

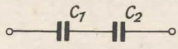
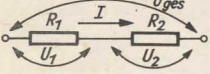
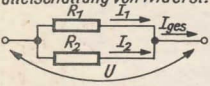
# RUNDFUNK UND FERNSEHEN SELBST ERLEBT



LOTHAR KONIG

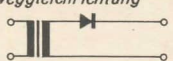
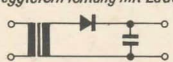
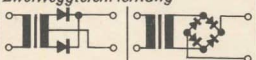
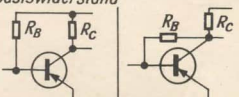

EXPERIMENTIEREN UND BAUEN



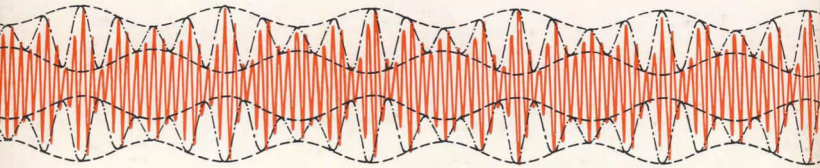
Gleichstromkreis		Kondensator und Spule		Wechselstromkreis	
Ohmsches Gesetz $R = \frac{U}{I}$		$1\Omega = 1\frac{V}{A}$		Scheinwiderstand $R_N = \frac{U_N}{I_N}$	
$R$ : Widerstand $U$ : Spannung $I$ : Stromstärke	$1\Omega$ $1V$ $1A$	$C$ : Kapazität $A$ : Plattenfläche $d$ : Plattenabstand $\epsilon_r$ : relative Dielektrizitätskonstante $\epsilon_0$ : Influenzkonstante	$1F = 1\frac{As}{V}$ $1F$ $1m^2$ $1m$ $1As/Vm$	$R_N$ : Scheinwiderstand $U_N$ : Wechselspannung $I_N$ : Wechselstrom	$1\Omega$ $1V$ $1A$
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 $\rho$ : spezifischer Widerstand	$1\Omega$ $1m$ $1mm^2$ $1\Omega mm^2/m$	$\frac{1}{C_{ges}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$		$1\Omega = 1V/A$ $1Hz = 1/s$ $1H = 1Vs/A$	
T2		Parallelschaltung von Kondens.		Scheitelwert des Wechselstroms $I_m = \sqrt{2} \cdot I_N$	
Reihenschaltung von Widerst.		$C_{ges} = C_1 + C_2$		$I_m$ : Scheitelwert (Amplitude) $I_N$ : Effektivwert	
	$U_{ges}$ $I$ $U_1$ $U_2$	Induktivität einlagiger Spulen $L = k_l \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{N^2 A}{l}$		$1A$ $1A$	
$I = \text{konstant}$	$R_{ges} = R_1 + R_2$	$1H = 1\frac{Vs}{A}$		Scheitelwert der Wechselspannung $U_m = \sqrt{2} \cdot U_N$	
$U_{ges} = U_1 + U_2$	$\frac{U_1}{U_2} = \frac{R_1}{R_2}$	$L$ : Induktivität $N$ : Windungszahl $A$ : Spulenquerschnitt $l$ : Spulenlänge $\mu_r$ : rel. Permeabilität $\mu_0$ : Induktionskonst.		$U_m$ : Scheitelwert (Amplitude) $U_N$ : Effektivwert	
Parallelschaltung von Widerst.		$1H$ $1m^2$ $1m$		Spannung von Spitze zu Spitze $U_{SS} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_N$	
	$I_{ges}$ $I_1$ $I_2$ $U$	$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{Vs}{Am}$		$U_{SS}$ : Spannung von Spitze zu Spitze $U_N$ : Effektivwert	
$U = \text{konstant}$	$\frac{1}{R_{ges}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$	abhängig vom Verhältnis $k_l$ : Spulendurchmesser zu Spulenlänge		$1V$ $1V$	
$I_{ges} = I_1 + I_2$	$\frac{I_1}{I_2} = \frac{R_2}{R_1}$	T6		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	$1A$ $1mm^2$ $1A/mm^2$	$L$ : Induktivität $N$ : Windungszahl $A_L$ : Induktivitätsfaktor		$1s$ $1Hz$	
Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$		$1H$ $1H$		Eigenfrequenz $f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$	
$R$ : Widerstand $C$ : Kapazität $\tau$ : Zeitkonstante		$1\Omega = 1V/A$ $1F = 1As/V$ $1s$		$f$ : Frequenz $L$ : Induktivität $C$ : Kapazität	
$v$ : Geschwindigkeit $\lambda$ : Wellenlänge $f$ : Frequenz		$1\Omega = 1V/A$ $1F = 1As/V$ $1s$		$1Hz = 1/s$ $1H = 1Vs/A$ $1F = 1As/V$	
$v = \lambda \cdot f$				$1m/s$ $1m$ $1Hz = 1/s$	



