 38 Jakubaschk, H.: Stereophonie für den Anfänger. 1963
- 39 Brauer, H.: Einseitenbandtechnik. 1963
- 40 Jakubaschk, H.: Transistormeßgeräte. 2. Aufl. 1964
- 42 Streng, K. K.: NF-Spezialschaltungen des Funkamateurs. 1964
- 44 Jakubaschk, H.: Oszillografentechnik für den Amateur. Teil 1: Gerätetechnik. 2. Aufl. 1968
- 45 Jakubaschk, H.: Oszillografentechnik für den Amateur. Teil 2: Praxis der Oszillografie. 2. Aufl. 1968
- 47 Scherreik, G.: 100 Kniffe für den Funkamateurl. 1964
- 49 Streng, K. K.: Stromversorgungsteile für Sende- und Empfangsanlagen. 1964
- 57 Pricks, T.: Querschnitt durch die UKW-Technik. 1965
- 58 Streng, K. K.: HF-Stereophonieempfang. 1966
- 59 Jakubaschk, H.: Gießharztechnik in der Amateurpraxis. 1966

- 60 Kuhnt, H.: UKW-Station mit Halbleitern. 1966
- 61 Streng, K. K.: Ausländische Röhren und Halbleiterbauelemente, Teil 1. 1966
- 72 Streng, K. K.: Ausländische Röhren und Halbleiterbauelemente, Teil 2. 1968
- 62 Brauer, H.: Praxis des Kurzwellensenderbaus, Teil 1. 1966
- 63 Brauer, H.: Praxis des Kurzwellensenderbaus, Teil 2. 1967
- 64 Jakubaschk, H.: Die Glimmlampe und ihre Anwendung in der Amateurpraxis. 1966
- 65 Reck, T.: Funk-Entstörung im Amateurfunk. 1966
- 69 Schurig, W.: Kennlinien elektronischer Bauelemente, Teil 1. 1967
- 70 Schurig, W.: Kennlinien elektronischer Bauelemente, Teil 2. 1967
- 71 Schurig, W.: Kennlinien elektronischer Bauelemente, Teil 3. 1968
- 76 Kronjäger, O.: Mathematik für den Funkamateuer. 1968
- 77 Fischer, H.-J.: Transistorisierung der Funkstation. 1968
- 78 Streng, K. K.: Halbleiterschaltungen aus der Literatur. 1968
- 81 Fischer, H.-J.: Einführung in die Dioden- und Transistortechnik. Teil 1: Diodentechnik. 1969
- 82 Fischer, H.-J.: Einführung in die Dioden- und Transistortechnik. Teil 2: Transistortechnik. 1969

electronica

Band:

- 83 Rothammel, K.: Praxis der Fernsehantennen. Teil 1. 3. Aufl. 1969
- 84 Rothammel, K.: Praxis der Fernsehantennen. Teil 2. 3. Aufl. 1969
- 89 Streng, K. K.: Kleine Einführung in das Farbfernsehen. 1969
- 91 Streng, K. K.: Eingangsteile für Band-IV-Fernsehempfang. 1970
- 98 Kruse, R.: Transistorisierte Fernsehempfänger selbstgebaut. 1970

Zeitschriften:

radio, fernsehen, elektronik. VEB Verlag Technik, Berlin
 Funkamateuer. Deutscher Militärverlag, Berlin

Tafelanhang

Tafel 1 Werkzeugausstattung

Stückzahl	Art	Abmessungen
1	Holz- oder Gummihammer	
2	Hämmer	200 g, 500 g
1	Körner	100 mm lang
1	Flachmeißel	100 mm lang
1	Kreuzmeißel	100 mm lang
1	Laubsäge	
1	Metall-Handbügelsäge	
1	Fuchsschwanzsäge	
2	Zangen (Rund-, Flach-)	130 mm lang
1	Kombinationszange	160 mm lang, isoliert
1	Abisolierzange	
1	Seitenschneider	130 mm lang
1	Handblechschere	200 mm lang
5	Schraubenzieher	2, 4, 5,5, 7 und 9 mm breit
Satz	Maulschlüssel	5, 6, 7, 8, 9, 10, 12, 14, 17, 19, 22, 27 mm Schlüsselweite
1	Parallelschraubstock	mittlere Größe
2	Spannzwingen	mittlere Größe
8	Feilen	flach: 300 mm grob, 200 mm grob und fein rund: 250 mm grob und fein halbrund: 200 mm fein vierkant: 200 mm fein dreikant: 200 mm fein
Satz	Schlüsselfeilen	
1	Handbohrmaschine	bis 10 mm Bohrerdurchmesser
1	elektrische Handbohrmaschine mit Ständer	bis 10 mm Bohrerdurchmesser
20	Wendelbohrer	0,5, 1,0, 1,5, 2,0, 2,2, 2,4, 3,0, 3,2, 3,5, 4,0, 4,5, 5,0, 5,3, 6,0, 6,4, 7,4, 8,0, 8,4, 9,5, 10,0 mm \varnothing
3 Satz	Gewindebohrer	M3, M4, M5
1	Windeisen	
3	Schneideisen mit Halter	M3, M4, M5
1	Stahlmaß	300 mm

Tafel 1 (Fortsetzung)

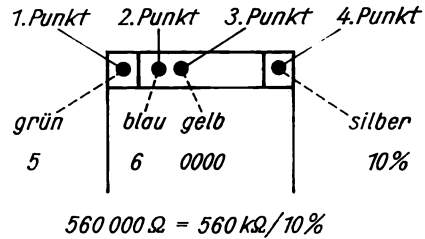
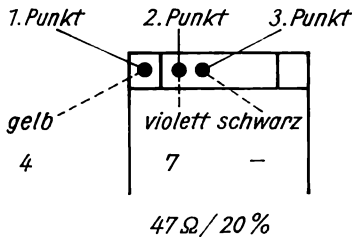
Stückzahl	Art	Abmessungen
1	Meßschieber	160 mm
1	Reißnadel	
1	Spitzzirkel	
1	Anschlagwinkel	
1	elektrischer LötKolben	100 W
1	Pinzette	
2	Prüfspitzen	
1	Spannungsprüfer	
1	Vielfachmeßgerät für Gleich- und Wechselstrom, Strombereich bis mindestens 1 A, Spannungsbereich bis mindestens 500 V (z. B. Multiprüfer II, PGH Melodie Tonmechanik Klingenthal oder Universalmesser IV, VEB Elektro-Apparate-Werke Berlin-Treptow)	

Tafel 2 Spezifischer Widerstand

Material	ρ in $\frac{\Omega \text{ mm}^2}{\text{m}}$
Silber	0,016
Kupfer	0,0175
Aluminium	0,03
Wolfram	0,055
Messing	0,07...0,08
Eisen	0,01...0,15
Manganin	$\approx 0,40$
Nickelin	$\approx 0,42$
Konstantan	$\approx 0,50$
Chromnickel	$\approx 1,0$

Tafel 3 Internationaler Kennzeichnungsschlüssel für Kleinwiderstände

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



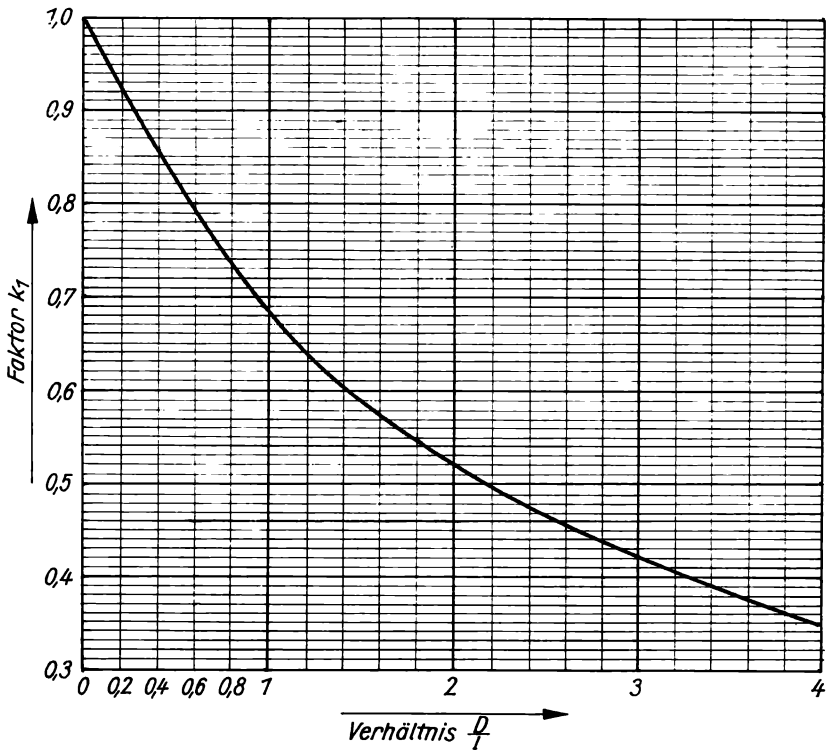
Tafel 4 Relative Dielektrizitätskonstante

Material	ϵ_r
Epsilan 7000	7000
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



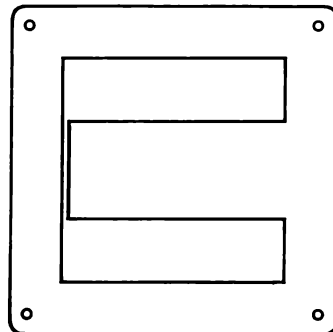
Tafel 7 Daten der Eisenkerne für Transformatoren

a) Eisenkerne mit M-Schnitt

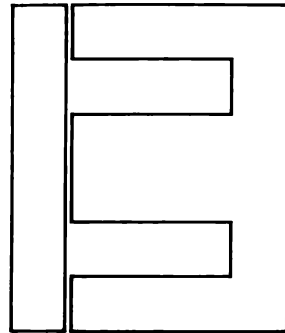
	M42	M55	M65	M74	M85a	M85b	M102a	M102b
Eisenquerschnitt in cm ²	1,8	3,4	5,4	7,4	9,4	13	12	18
Maximale Leistung in W	4	12	25	50	70	100	120	180
Blechbreite, -höhe in mm	42	55	65	74	85	85	102	102
Zungenbreite in mm	12	17	20	23	29	29	34	34
Paketstärke in mm	15	20	27	32	32	45	35	52
Blechzahl bei 0,35 mm in 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
Blehhöhe 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

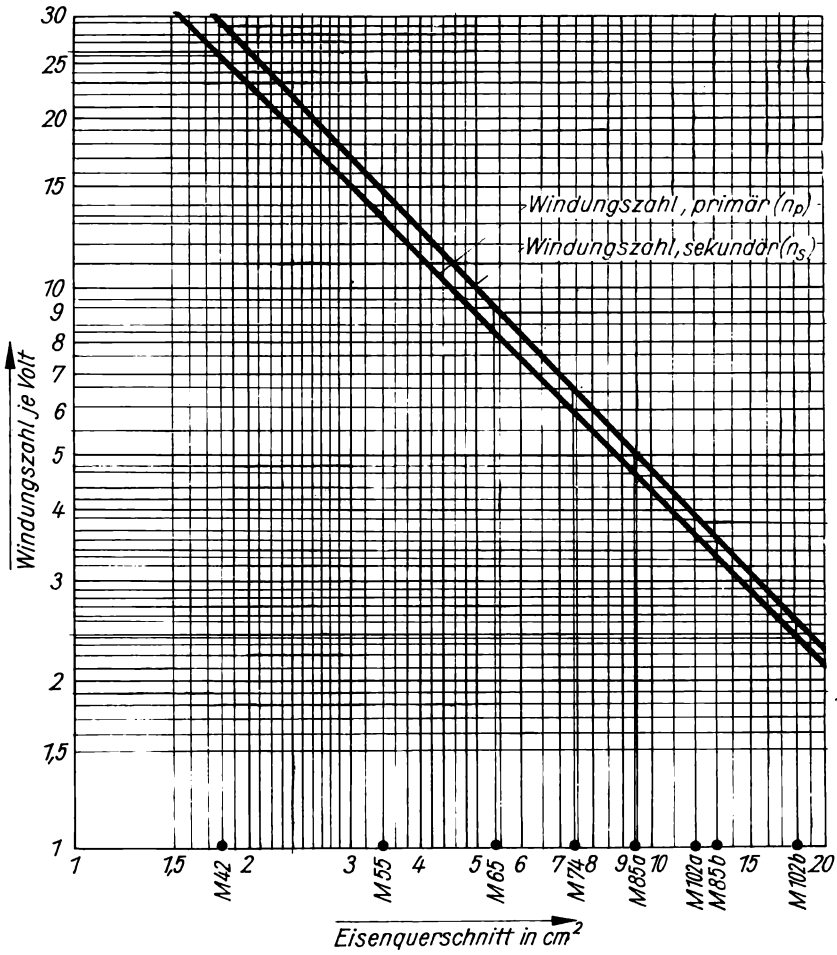


M-Schnitt



EI-Schnitt

Tafel 8 Windungszahl je Volt in Abhängigkeit vom Eisenquerschnitt eines Transformators

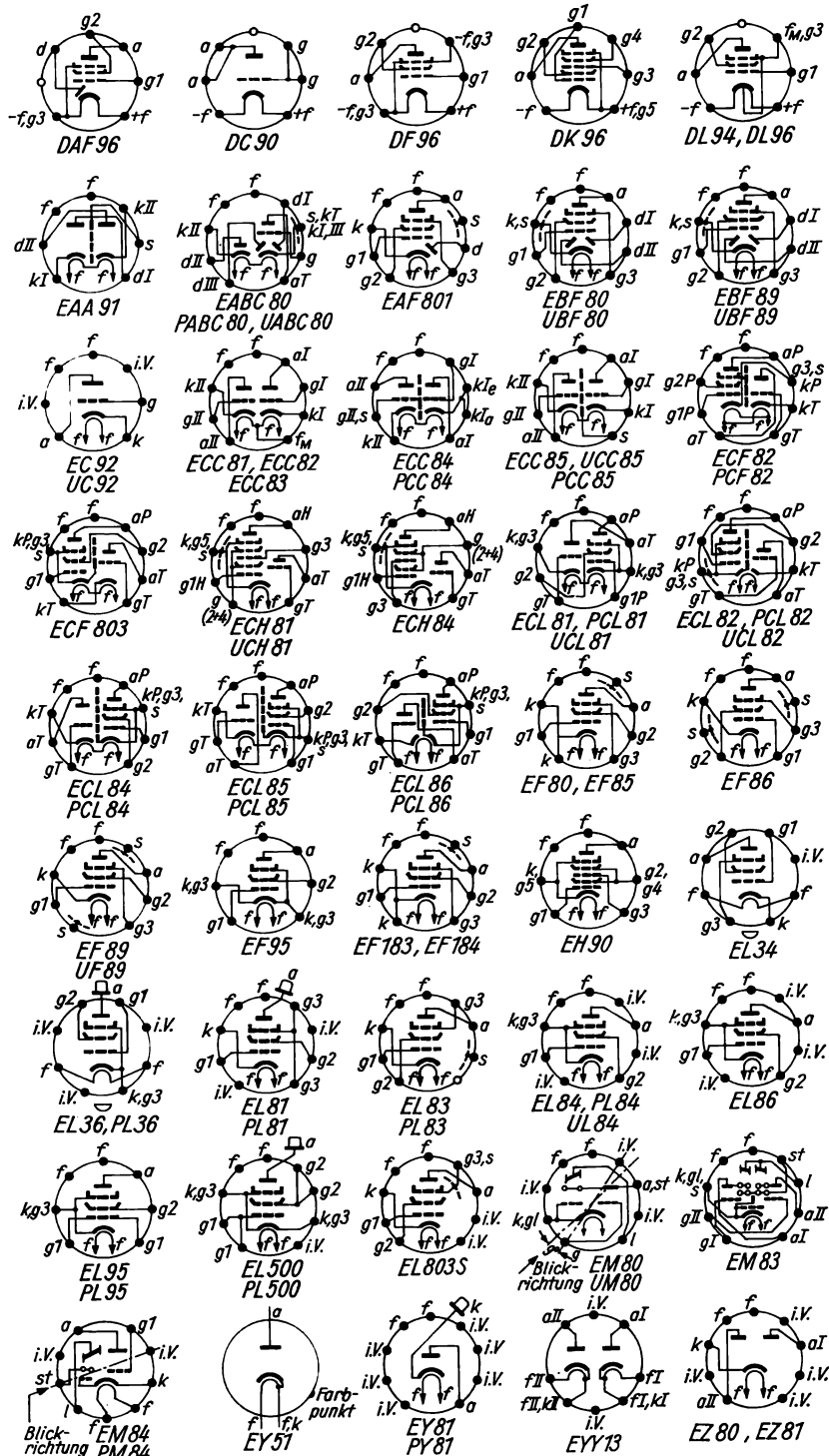


Tafel 9 Typenschlüssel für Elektronenröhren

Bezeichnung der Elektroden	
a:	Anode
k:	Katode
f:	Heizfaden
f _M :	Heizfaden-Mitte
g:	Steuergitter bei Trioden
g ₁ :	Steuergitter bei Mehrgitterröhren
i. V.:	innere Verbindung, Kontakt darf grundsätzlich nicht beschaltet werden

Bedeutung der Röhrenbezeichnung:		
1. Buchstabe: Heizungsart		
E:	6,3-V-Wechselstromheizung (Heizfäden aller Röhren parallel)	
P:	0,3-A-Wechselstromheizung (Heizfäden in Reihe)	
U:	0,1-A-Allstromheizung (Heizfäden in Reihe)	
D:	1,4-V-Gleichstromheizung (Batterieheizung mit Monozelle 1,5 V)	
2. Buchstabe und die folgenden Buchstaben: Art des Röhrensystems		
	Verwendung	
A:	Diode	HF-Gleichrichtung
B:	Doppeldiode	HF-Gleichrichtung
C:	Triode	HF- und NF-Verstärkung
D:	Leistungsdiode	NF-Endröhre
F:	Pentode	HF- und NF-Verstärkung
H:	Hexode, Heptode	Mischröhre
L:	Leistungspentode	NF-Endröhre
M:	Abstimmanzeigeröhre	„Magisches Auge“
Y:	Diode	Netzgleichrichter
Z:	Doppeldiode	Netzgleichrichter

Tafel 10 Sockelschaltbilder von Elektronenröhren



Tafel 11 Technische Daten von Elektronenröhren ($U_a, I_a, U_{g2}, I_{g2}, U_g$: Betriebsrichtwerte)