# n - Gleichungen

Transformator, Drossel, Übertrager		Gleichrichter, Siebkette		Transistor	
Netztransformator $P_p = 1,2 P_s$		Einweggleichrichtung 		Stromverstärkungsfaktor $\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$	
$A_{Fe} = k_2 \cdot \sqrt{P_p}$	$N = n \cdot U$	$U_{Sp} = \sqrt{2} U_n$	$I = I_d$	$\Delta I_C$ : Kollektorstromänderung $\Delta I_B$ : Basisstromänderung $\beta$ : Stromverstärkungsfaktor	1A 1A
$P_p$ : Primärleistung $P_s$ : Sekundärleistung $A_{Fe}$ : Eisenquerschnitt $N$ : Windungszahl $U$ : Spannung $n$ : Windungszahl für 1V	1W 1W 1cm <sup>2</sup> 1V	Einweggleichrichtung mit Lade Kond. 		Gleichstromverstärkung $B = \frac{I_C - I_{CEO}}{I_B}$	
$k_2 = 1 \frac{cm^2}{\sqrt{W}}$		$U_{Sp} = 2 \cdot \sqrt{2} U_n$	$I = 0,6 \cdot I_d$	$B$ : Gleichstromverstärkung $I_C$ : Kollektorstrom $I_{CEO}$ : Kollektorstrom $I_B$ : 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 <sup>2</sup>	$U_{Sp} = 2 \cdot \sqrt{2} U_n$	$U_{Sp} = \sqrt{2} U_n$	$R_B \approx 2 \cdot B \cdot R_C$	$R_B \approx B \cdot R_C$
$k_6 = 5,6 \cdot 10^5 \frac{A}{m}$		Zweiweggleichrichtung mit Lade Kond. 		$R_B$ : Basiswiderstand $R_C$ : Kollektorwiderstand $B$ : Gleichstromverstärkung	
$k_7 = 1,1 \cdot 10^{-6} \frac{H}{m}$		$U_{Sp} = 2 \cdot \sqrt{2} U_n$	$U_{Sp} = \sqrt{2} U_n$		
		$I = 2 \cdot I_d$	$I = 2 \cdot I_d$		
Lautsprecherübertrager $A_{Fe} = k_8 \sqrt{\frac{P}{f}}$		$\sigma = 0,012 \sqrt{A_{Fe}}$	$U_{sp}$ : Nennsperrsp. $U_n$ : Wechselspenn.	$I_d$ : 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 $C_L = k_3 \cdot \frac{I}{\Delta U_1}$		$C_L$ : Ladekapazität $I$ : Gleichstrom $\Delta U_1$ : Welligkeitsspannung	In diesen Feldern stehen Einheitsgleichungen
$d = 2 \cdot \sqrt{\frac{I_p}{i \cdot \pi}}$	$I_p = I_a + \sqrt{\frac{P}{R_{Lp}}}$			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 <sup>2</sup> 1W 1Hz=1/s 1cm	$k_3 = 5 \cdot 10^{-3} s$ für Einweggleichrichtung $k_3 = 1,5 \cdot 10^{-3} s$ für Zweiweggleichr.			Hinweis auf Tafel im Anh.
		Siebglied $\Delta U_2 = k_4 \frac{\Delta U_1}{R \cdot C_S}$	$\Delta U_2 = k_5 \frac{\Delta U_1}{L \cdot C_S}$	$\Delta U_2$ : Restwelligkeit $\Delta U_1$ : Welligkeit an $C_L$ $R$ : Siebwiderstand $L$ : Siebinduktivität $C_S$ : Siebkapazität	In diesen Feldern stehen Maßeinheiten der Größen
				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)	$k_5 = 10^{-5} s^2$ (LC-Siebung)		In diesen Feldern stehen die Korrekturfaktoren der Faustregeln
$k_9 = 4,5 \cdot 10^5 \sqrt{\frac{Hz \cdot mm^3}{kΩ}}$					