Typ	System	Heizspannung U_i in V	Heizstrom I_i in mA	Anodenspannung U_a in V	Anodenstrom I_a in mA	Schirmgitterspannung U_{g2} in V	Schirmgitterstrom I_{g2} in mA	Gittervorspannung U_g in V	Steilheit S in mA/V	Maximale Anodenbelastung P_{am} in W	Maximale Schirmgitterbelastung P_{g2m} in W	† Maximale Spitzenspannung ++ Maximaler Diodengleichstrom ∅ Maximale Transformatorspannung	Art und Verwendungszweck
DAF 96	Diode Pentode	1,4	25	100 ⁺ 85	0,2 ⁺⁺ 0,065	85	0,021	0	0,25	0,03	0,01	AM-Demodulation NF-Verstärkung	
DC 90	Triode	1,4	50	90	3			-3	1,1	0,6		Misch-, Oszillator- und Verstärktriode für UKW	
DF 96	Pentode	1,4	25	85	1,65	64	0,55	0	0,85	0,25	0,1	Regelbare HF-Pentode	
DK 96	Heptode	1,4	25	85	0,8	85	1,5	0	0,6	0,15	0,1	Regelbare Mischheptode	
DL 94	Pentode	1,4 2,8	100 50	90	8	90	1,8	-5,1	2	1,2	0,45	Endpentode	
DL 96	Pentode	1,4 2,8	100 50	85	5	85	0,9	-5,2	1,4	0,6	0,2	Endpentode	
EAA 91	Diode	6,3	300	420 ⁺	9 ⁺⁺					0,5		Zweifachdiode für FM-Demodulation	
EABC 80	Diode Duodiode Triode	6,3	450	350 ⁺ 350 ⁺ 250	1 ⁺⁺ 10 ⁺⁺ 1,3			-3	1,2	1		AM-Demodulation FM-Demodulation NF-Verstärkung	
EAF 801	Diode Pentode	6,3	300	350 ⁺ 250	0,8 ⁺⁺ 9	100	2,8	-2	3,8	2,25	0,45	AM-Demodulation ZF-Verstärkung	
EBF 80	Diode Pentode	6,3	300	350 ⁺ 250	0,8 ⁺⁺ 5	85	1,68	-2	2,2	1,5	0,3	Zweifachdiode für AM-Demodulation und Regelspannungserzeugung HF- und ZF-Verstärkung	

Tafel 11 (Fortsetzung)

Typ	System	Heizspannung U_i in V	Heizstrom I_i in mA	Anodenspannung U_a in V	Anodenstrom I_a in mA	Schirmgitterspannung U_{g2} in V	Schirmgitterstrom I_{g2} in mA	Gittervorspannung U_{g1} in V	Stellheit S in mA/V	Maximale Anodenbelastung P_{am} in W	Maximale Schirmgitterbelastung P_{g2m} in W	Art und Verwendungszweck
EBF 89	Diode Pentode	6,3	300	350	0,8	100	2,8	-1	3,8	2,25	0,45	Zweifachdiode für AM-Demodulation und Regelspannungserzeugung HF- und ZF-Verstärkung (regelbar)
				250	9							
EC 92	Triode	6,3	150	250	10			-2	5,5	2,5		Misch-, Oszillator- und Verstärkertriode für UKW
ECC 81	Triode	6,3	300	250	10			-2	5,5	2,5		UKW-Doppeltriode
		12,6	150									
ECC 82	Triode	6,3	300	250	10,5			-8,5	2,2	2,75		Doppeltriode für Oszillator-, Sperrschringer- und Multivibratorschaltungen
		12,6	150									
ECC 83	Triode	6,3	300	250	1,2			-2	1,6	1		Doppeltriode für NF-Verstärker
		12,6	150									
ECC 84	Triode	6,3	340	90	12			-1,5	6	2		Steile UKW-Doppeltriode
ECC 85	Triode	6,3	380	250	10			-2	6	2,5		Misch-, Oszillator- und Verstärker-Doppeltriode für UKW
ECF 82	Triode Pentode	6,3	450	150	11	110	3,5	-2	5,8	1,5		Steile Triode-Pentode für Mischstufen, ZF-Verstärker, Amplitudensiebe in Fernsehempfängern
				200	10				-0,9	5,5	2	
ECF 803	Triode Pentode	6,3	380	100	15	120	3		9	1,5		Triode-Regelpentode als Misch- und Oszillatorröhre für UKW oder ZF-Verstärker für UHF
				170	10				11	2	0,3	

Typ	System	Heizspannung U_i in V	Heizstrom I_i in mA	Anodenspannung U_a in V	Anodenstrom I_a in mA	Schirmgitterspannung U_{g2} in V	Schirmgitterstrom I_{g2} in mA	Gittervorspannung U_g in V	Steilheit S in mA/V	Maximale Anodenbelastung P_{am} in W	Maximale Schirmgitterbelastung P_{gm} in W	Art und Verwendungszweck
ECH 81	Triode Heptode	6,3	300	100 250	4,5 3,25	100	6,7	0 -2	3,7 2,4	0,8 1,7	1	Triode-Heptode für regelbare Mischstufen oder getrennte HF-, ZF- und NF-Verstärkung
ECL 81	Triode Pentode	6,3	670	150 200	0,5 30	200	4,8	-1,5 -7	1,6 8,75	1 6,5	1,5	Triode-Endpentode als universelle Verbundröhre für Fernsehempfänger
ECL 82	Triode Pentode	6,3	780	100 200	0,61 35	200	7	0 -16	2,5 6,4	1 7	1,8	Triode-Endpentode für NF-Verstärkung oder Vertikalablenkung in Fernsehempfängern
ECL 84	Triode Pentode	6,3	720	200 220	3 18	220	3,2	-1,7 -3,3	4 10	1 4	1,7	Triode-Endpentode für Ablenkschaltungen in Fernsehempfängern
ECL 85	Triode Pentode	6,3	860	100 65	10 285	210	45	0 -1	5,5 7	0,5 7	1,5	Triode als Oszillator und Vorverstärker, Pentode als Endröhre für die Vertikalablenkung
ECL 86	Triode Pentode	6,3	700	250 250	0,6 37	250	10,2	-1,9 -7	1,6 10	0,5 9	1,5	Triode-Endpentode für NF-Vor- und Endverstärker
EF 80	Pentode	6,3	300	250	10	250	2,8	-3,5	6,8	2,5	0,7	HF-Pentode für Breitbandverstärkung
EF 85	Pentode	6,3	300	250	8	90	2	-1,8	6	2,5	0,65	Steile Regelpentode für HF- und ZF-Breitbandverstärkung
EF 86	Pentode	6,3	200	250	0,87	140	0,16	-2	2	1	0,2	Kling- und brummarme NF-Pentode
EF 89	Pentode	6,3	200	250	9	100	3	-1,9	3,6	2,25	0,45	Mittelsteile Regelpentode für HF-, ZF- und NF-Verstärkung

Tafel 11 (Fortsetzung)

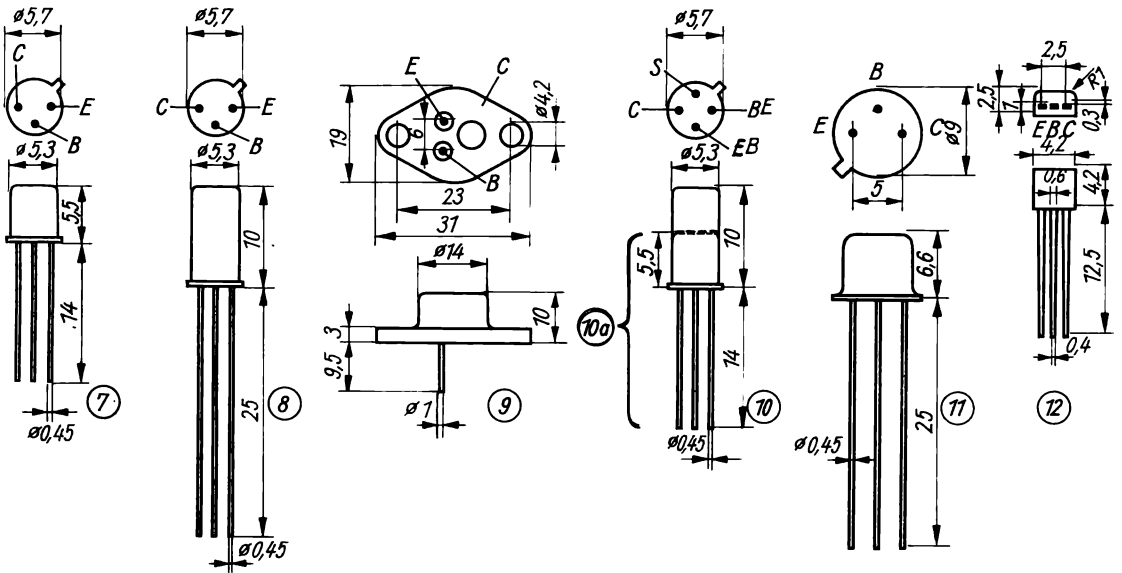
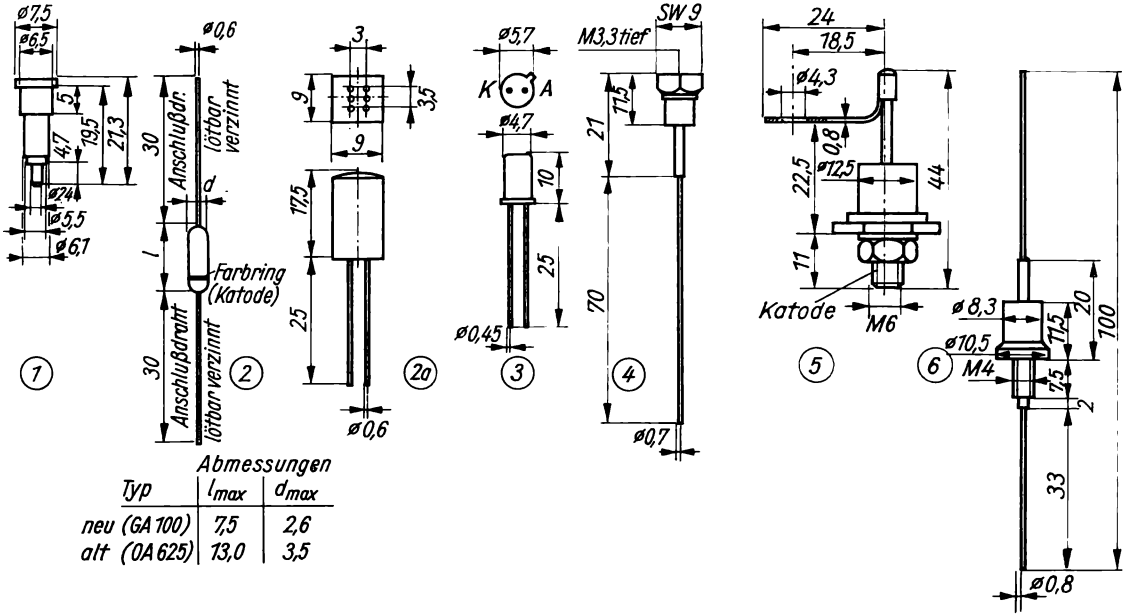
Typ	System	Heizspannung U_i in V	Heizstrom I_i in mA	Anodenspannung U_a in V	Anodenstrom I_a in mA	Schirmgitterspannung U_{g2} in V	Schirmgitterstrom I_{g2} in mA	Gittervorspannung U_g in V	Steilheit S in mA/V	Maximale Anodenbelastung P_{am} in W	Maximale Schirmgitterbelastung P_{g2m} in W	Art und Verwendungszweck
EF 95	Pentode	6,3	175	180	7,7	120	2,4	-2	5,1	1,7	0,5	Steile HF-Pentode für HF- und ZF-Breitbandverstärker
EF 183	Pentode	6,3	300	200	12	90	4,5	-2	12,5	2,5	0,65	Steile HF-Pentode für regelbare ZF-Verstärker in Fernsehempfängern
EF 184	Pentode	6,3	300	200	10	200	4,1	-2,5	15	2,5	0,9	Steile HF-Pentode für ZF-Verstärker in Fernsehempfängern
EH 90	Heptode	6,3	300	100	0,75	30	1,1	-1	1	1	1	Heptode für Amplitudensiebschaltungen
EL 34	Pentode	6,3	1500	250	100	265	14,9	-13,5	11	25	8	NF-Endpentode
EL 36	Pentode	6,3	1200	100	100	100	7	-8,2	14	12	4	Endpentode für die Zeilenablenkung in Fernsehempfängern (bis 110°)
EL 81	Pentode	6,3	1000	250	32	250	2,4	-38,5	4,6	8	4,5	Endpentode für die Zeilenablenkung in Fernsehempfängern, NF-Endstufe
EL 83	Pentode	6,3	710	250	36	250	5	-5,5	10,5	9	2	Bildendpentode, Endstufe in Breitbandverstärkern
EL 84	Pentode	6,3	760	250	48	250	5,5	-7,3	11,3	12	2	Endpentode in NF-Verstärkern
EL 86	Pentode	6,3	760	170	70	170	5	-12,5	10	12	1,75	Endpentode in NF-Verstärkern

Typ	System	Heizspannung U_i in V	Heizstrom I_i in mA	Anodenspannung U_a U_{a2} in V	Anodenstrom I_a in mA	Schirmgitterspannung U_{g2} in V	Schirmgitterstrom I_{g2} in mA	Gittervorspannung U_g in V	Steilheit S in mA/V	Maximale Anoden- belastung P_{am} in W	Maximale Schirmgitter- belastung P_{g2m} in W	Art und Verwendungszweck
EL 95	Pentode	6,3	200	250	24	250	4,5	-9	5	6	1,25	Endpentode in NF-Verstärkern
EL 500	Pentode	6,3	1 350	75	440	200	37	-10		12	4	Endpentode für die Zeilenablenkung in Fernsehempfängern
EL 803 S	Pentode	6,3	650	200	32	200	4,7		10	6,5	1,5	Endpentode mit langer Lebensdauer für Breit- bandverstärker
EM 80		6,3	300	250	0,7			-20		0,2		Abstimmanzeigeröhre
EM 84		6,3	240	250	0,45			-16		0,5		Abstimmanzeigeröhre
EY 51	Diode	6,3	90	17 000	0,35 ⁺⁺							Einweg-Hochspannungs-Gleichrichterröhre zur Erzeugung der Anodenspannung einer Fernseh- bildröhre
EY 81	Diode	6,3	820	4 500 ⁺	150 ⁺⁺							Schaltdiode (Booster-Diode)
EYY 13	Diode	6,3	2 500	400 \emptyset	175 ⁺⁺							Universal-Netzgleichrichterröhre
EZ 80	Diode	6,3	600	350 \emptyset	90 ⁺⁺							Zweiweg-Netzgleichrichterröhre
EZ 81	Diode	6,3	1 000	350 \emptyset	150 ⁻⁻							Zweiweg-Netzgleichrichterröhre

Tafel 12 Typenschlüssel für Halbleiterbauelemente

Bezeichnung der Elektroden: A: Anode	
K: Katode	
E: Emitter	
B: Basis	
C: Kollektor	
Bedeutung der Halbleiter-Bezeichnungen:	
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 Durchbruchkennlinie für Schalt- und Steuerzwecke
E: Tunneldiode	T: Thyristor
F: HF-Transistor	Y: Halbleiter-Gleichrichterdiode bis 10 A
L: HF-Leistungstransistor	Z: Zenerdiode, Referenzdiode
P: Strahlungsempfindliches Bauelement (z.B. lichtempfindlich)	

Tafel 13 Bauformen von Halbleiterdioden und Transistoren



Tafel 14 Technische Daten von Halbleiterdioden

a) Germanium-Spitzendioden in Metall-Keramik-Ausführung
(Internationale Patrone)

Typ	Maximal zulässige Sperrspannung U_{spm} in V	Maximal zulässiger Durchlaßstrom I_{dm} in mA	Sperrstrom bei U_{spm} I_{sp} in mA	Verwendungszweck	Bauform
OA 601	5	15	≤ 1	Gleichrichter in Spannungsanzeigern zum Nachweis von UHF-Energie in Koaxial- und Hohlleitern	1
OA 602	5	15	≤ 1		1
OA 603	10	20	≤ 1	Einsatz in Durchgangs- und Abschlußleistungsmessern für UHF	1
OA 604	10	20	≤ 1		1
OA 605	20	20	≤ 1	Gleichrichtung größerer UHF-Leistungen	1

b) Germanium-Spitzendioden in Allglas-Ausführung

+ Sperrstrom bei $U_{sp} = 10$ V

++ Scheiteldurchlaßstrom ($f \geq 25$ Hz)

neu	Typ		Maximal zulässige Sperrspannung U_{spm} in V	Maximal zu- lässiger Durchlaß- strom I_{dm} in mA	Sperrstrom bei U_{spm} I_{sp} in μA	Verwendungs- zweck	Bauform	
	alt							
GA 100	OA 625		20	20	\leq 500	Universaldiode, niederohmig	2	
GA 101	OA 645		40	15	\leq 400	Universaldiode, niederohmig	2	
GA 102	OA 665		60	12	\leq 350	Universaldiode, niederohmig	2	
GA 103	OA 685		80	10	\leq 250	Universaldiode, niederohmig	2	
GA 104	OA 705		110	10	\leq 200	Universaldiode, hochohmig	2	
GA 105	OA 626		20	20	\leq 500	Videodiode	2	
GA 106	OA 647		25	20	\leq 40 ⁺	Schaltdiode, Einsatz in elektronischen Rechengeräten	2	
GA 107	OA 666		60	20	\leq 70		2	
GA 108	OA 686		80	20	\leq 100		Universaldiode, hoher Sperrwider- stand	2
2GA 109	2OA 646		40	15	\leq 300		Diodenpaar, Einsatz in hochohmigen FM-Demodulatoren	2
2GA 113	-		25	30 ⁺⁺	\leq 40 ⁺	Diodenpaar, Einsatz in niederohmigen FM-Demodulatoren	2	
4GA 114	-		25	30 ⁺⁺	\leq 40 ⁺	Diodenquartett, Einsatz in Modula- tions- und Regel- schaltungen der Schwachstrom- technik	2	
-	O4A 675		40	15	\leq 300	Diodenquartett, Einsatz als Meß- gleichrichter und als Frequenzumsetzer von Träger- frequenzen	2 a	
-	OA 720		20	50	\leq 1000	Golddraht-Schalt- diode	2	
-	OA 721		20	75	\leq 1000	Golddraht-Schalt- diode		
-	OA 741		40	75	\leq 500	Golddraht-Schalt- diode, Einsatz in elektronischen Rechengeräten	2	
-	OA 780		80	50	\leq 250	Golddraht-Schalt- diode	2	

c) Silizium-Flächendioden in Allglas-Ausführung

Typ	Maximal zulässige Sperrspannung U_{spm} in V	Maximal zulässige Verlustleistung P_{vm} in mW	Sperrstrom bei U_{spm} I_{sp} in μA	Verwendungszweck	Bauform
OA 900	25	250	≤ 5	Besonders hoher Sperrwiderstand und geringer Durchlaßwiderstand, Einsatz in Regel- und Gleichrichterschaltungen bis zu einigen MHz bei höheren Umgebungstemperaturen	2
OA 901	50	250	≤ 5		2
OA 902	75	250	≤ 5		2
OA 903	150	250	≤ 5		2
OA 904	250	250	≤ 5		2
OA 905	350	250	≤ 5		2