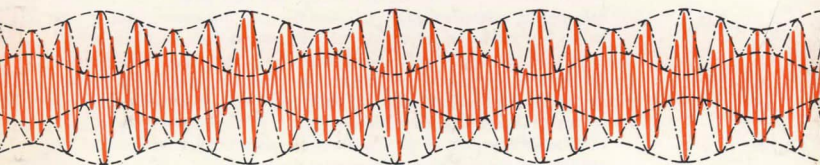
LOTHAR KÖNIG



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 Zusammenhang<sup>1</sup> selbst erlebt und ihn vielleicht auch schon beim Bau einfacher elektrischer Geräte<sup>2</sup> 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 Funkamateur benötigt – 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

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

<sup>2</sup> 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 cm<sup>2</sup> 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.

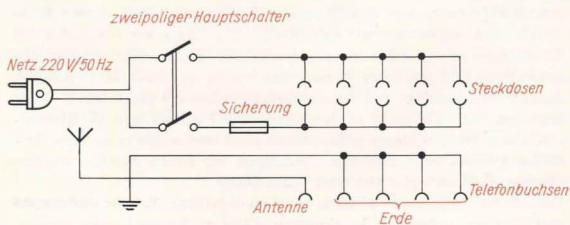
Kleine Schildchen an den Fächern geben Auskunft über ihren Inhalt. Schrauben und Muttern M3 benötigen wir am häufigsten. Deshalb sortieren wir sie noch nach Längen und Kopfformen (Senkkopf und Zylinderkopf). Daneben brauchen wir aber auch Schrauben mit Gewinde M4 und M5. Draht benötigen wir ebenfalls 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 ( $\text{FeCl}_3$ , 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.

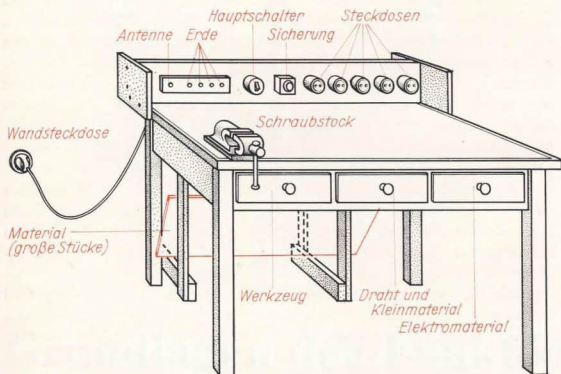


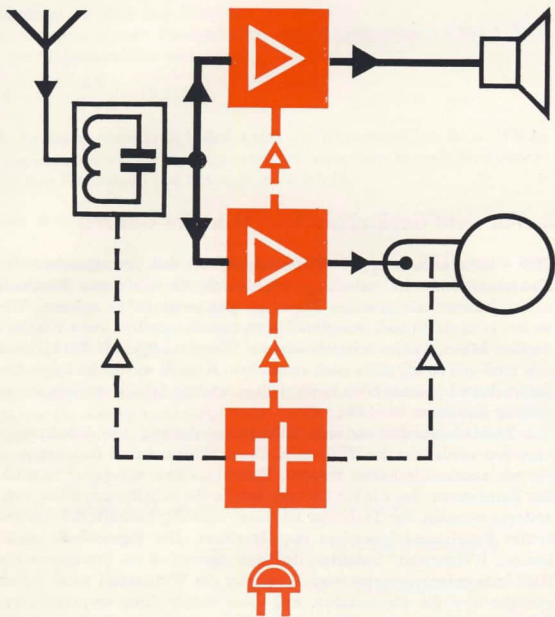
Bild 2  
Unser Arbeitstisch

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 gleichgültig 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 $\Omega$  groß sein muß und 50 k $\Omega$  nicht auch ausreichen. Kennen wir die im folgenden besprochenen Gesetze noch nicht, sollten wir uns bei Gelegenheit etwas genauer mit ihnen beschäftigen.<sup>1</sup>

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 Stromfuß 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  $\Omega$ ). 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

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

<sup>1</sup> 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  $\Omega$ . 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  $\Omega$ , 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).