d) Germanium-Flächengleichrichter

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
neu	alt					
GY 099	-	12	0,1	≤ 100	Gleichrichter für kleine Ströme	3
GY 100	OY 100	24	0,1	≤ 100		3
GY 101	OY 101	40	0,1	≤ 100		3
GY 102	-	75	0,1	≤ 100		3
GY 103	OY 102	100	0,1	≤ 100		3
GY 104	OY 103	150	0,1	≤ 100		3
GY 105	-	200	0,1	≤ 100	3	
GY 109	-	12	1	≤ 200	Gleichrichter für mittlere Ströme	4
GY 110	OY 110	24	1	≤ 200		4
GY 111	OY 111	40	1	≤ 200		4
GY 112	-	75	1	≤ 200		4
GY 113	OY 112	100	1	≤ 200		4
GY 114	OY 113	150	1	≤ 200		4
GY 115	-	200	1	≤ 200	4	
GY 120	OY 120	20	10	≤ 2000	Gleichrichter für hohe Ströme	5
GY 121	OY 121	40	10	≤ 2000		5
GY 122	OY 122	65	10	≤ 2000		5
GY 123	OY 123	100	10	≤ 2000		5
GY 124	OY 124	150	10	≤ 2000		5
GY 125	OY 125	200	10	≤ 2000		5

e) *Silizium-Flächengleichrichter*

Verwendungszweck: Gleichrichter für mittlere Ströme und hohe Spannungen

Maximal zulässiger Durchlaßstrom: $I_{dm} = 0,8 \text{ A}$

Sperrstrom bei $U_{spm} : J_{sp} \leq 10 \mu\text{A}$

Bauform: 6

Typ			Maximal zulässige Sperr- spannung U_{spm} in V
Katode am Gewinde		Anode am Gewinde	
neu	alt	neu	
SY 101	OY 9110	SY 121	100
SY 102	OY 9120	SY 122	200
SY 103	OY 9130	SY 123	300
SY 104	OY 9140	SY 124	400
SY 105	OY 9150	SY 125	500
SY 106	OY 9160	SY 126	600
SY 107	OY 9170	SY 127	700
SY 108	OY 9180	SY 128	800
SY 110	OY 9190	SY 130	1000

Tafel 16 Technische Daten von Transistoren

a) Germanium-NF-Transistoren

Typ		Stromverstärkung β	Maximale Verlustleistung P_{vm} in mW	Maximaler Kollektorstrom I_{Cm} in mA	Maximale Kollektorspannung U_{CEm} in V	Verwendungszweck	Bauform
neu	alt						
GC 100	OC 870	> 18	30	15	15	NF-Vorstufen rauscharme	8/7
GC 101	OC 870	> 18	30	15	15		
GC 102	-	> 29	30	50	15	NF-Vorstufen rauscharme	8
GC 103	-	> 29	30	15	9		
GC 104	-	> 29	30	15	9	NF-Vorstufen	8
GC 111	-	> 10	120	125	80	für hohe Spitzenspannung	8
GC 112	-	> 10	120	125	80		
GC 115	OC 815	> 10	120	125	20	NF-Vor- und Treiberstufen	8
GC 116	OC 816	> 18	120	125	20		
GC 117	OC 817	> 18	120	125	20	rauscharme NF-Vorstufen	8
GC 118	-	> 18	120	50	20		
GC 120	OC 820	> 10	120	150	20	NF-Endstufen	8
GC 121	OC 821	> 18	120	150	20	kleiner Leistung 30-V-Schalttransistor	8
GC 122	OC 822	> 18	120	150	33		
GC 123	OC 823	> 18	120	150	66	60-V-Schalttransistor	8
GC 301	-	> 18	400	500	32	NF-Treiber- und Endstufen	8

b) Germanium-NF-Leistungstransistoren

Typ		Stromverstärkung β	Maximale Verlustleistung P_{vm} in W	Maximaler Kollektorstrom I_{Cm} in A	Maximale Kollektorspannung U_{CEm} in V	Verwendungszweck	Bauform
neu	alt						
GD 100	OC 830	> 10	1	1,3	18	NF-Leistungsendstufen	9
GD 110	OC 831	> 20	1	1,3	18	NF-Leistungsendstufen	9
GD 120	OC 832	> 20	1	1,3	30	30-V-Schalttransistor	9
GD 125	-	> 20	1	1,3	48	48-V-Schalttransistor	9
GD 130	OC 833	> 20	1	1,3	60	60-V-Schalttransistor	9
GD 150	OC 835	$> 7,5$	4	3	18	NF-Leistungsendstufen	9
GD 160	OC 836	> 15	4	3	18	NF-Leistungsendstufen	9
GD 170	OC 837	> 15	4	3	30	30-V-Schalttransistor	9
GD 175	-	> 15	4	3	48	48-V-Schalttransistor	9
GD 180	OC 838	> 15	4	3	60	60-V-Schalttransistor	9

c) Germanium-HF-Transistoren

Typ		Stromverstärkung β	Maximale Verlustleistung P_{vm} in mW	Maximaler Kollektorstrom I_{cm} in mA	Maximale Kollektorspannung U_{cem} in V	Verwendungszweck	Bauforn
neu	alt						
GF 100	OC 871	> 20	30	15	15	ZF-Stufen für AM	8/7
GF 105	OC 872	> 20	30	15	15	Mischstufen bis 2 MHz	8/7
GF 108	-	> 29	30	15	9	Breitbandverstärker	8
GF 120	OC 880	> 50	30	10	25	HF- und Mischstufen bis 3 MHz	10
GF 121	OC 881	> 50	30	10	25	HF- und Mischstufen bis 8 MHz	10
GF 122	OC 882	> 50	30	10	25	ZF-Stufen für FM	10
GF 126	-	> 40	50	10	25	ZF-Stufen für AM	10
GF 128	-	> 40	50	10	25	ZF-Stufen für Fernsehempfänger (Bild-ZF)	10
GF 130	-	> 40	30	10	25	ZF-Stufen für FM	10
GF 131	-	> 40	30	10	25	Mischstufe für UKW	10
GF 132	-	> 40	30	10	25	Vorstufen für UKW	10
GF 139	-	> 40	50	10	25	ZF-Stufen für FM	10
GF 145	-	-	60	10	20	HF- und Mischstufen bis 860 MHz	10a
GF 146	-	-	60	10	20	HF- und Mischstufen bis 260 MHz	10a

d) Germanium-Transistoren für Lehr- und Amateurzwecke (Bastlertransistoren)

Typ		Stromverstärkung β	Maximale Verlustleistung P_{vm} in mW	Maximaler Kollektorstrom I_{cm} in mA	Maximale Kollektorspannung U_{cem} in V	Verwendungszweck	Bauform
neu	alt						
LC 815	LA 25	> 10	50...100	50	10	NF-Vorstufen	8
LC 820	LA 50	> 10	120...150	150	-	NF-Treiber und Endstufen	8
LC 824	LA 100	> 10	120...150	150	-	NF-Treiber- und Endstufen	8
LD 830	LA 1	-	1000	1000	-	NF-Leistungsendstufen	9
LD 835	LA 4	-	4000	3000	-	NF-Leistungsendstufen	9
LF 871	LA 30	> 20	30	15	-	ZF-Stufen für AM	7
LF 880	LA 40	> 20	-	10	-	Mischstufen bis 8 MHz	10
LF 881	LA 40	> 20	-	10	-	ZF-Stufen für FM	10

e) Silizium-NF-, -Schalt- und -HF-Transistoren

Typ	Stromverstärkung β	Maximale Verlustleistung P_{vm} in mW	Maximaler Kollektorstrom I_{cm} in mA	Maximale Kollektorspannung U_{cem} in V	Verwendungszweck	Bauform
SC 100	8...22	250	50	10	NF-Stufen	11
SC 103	18...35	250	50	10	NF-Stufen	11
SC 104	29...55	250	50	10	NF-Stufen	11
SS 101	8...22	250	50	33	Schalttransistor	11
SS 102	8...22	250	50	66	Schalttransistor	11
SF 121	> 15	600	100	20	Transistoren für HF-Verstärkung und für Schaltzwecke bei Umgebungs-temperaturen bis 125°C	11
SF 122	> 15	600	100	33		11
SF 123	> 15	600	100	66		11
SF 126	> 20	600	500	33		11
SF 127	> 20	600	500	66		11
SF 128	> 20	600	500	100		11
SF 131	> 20	300	50	20		10 a
SF 132	> 20	300	50	40		10 a
SF 136	> 20	300	200	20		10 a
SF 137	> 20	300	200	40		10 a

f) Silizium-Miniplast-Transistoren

Typ	Stromverstärkung β	Maximale Verlustleistung P_{vm} in mW	Maximaler Kollektorstrom I_{cm} in mA	Maximale Kollektorspannung U_{cem} in V	Verwendungszweck	Bauform
SC 206	\sphericalangle 29	100	100	20	} NF-Transistor	12
SC 207	\sphericalangle 29	100	100	20		12
SF 215	\sphericalangle 29	100	100	20	} HF-Transistor	12
SF 216	\sphericalangle 29	100	100	20		12
SS 216	\sphericalangle 20	100	100	20	} Schalttransistor	12
SS 218	\sphericalangle 20	100	100	20		12
SS 200	\sphericalangle 32	100	30	70	} Spezialtransistor zur Ansteuerung von Ziffernanzeigeröhren	12
SS 201	\sphericalangle 32	100	30	100		12
SS 202	\sphericalangle 32	100	30	120		12

Tafel 16 Stationen des Deutschen Fernsehfunks, Windungszahlen der Spulen der Eingangsstufen des Fernsempfängers und einige Antennenmaße

Kanal	Bildträger in MHz	Tonträger in MHz	Station		Polarisation	Windungszahlen der Spulen					Antennenmaße in mm		
			FS-Sender	FS-Kleinsender		L ₁	L ₂	L ₃	L ₄	L ₅	b	d ₁	d ₂
3	55,25	60,75	Heiptenberg		horizontal	6	22	20	18	14	1240	990	1125
4	62,25	67,75	Cottbus		horizontal	6	20	18	16	12	1100	880	1000
5	175,25	180,75	Berlin		horizontal	2	7	4	4	4	393	314	356
			Inselsberg		horizontal								
			Brocken		horizontal								
6	182,25	187,75		Schöneck (Vogtland)	vertikal	2	6	4	4	4	375	300	340
				Görlitz	horizontal								
7	189,25	194,75		Eisenhüttenstadt	horizontal	2	6	4	4	4	360	288	327
				Lobenstein	vertikal								
8	196,25	201,75	Katzenstein (Karl-Marx-Stadt)		horizontal	2	5	4	4	4	350	280	315
			Marlow		horizontal								
9	203,25	208,75	Leipzig		vertikal	2	5	3	3	3	386	270	305
				Rhinow	horizontal								
10	210,25	215,75	Dresden		vertikal	2	5	3	3	3	325	260	295
			Schwerin		horizontal	2	5	3	3	3	315	250	285
11	217,25	222,75		Frankfurt (Oder)	horizontal								
12	224,25	229,75		Bleibberg	horizontal	2	5	3	3	3	307	242	282

*Tafel 17 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

- Ableichen 158, 166, 186, 205, 264, 272, 335
Ablenkung des Elektronenstrahls 95, 295
Abschirmzylinder 120
Absorptionsfrequenzmesser 165
Abstimmen 62
Abstimm-Kondensator 19
Abtasteinrichtung 287
Amplitudenmodulation 138
Amplitudensieb 305, 337
Ampere 12
Anlaufstrom 213
Anode 67
Anodengleichrichter 181
Anodenspannung 67
Anodenstrom 67
Anodenstrom-Anodenspannungs-Kennlinie 71
Anodenstrom-Gitterspannungs-Kennlinie 73
Antenne 89, 333
Arbeitsgerade 235
Arbeitskennlinie 76
Arbeitspunkt einer Transistor-Endstufe 238
Arbeitstisch 9
Atomkern 65
Audion 142, 155, 213, 242
Aufladung eines Kondensators 60, 99
Austaststufe 302
- Bandfilter 178, 180, 199, 267, 324
Bandfilter-Zweikreis 180
BAS-Signal 302
Basis 230
Basisschaltung 266
Basisstrom 231
Batterie-Empfänger 211
- Bauformen von Halbleiterbauelementen 367
Becherkondensator 21
Bifilare Wicklung 255
Bildfängerröhre 296
Bildfrequenz 280
Bildkippspannung 280
Bildpunkt 277
Bildrücklauf-Austastimpuls 337
Bildsignal 291
Bildsynchronimpuls 302, 336
Bildträger 307
Bildverstärker 287
Bild-ZF-Verstärker 322
Biluxlampe 64
Blindwiderstand 58
Blockschaltbild 89, 101, 139, 142, 192, 317
Bodenwelle 136
Braunsche Röhre 92
Bremsgitter 82
Brummspannung 37
- Dämpfung 128
Demodulation 140, 342
Dielektrikum 17
Dielektrizitätskonstante, relative 17, 354
Differenzfrequenz (DF) 309
Differenzfrequenzprinzip 334
Diode 43, 67, 368
Diodenempfänger 28, 89
Diodenkennlinie 71, 227
Dipol 134, 335
Direktor 335
Drahtwiderstand 15
Drehkondensator 23
Drosselspule 37
Durchlaßkurve 173, 176, 179, 307

Durchlaßstrom 43, 227
 Dynamische Kennlinie 76

 Effektivwert 40
 Eigenfrequenz 61, 126
 Eigenleitung 225
 Eigenschwingung 126
 Eingangsstufe des Fernseh-
 empfängers 328
 Einkreiser 142
 Einweggleichrichtung 37
 Eisenkerne für Transformatoren 356
 Elektrisches Feld 96
 Elektrolyt-Kondensator 21
 Elektromagnetische Wellen 89, 134
 Elektron 65
 Elektronen, Strömungsrichtung der
 66
 Elektronenemission 66
 Elektronenröhre 64
 Elektronenröhren, Daten von 361
 Elektronenröhren, Sockelschaltbilder
 von 360
 Elektronenröhren, Typenschlüssel
 für 359
 Elektronenoptische Linse 96
 Elektronenstrahl, Ablenkung des 95,
 295
 Elektronenstrahl, Fokussierung des
 96
 Elektronenstrahl, Hellsteuerung des
 95, 292
 Elektronenstrahl-Oszillograf 91, 101
 Elektronenstrahl, Rücklaufverdunke-
 lung des 110
 Elektronenstrom 225
 Emitter 230
 Emitterschaltung 266
 Empfänger 89, 132, 155, 180, 199,
 211, 242, 251
 Empfängerbilder 294, 341
 Endröhre 79
 Endikon 298
 Experimentierchassis 85
 Experimentierständer für Oszillo-
 grafenröhre 93

 Farad 17
 Fehlstelle 224
 Feld, elektrisches 96
 Feld, magnetisches 134
 Feldlinien 96
 Fernbeobachteranlage 300

 Fernsehantenne 333
 Fernsehaufnahmeröhren 296
 Fernsehbildröhre 295
 Fernsehempfänger 308, 315
 Fernsehfrequenz 305
 Fernsehfunkanlage, Blockschaltbild
 einer 317
 Fernsehrastrer 280
 Fernsehrastrer, Oszillogramm eines
 283, 284, 286
 Fernsehtechnik 275
 Ferritantenne 213, 221, 261
 Flankengleichrichtung 343
 Flächendiode 43, 229
 Flächentransistor 230
 Fokussierung des Elektronenstrahls
 96
 Fotoeffekt, innerer 298
 Fotoemission 277
 Fotozelle 276
 Freie Schwingung 126
 Frequenz 36, 305
 Frequenzgang-Korrekturdrossel 321
 Frequenzmesser 161
 Frequenzmodulation 341
 Funkentstörung 149
 Funktechnische Zubehörteile 27
 Fußpunktwiderstand 335

 Gedämpfte Schwingung 126
 Gedruckte Schaltung 256
 Gegenkopplung 151
 Gegentaktverstärker 252
 Geradeausempfänger 187
 Germaniumdiode 43, 368
 Gittergleichrichter 143
 Gitterkondensator 77
 Gitterwiderstand 77
 Gleichrichter 37
 Gleichstromwiderstand 55
 Glimmlampen-Kippgerät 98
 Graetz-Schaltung 42
 Grenzfrequenz 77
 Grenzschicht 226
 Grid-Dip-Meter 162
 Großsignalverstärkung 234

 Halbbild-Synchronimpuls 337, 340
 Halbleiter 222
 Halbleiter, Leitungsmechanismus der
 223
 Halbleiterdioden 43, 222, 368
 Halbwellendipol 136

Heißleiter 252
 Heizzellen 221
 Hellsteuerung des Elektronenstrahls
 95, 292
 Henry 25
 Hertz 36
 Hochfrequenzgenerator 131
 Hochfrequenzlitze 200
 Hochspannungs-Netzgerät 103
 Höhenabschwächung 151

 Ikonoskop 297
 Induktivität 25
 Induktionskonstante 25
 Induktivitätsfaktor 168
 Induktiver Blindwiderstand 58
 Industrielles Fernsehen 299
 Influenzkonstante 17
 Impedanzwandler 266
 Impulsmischstufe 302
 Impulstrennstufe 305, 311, 337

 Kabelbaum, Binden eines 50
 Kapazität 17
 Kapazitiver Blindwiderstand 58
 Katode 67
 Katodenkondensator 79
 Katodenwiderstand 78
 Kennlinie, Anodenstrom-Anoden-
 spannungs- 71
 Kennlinie, Anodenstrom-Gitter-
 spannungs- 73
 Kennlinie, statische 76
 Kennlinie, dynamische 76
 Kennlinie eines Germanium-Gleich-
 richters 227
 Kennlinienfeld eines Transistors 232
 Kennzeichnungsschlüssel für
 Kleinstwiderstände 353
 Keramischer Kondensator 23
 Kippfrequenz 100
 Kippgerät 98, 109, 280
 Kippspannung 99
 Klangblende 150
 Kleinsignalverstärkung 234
 Kofferempfänger 251
 Kohlemikrofon 86
 Kohleschichtwiderstand 15
 Kollektor 230
 Kollektor-Reststrom 230
 Kollektorstrom 231
 Kollektorschaltung 266
 Kollektorverlustleistung 232

 Kondensator 17
 Kondensator, Aufladung eines 60
 Kopfhörer 29
 Kreuzwickelspule 25
 Kristalldetektor 222

 Ladekondensator 37
 Ladungsbild 297
 Lautsprecher 79
 LC-Siebung 37
 Leistung 13
 Leiterplatte 256
 Leitungselektronen 66
 Leitungsmechanismus der Halbleiter
 223
 Lichtpunktabtaster 277, 286
 Linearskala 208
 Linkleitung 178
 Linse, elektronenoptische 96
 Linse, Vergrößerungs- 345
 Lochscheibe 277
 Löcherstrom 225
 Löschespannung 98

 Magnetisches Feld 134
 Magnetische Strahlableitung 295
 Masseleitung 85
 Meßplatten 97
 Meßsender 170
 Meßverstärker 121
 Mikrofon 97
 Mikrofonanlage 86
 Mischstufe 192, 264
 Mitkopplung 151
 Mosaikfotokatode 297
 MP-Kondensator 21