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

Der 25- $\Omega$ -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 $\Omega$  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 k $\Omega$ , 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:

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

Die Symbole bedeuten:

$\rho$ : 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  $\Omega$  aus Konstantendraht von  $d = 0,2$  mm Durchmesser hergestellt werden. Welche Drahtlänge ist erforderlich?

$$l = \frac{R \cdot A}{\rho} = \frac{R \cdot \pi \cdot d^2}{\rho \cdot 4} = \frac{50 \Omega \cdot \pi \cdot 0,04 \text{ mm}^2}{0,5 \frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}} \cdot 4} = \frac{50 \Omega \cdot \pi \cdot 0,04 \text{ mm}^2 \cdot \text{m}}{4 \cdot 0,5 \Omega \cdot \text{mm}^2} \\ = 100 \cdot \pi \cdot 0,01 \text{ m} = 3,14 \text{ m}.$$

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

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

$$U = U_1 + U_2$$

$$I = \text{konstant}$$

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

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

Parallelschaltung

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

$$U = \text{konstant}$$

$$I = I_1 + I_2$$

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

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

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

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

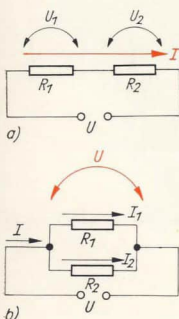


Bild 3  
Schaltung von Widerständen: a) Reihenschaltung, b) Parallelschaltung

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

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

also

$$\frac{1}{R_2} = \frac{1}{R_{\text{ges}}} - \frac{1}{R_1} = \frac{1}{60 \text{ k}\Omega} - \frac{1}{120 \text{ k}\Omega}$$

$$= \frac{2}{2 \cdot 60 \text{ k}\Omega} - \frac{1}{120 \text{ k}\Omega} = \frac{2-1}{120 \text{ k}\Omega} = \frac{1}{120 \text{ k}\Omega};$$

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

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

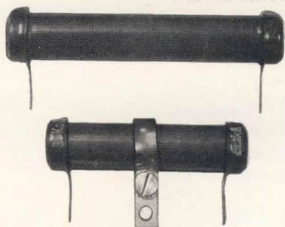
An der technischen Ausführung lassen sich verschiedene Arten von Widerständen unterscheiden. Uns interessieren besonders Draht- und Schichtwiderstände. Bei *Drahtwiderständen* ist der Widerstandsdraht einlagig auf einen zylindrischen Keramikkörper gewickelt. Zum Schutz der Wicklung gegen mechanische, 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 eingebrannt 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

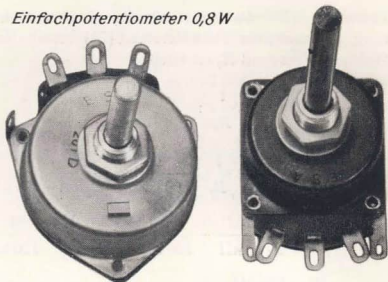
Jede Stufe darf mit 1, 10, 100, 1000 usw. multipliziert werden. Das ergibt beispielsweise für Stufe 4,7 die Widerstandswerte 4,7  $\Omega$ , 47  $\Omega$ , 470  $\Omega$ , 4,7 k $\Omega$ , 47 k $\Omega$ , 470 k $\Omega$ , 4,7 M $\Omega$ . Schichtwiderstände werden für Belastungen von 0,05; 0,125; 0,25; 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-

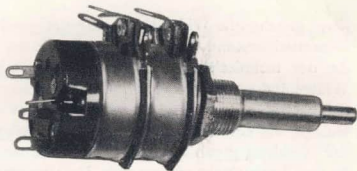
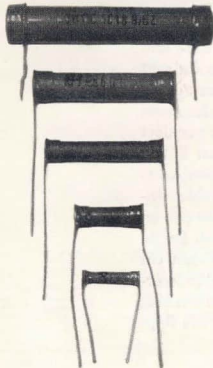
*Drahtwiderstände*



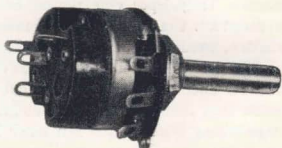
*Einfachpotentiometer 0,8 W*



*Schichtwiderstände unterschiedlicher Belastbarkeit*

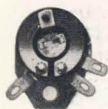


*Doppelpotentiometer mit Schalter; 0,3 W*



*Einfachpotentiometer mit Schalter; 0,3 W*

*Einstellregler; 0,1 W*



*Einfachpotentiometer; 0,3 W*



*Einfachpotentiometer; 0,2 W*

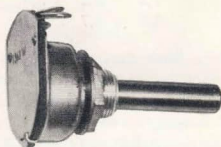


Bild 4  
Ausführungsformen  
von Widerständen

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

$$C = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{A}{d}$$

berechnen.