 Nachbeschleunigungsanode 103
 Nenndurchlaßstrom 43
 Nennsperrspannung 43
 Netzgerät 101, 152, 318
 Neutralisation 270
 NF-Verstärker 78, 82, 152, 211, 240,
 251
 Niederfrequenz (NF) 78
 n-Leitung 226

 Ohm 12
 Ohmscher Widerstand 55
 Oszillator 129, 194, 218, 267
 Oszillograf, Blockschaltbild eines 101
 Oszillograf, Elektronenstrahl- 91, 101
 Oszillografenröhre 92

Oszillografenröhre, Anschluß der 115
 Oszillogramm 100, 128, 131, 139, 140,
 141, 171, 283, 284, 286, 291, 337,
 338, 340

Paralleltonprinzip 344
 Pentode 81
 Pentode, Regel- 198
 Periode 35
 Permeabilität 25, 168, 354
 Phasenverschiebung 61
 Platine 256
 p-Leitung 226
 Potentiometer 17
 Primärelektronen 82
 Primärspule 30
 Proton 66

Raster 280
 Raumwelle 136
 RC-Siebung 37
 Reflektor 335
 Regelpentode 198
 Rekombination 225
 Resonanz 62
 Resonanzfrequenzen, Verfahren zum
 Ermitteln der 323
 Resonanz-Frequenzmesser 161
 Resonanzkurve 173, 176, 179, 307
 Richtcharakteristik 335
 Röhre, Braunsche 92
 Röhre, Elektronen- 64
 Röhrenbrett 68
 Röhrenverstärker 73, 121, 150, 196,
 211, 218
 Rollenkondensator 21
 Rücklaufverdunkelung 110
 Rückkopplung 131, 147
 Rundfunkempfänger, Blockschalt-
 bild eines 142
 Rundfunksender, Blockschaltbild
 eines 139
 Rundfunktechnik 125

Scheibentrimmer 23
 Scheinwiderstand 55
 Schirmgitter 81
 Schlankheitsgrad 333
 Schwebung 171
 Schwebungsfrequenz 172
 Schwingung, elektrische 50
 Schwingung, gedämpfte 126
 Schwingung, freie 126

Schwingung, ungedämpfte 128
 Schwingung, amplitudenmodulierte
 139
 Schwingung, gleichgerichtete 141
 Schwingkreis 28, 61, 126
 Schwingkreis, offener 134
 Schwingungsdauer 35
 Schwingungserzeuger 129
 Schwund 136
 Schwundregelung 199
 Seitenbänder 173
 Seitenfrequenz 173
 Sekundärelektronen 81
 Sekundärspule 30
 Selektivität 177
 Selengleichrichter 40
 Sender 89, 304
 Siebdrossel 39
 Siebglied 37
 Siebkondensator 37
 Skale 158, 165, 185, 208, 217
 Spannung 12
 Spannungsverstärkung 76
 Speicherplatte 297
 Sperrkreis 155
 Sperrschicht 227
 Sperrspannung 43
 Sperrstrom 227
 Spiegelfrequenz 193
 Spitzendiode 229
 Spule 24
 Spulenden, Festlegen von 26
 Spulenvickelvorrichtung 33
 Statische Kennlinie 76
 Steuergitter 73
 Sockelschaltbilder von Elektronen-
 röhren 360
 Störstelle 225
 Strom 12
 Stromdichte 32
 Stromrichtung, technische 66
 Strömungsrichtung der Elektronen
 66
 Stromversorgungsgerät 31
 Stromverstärkungsfaktor 234
 Superhet 190
 Synchronimpulse 302, 336, 338
 Synchronimpulsverstärker 337
 Synchronisieren 110

Taktgeber 302
 Taschenempfänger 242
 Technische Stromrichtung 66

Temperaturstabilisierung 237
 Thermistor 252
 Tiefenabschwächung 151
 Tonfrequenzgenerator 129
 Tonträger 307
 Transformator 30
 Transistor 230, 372
 Transistor-Audion 242
 Transistorenprüfgerät 247
 Transistor, Kennlinienfeld eines 232
 Transistor-Koffereempfänger 251
 Transistor-NF-Verstärker 240, 251
 Transistor-Super 246
 Transistor-Zweikreiser 260
 Transitron-Miller-Integrator 109
 Trägerfrequenz 173
 Treiberstufe 252
 Trennschärfe 142, 177
 Triode 73
 Trioden-Kennlinie 73
 Typenschlüssel für Elektronenröhren 359
 Typenschlüssel für Halbleiterbauelemente 366

 Überlagerung 172, 188
 Überlagerungsempfänger 190, 192, 199, 218, 264
 Übertrager 80, 83, 254
 Umspanner 30
 Ungedämpfte Schwingung 128
 UKW-Bandkabel 335

 Ventil, elektrisches 64
 Verlustleistung 232
 Verkürzungsfaktor 333
 Verstärker, NF- 78, 82, 152

 Videosignal 336
 Videoverstärker 305, 319
 Vidikon 298
 Volt 12

 Watt 13
 Wechselstrom, Oszillogramm einer 100
 Wechselstromwiderstand 55
 Wehneltzylinder 94
 Wellenbereiche 136
 Wellen, elektromagnetische 89, 134
 Wellenlänge 134
 Wellenwiderstand 335
 Welligkeitsspannung 37
 Werkzeuge 351
 Widerstand 12, 54
 Wirkwiderstand 58

 Zeilenfrequenz 280
 Zeilenkippspannung 279
 Zeilenrücklauf-Austastimpuls 337
 Zeilensprungverfahren 285
 Zeilensynchronimpuls 302, 337, 340
 Zeitablenkgerät 109
 Zeitablenkschaltung 98
 Zeitachse 99
 Zeitkonstante 313
 Zeitplatten 98
 Zeitspannung 99
 ZF-Verstärker 192, 196, 218
 Zubehörteile, Funktechnische 27
 Zündspannung 98
 Zweikreiser 180, 260
 Zweiweggleichrichtung 37
 Zwischenfrequenz (ZF) 192
 Zylinderspule 25

Inhalt

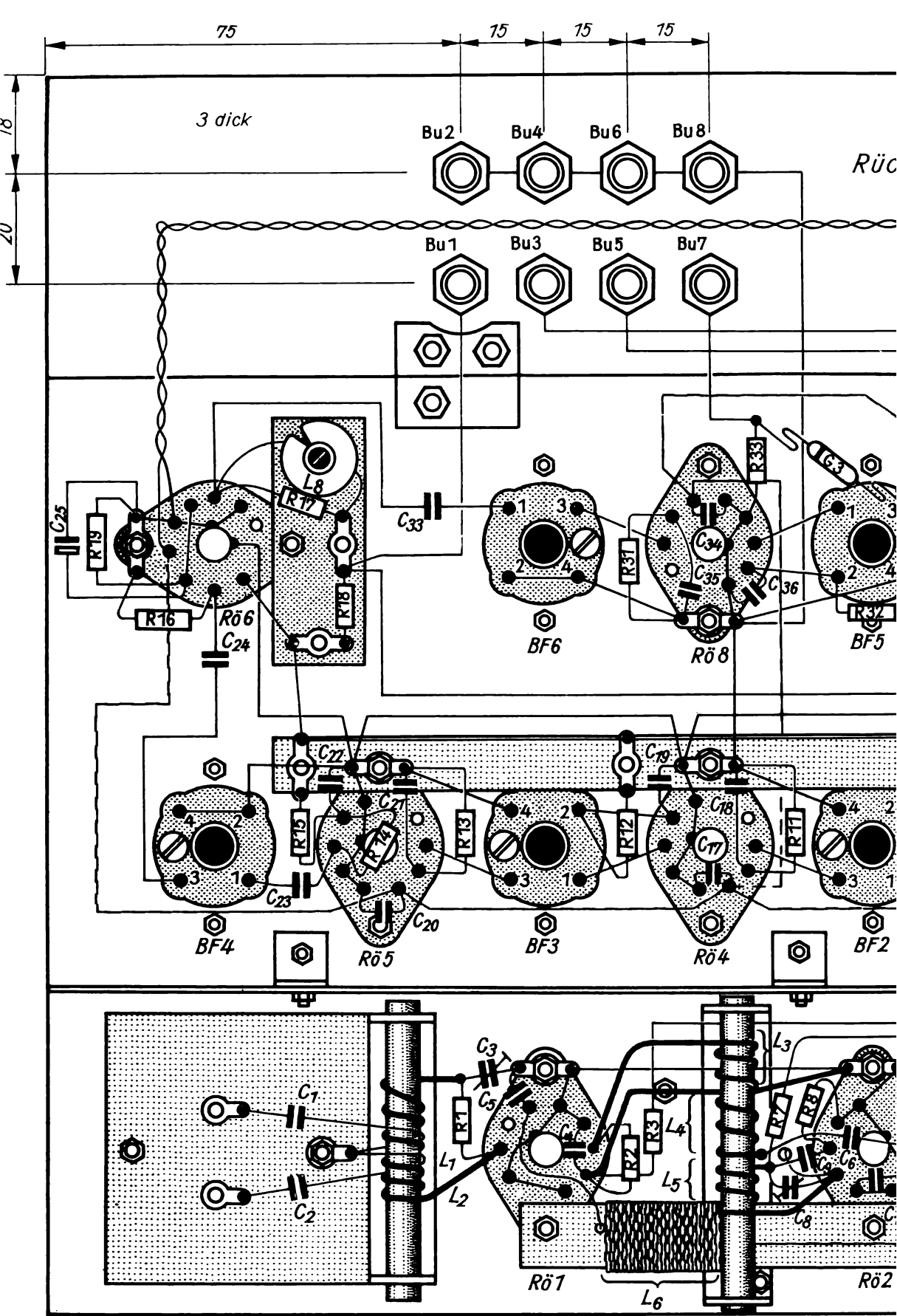
Technische Anwendung von Naturgesetzen — selbst erleben	5
1. Was zuerst notwendig ist	7
Grundlagen der Funktechnik	11
2. Vor dem Gerätebau: Die Teile des Ganzen	12
<i>Wir bauen einen Abstimm-Kondensator</i>	18
<i>Wir berechnen und wickeln eine Spule</i>	26
<i>Unser erster Rundfunkempfänger</i>	28
3. Das Herz unseres Experimentierplatzes — ein Stromversorgungsgerät	30
<i>Ein Transformator liefert uns die notwendigen Wechselspannungen</i>	30
<i>Aus Wechselspannung wird Gleichspannung</i>	37
<i>Die Teilschaltungen des Stromversorgungsgerätes</i>	39
<i>Wir bauen das Stromversorgungsgerät</i>	45
4. Wir messen allerlei Widerstände	54
<i>Eigenartige Widerstandskombinationen im Wechselstromkreis</i>	59
5. Versuche mit Elektronenröhren	64
<i>Eine defekte Biluxlampe als elektrisches Ventil</i>	64
<i>Wir nehmen Röhren-Kennlinien auf</i>	68
<i>So wirkt eine Verstärkerschaltung</i>	77
<i>Experimente mit einem zweistufigen Tonfrequenz-Verstärker</i>	82
6. Wir bauen ein Gerät zum Aufzeichnen elektrischer Schwingungen: einen Oszillografen	91
<i>Was man von der Braunschen Röhre wissen muß</i>	92
<i>Wir bauen einen Elektronenstrahl-Oszillografen</i>	101
<i>Mit dem Netzteil fangen wir an</i>	101