Hierin bedeuten:

$A$ : Fläche einer Platte,

$d$ : Abstand der Platten,

$\epsilon_0$ : Influenzkonstante,  $\epsilon_0 = 8,86 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{Vm}}$ ,

$\epsilon_r$ : 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.

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

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

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

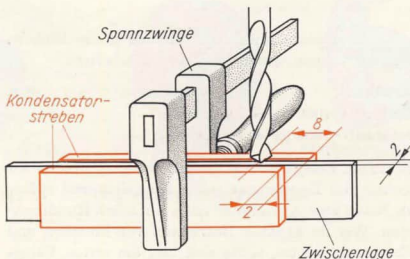
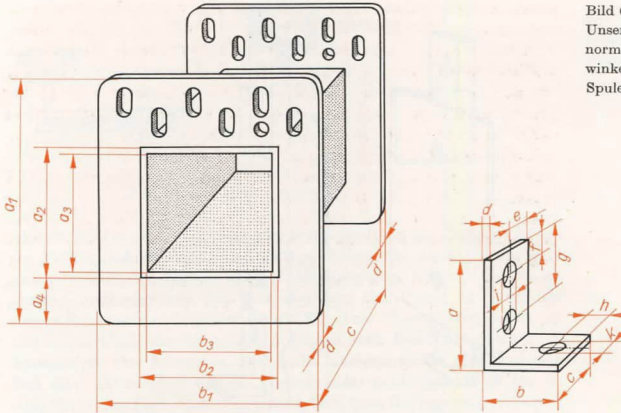




Bild 6  
 Unsere Werkstatt-  
 normen: Der Halte-  
 winkel N1 und der  
 Spulenkörper N2



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:

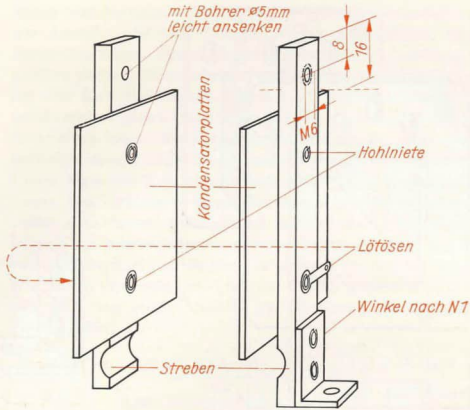
$$a = 16; b = 10, c = 16, d = 1, e = 8, f = 3, g = 13, h = 5, i = k = 3.$$

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 Kapazität

Bild 7

So vernieten wir die  
Platten mit den  
Streben und dem  
Winkel



zität 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

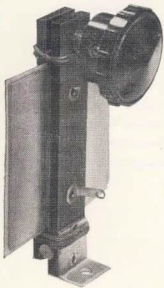


Bild 8  
Unser

Abstimmkondensator

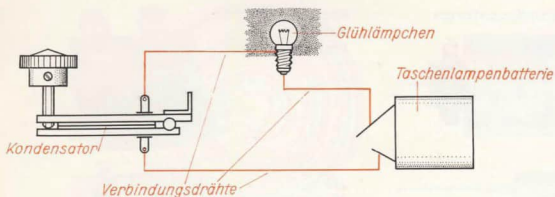


Bild 9  
Wir prüfen den  
Kondensator auf  
Kurzschluß

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.

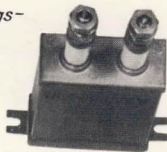
Die technische Ausführung von Kondensatoren entspricht im Prinzip der unsrigen; allerdings erkennt man die Ähnlichkeit nicht auf den ersten Blick. Bild 10 zeigt die Ansichten verschiedener Kondensatoren. Bei den *Rollenkondensatoren* und *Becherkondensatoren* bestehen die „Platten“ aus dünner Metallfolie, 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-

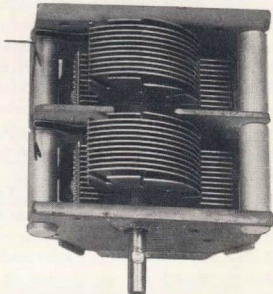
Elektrolytkondensatoren



MP-Kondensator



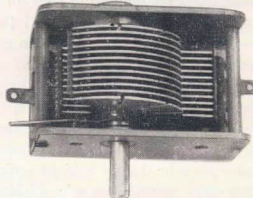
Zweifach-Drehkondensator



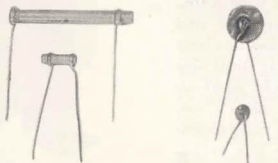
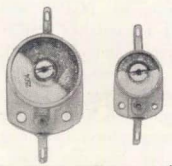
Rollkondensatoren