Dann folgt das Zeitablenkgerät	109
So wird die Oszillografenröhre angeschlossen	115
Wir bauen einen Meßverstärker	121
Rundfunktechnik	125
7. Experimente vermitteln uns die physikalischen Grundlagen der drahtlosen Nachrichtenübermittlung	126
<i>Wir bauen einen Schwingungserzeuger</i>	129
<i>Ein Modellversuch zur drahtlosen Energieübertragung</i>	132
<i>Ein Sender strahlt elektromagnetische Wellen ab</i>	134
<i>Die Funkwelle trägt Sprache und Musik ins Haus</i>	137
<i>Weitaus empfindlicher als unser Diodenempfänger ist eine Audionschaltung</i>	142
<i>Mit Rückkopplung leistet unser Audionempfänger noch mehr</i>	147
8. Wir bauen ein vollständiges Radio	149
<i>RC-Glieder dienen als Klangblenden</i>	150
<i>So bauen wir Netzteil und NF-Verstärker auf</i>	152
<i>Als ersten Empfänger verwenden wir ein Audion</i>	155
9. Ein Frequenzmesser ist unbedingt erforderlich	161
<i>Wir gleichen unseren Empfänger ab</i>	166
<i>Unser Resonanz-Frequenzmesser ist vielseitig verwendbar</i>	167
10. Einiges über schmale und breite Bänder	170
<i>Zwei Schwingungen nahezu gleicher Frequenz ergeben eine Schwebung</i>	171
<i>Wir nehmen die Resonanzkurve eines Schwingkreises auf</i>	175
<i>Die Resonanzkurven gekoppelter Schwingkreise</i>	177
11. Wir bauen einen Bandfilter-Zweikreiser	180
<i>Der Zweikreiser verdrängt das Audion</i>	186
12. Überlagerung — ein neues Empfangsprinzip	188
<i>Wir machen uns mit neuen Schaltungen vertraut</i>	193
<i>So arbeiten die Mischstufe und der Oszillator</i>	194
<i>Der Zwischenfrequenz-Verstärker mit Demodulator</i>	196
<i>Damit ferne Sender nicht mehr schwinden</i>	197
<i>Wir bauen einen Überlagerungsempfänger</i>	199
<i>So fertigen wir die Bandfilter</i>	199
<i>Der Abgleich eines Supers ist nicht ganz einfach</i>	205
<i>Unser Empfänger bekommt eine Linearskala</i>	208

13. Ein Batterie-Empfänger macht uns unabhängig vom Netz	211
<i>Zunächst wieder eine Audionschaltung...</i>	213
<i>...und dann ein Überlagerungsempfänger</i>	218
14. Der Halbleiter — eine Grundlage der modernen Rundfunktechnik	222
<i>Die Leitungsvorgänge in Halbleitern</i>	225
<i>Wir nehmen die Kennlinien eines Germanium-Gleichrichters auf</i>	227
<i>Der Transistor ist ein Verstärkerelement</i>	230
<i>Wir nehmen das Kennlinienfeld eines Transistors auf</i>	232
<i>Eine wichtige Größe: der Stromverstärkungsfaktor</i>	234
<i>Transistorschaltungen sind temperaturempfindlich</i>	237
<i>Wie der Arbeitspunkt einer Endstufe ermittelt wird</i>	238
<i>Wir bauen einen dreistufigen NF-Verstärker</i>	240
15. Wir bauen einen Taschenempfänger	242
16. Ein Transistorenprüfgerät entsteht	247
17. Ein transistorbestückter Koffereempfänger nach dem Bausteinprinzip	251
<i>Wir bauen einen leistungsfähigen NF-Verstärker</i>	251
<i>Die Endstufentransistoren arbeiten im Gegentakt</i>	253
<i>Eine neue Verdrahtungsart: die gedruckte Schaltung</i>	256
<i>Die erste Empfängerschaltung: ein Zweikreiser</i>	260
<i>Dann bauen wir einen Transistorsuper</i>	264
<i>Ein Transistor übt gleichzeitig zwei Funktionen aus</i>	266
<i>So bauen wir den Überlagerungsempfänger auf</i>	267
Fernsehtechnik	275
18. 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>	287
<i>Wir tasten ein Bild elektronisch ab</i>	291
<i>Die einfachste Fernsehanlage entsteht</i>	293
<i>So arbeiten Fernsehaufnahmeröhren</i>	296
19. Wir verfolgen den Signalweg von der Aufnahmekamera des Senders bis zur Bildröhre des Empfängers	301

<i>Die Fernsehfrequenz und was alles davon abhängt</i>	305
<i>Im Fernsehempfänger finden wir bekannte Baugruppen...</i>	308
<i>...und neuartige Schaltungen</i>	310
20. Wir bauen einen Fernsehempfänger	315
<i>Wir beginnen mit dem Videoverstärker</i>	319
<i>Dann folgt der ZF-Verstärker</i>	322
<i>Die Bandfilter machen uns keine Schwierigkeiten</i>	324
<i>Die Anordnung der Bauelemente will gut überlegt sein</i>	326
<i>Die Eingangsstufe erfordert Geduld und Sachkenntnis</i>	328
<i>Eine Fernsehantenne bauen wir natürlich selbst</i>	333
<i>Die Meisterprüfung: Abgleich der Eingangsstufe!</i>	335
<i>Wir bauen die Teilschaltung zum Synchronisieren der Kippgeräte</i>	338
<i>Zum Bild gehört ein Ton</i>	341
<i>Eine Lupe vergrößert unser kleines Fernsehbild</i>	345
Ein Wort zum Schluß	346
Empfehlenswerte Literatur	347
Tafelanhang	351
<i>Tafel 1 Werkzeugausstattung</i>	351
<i>Tafel 2 Spezifischer Widerstand</i>	352
<i>Tafel 3 Internationaler Kennzeichnungsschlüssel für Kleinstwiderstände</i>	353
<i>Tafel 4 Relative Dielektrizitätskonstante</i>	354
<i>Tafel 5 Relative Permeabilität</i>	354
<i>Tafel 6 Korrekturfaktor aus dem Durchmesser-Länge-Verhältnis zur Induktivitätsberechnung einlagiger Zylinderspulen</i>	355
<i>Tafel 7 Daten der Eisenkerne für Transformatoren</i>	356
<i>Tafel 8 Windungszahl je Volt in Abhängigkeit vom Eisenquerschnitt eines Transformators</i>	358
<i>Tafel 9 Typenschlüssel für Elektronenröhren</i>	359
<i>Tafel 10 Sockelschaltbilder von Elektronenröhren</i>	360
<i>Tafel 11 Technische Daten von Elektronenröhren</i>	361
<i>Tafel 12 Typenschlüssel für Halbleiterbauelemente</i>	366
<i>Tafel 13 Bauformen von Halbleiterdioden und Transistoren</i>	367
<i>Tafel 14 Technische Daten von Halbleiterdioden</i>	368
a) Germanium-Spitzendioden in Metall-Keramik-Ausführung	368
b) Germanium-Spitzendioden in Allglas-Ausführung	368
c) Silizium-Flächendioden in Allglas-Ausführung	370
d) Germanium-Flächengleichrichter	370
e) Silizium-Flächengleichrichter	371
<i>Tafel 15 Technische Daten von Transistoren</i>	372
a) Germanium-NF-Transistoren	372
b) Germanium-NF-Leistungstransistoren	372

c) Germanium-HF-Transistoren	373
d) Germanium-Transistoren für Lehr- und Amateur- zwecke (Bastlertransistoren)	374
e) Silizium-NF-, -Schalt- und -HF-Transistoren	374
f) Silizium-Miniplast-Transistoren	375
<i>Tafel 16 Stationen des Deutschen Fernsehfunks, Windungszahlen der Spulen der Eingangsstufen des Fernsehempfängers und einige Antennenmaße</i>	<i>376</i>
<i>Tafel 17 Anschriften der Fachfilialen des VEB Industrieertrieb Rundfunk und Fernsehen</i>	<i>377</i>
<i>Sachwörterverzeichnis</i>	<i>379</i>





U R A N I A