Luft-Drehkondensator



Keramische Scheibentrimmer



Keramische Kondensatoren

Durchführungs-kondensator



Hartpapier-Drehkondensator

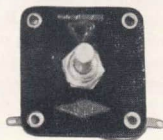
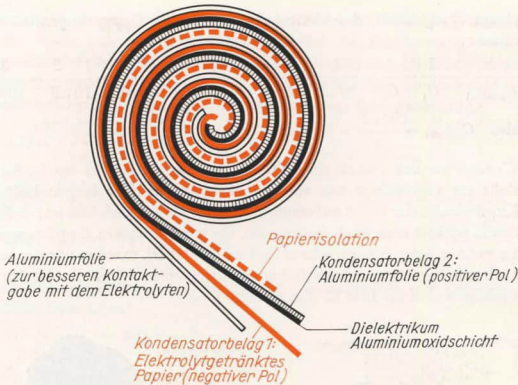




Bild 11  
Aufbau eines  
Elektrolytkonden-  
sators



*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.

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

Bild 10  
Ausführungsformen  
von Kondensatoren  
(linke Seite)



einem Vergrößern des Plattenabstandes. Die Gesamtkapazität wird kleiner:

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

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

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.

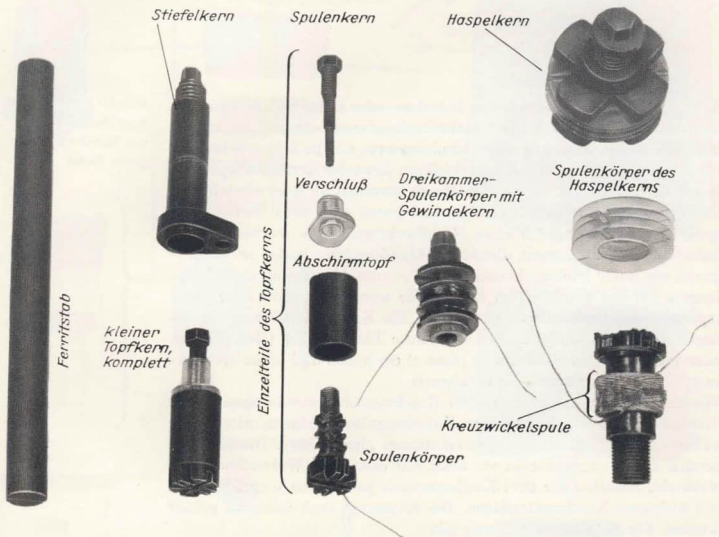


Bild 12 Verschiedene Spulenkörper Die Spulen lassen sich auf zwei Arten wickeln: als *Zylinderspule* und als *Kreuzwickelspule*. Zylinderspulen können wir sehr leicht selbst wickeln. Wir brauchen keine besondere Wickelvorrichtung dazu. Kreuzwickelspulen können exakt nur maschinell gefertigt werden. Jede 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:

$\mu_0$ : Induktionskonstante,

$\mu_r$ : 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

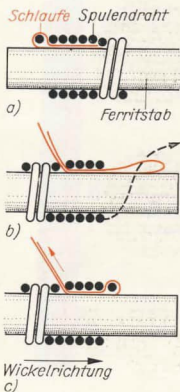
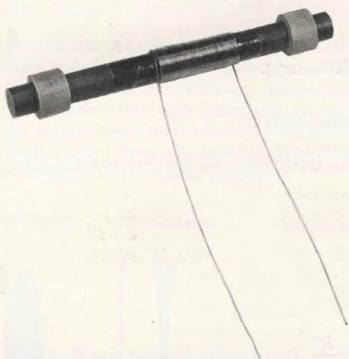


Bild 14

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

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

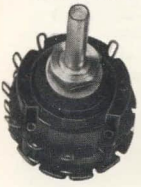
abhängig ist. Als Faktor  $k_1$  lesen wir für ein Verhältnis  $\frac{D}{l} = \frac{8,4 \text{ mm}}{22 \text{ mm}} = 0,38$

im Diagramm 0,86 ab. Die Induktivität beträgt dann

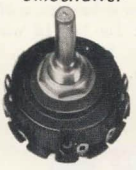
$$L = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{N^2 \cdot A}{l} \cdot k_1 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \cdot 30 \cdot \frac{2500 \cdot \pi \cdot 8,4^2 \text{ mm}^2}{22 \text{ mm} \cdot 4} \cdot 0,86$$

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

*zweimal neunpoliger Umschalter*



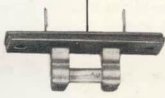
*neunpoliger Umschalter*



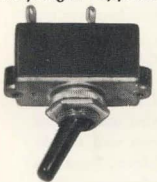
*Sicherungsgehäuse*



*Klemmfassung mit Feinsicherung*



*zweipoliger Kippschalter*



*einpoliger Kippschalter*



*Schiebeschalter*



Röhrenfassungen

*Apparateklemme*



*Telefonbuchsen*



*Bananenstecker*



*Krokodilklemme*



*Lötöse*

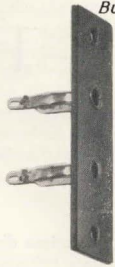


*Nietlötösen*



*Diodenstecker*

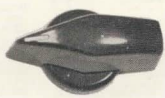
*Buchsenbrett*



*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.

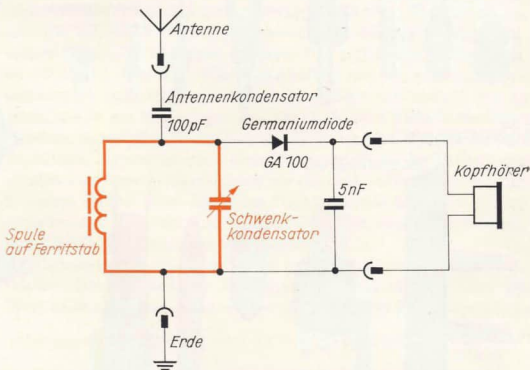
Wenn wir Geräte aufbauen, brauchen wir neben den erwähnten „Standard“-Elementen noch allerlei *Zubehör*. Im Bild 15 wird eine kleine Auswahl des vielfältigen Angebots gezeigt. Es ist ratsam, hiervon immer einen kleinen Vorrat auf Lager zu haben.

## 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



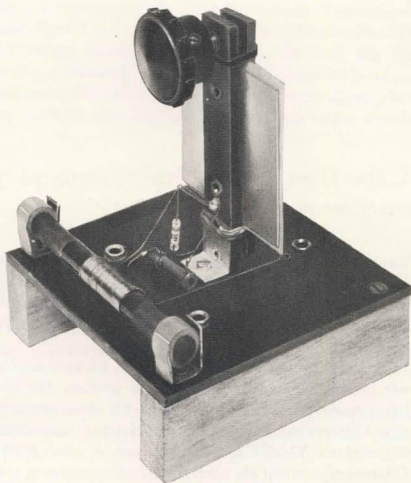


Bild 17  
Unser erster Rundfunkempfänger

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 Schwenkcondensators 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“.

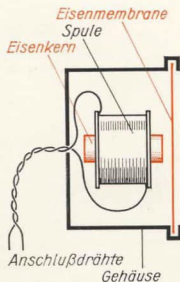


Bild 18  
Aufbau eines Kopfhörers

### 3. Das Herz unseres Experimentierplatzes – ein Stromversorgungsgerät

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

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 Anhanges können wir die wichtigsten Angaben der gebräuchlichen Trafokerne entnehmen. Wir wählen den Kern M 102a mit einem Querschnitt von  $12 \text{ cm}^2$  aus.

Nun können wir die Windungszahlen  $N$  für die einzelnen Wicklungen mit Hilfe der einfachen Beziehung  $N = n \cdot U$  berechnen. Der Faktor  $n$  gibt an, wieviel Windungen für 1 V erforderlich sind. Da die Sekundärleistung geringer als die Primärleistung ist, müssen wir sekundärseitig mehr Windungen für 1 V aufbringen als primärseitig. Wir entnehmen beide Faktoren dem Diagramm in Tafel 8 des Anhangs. Für unseren Querschnitt von  $12 \text{ cm}^2$  lesen wir  $n_p = 3,6$  und  $n_s = 3,8$   $\frac{\text{Windungen}}{\text{V}}$  ab.

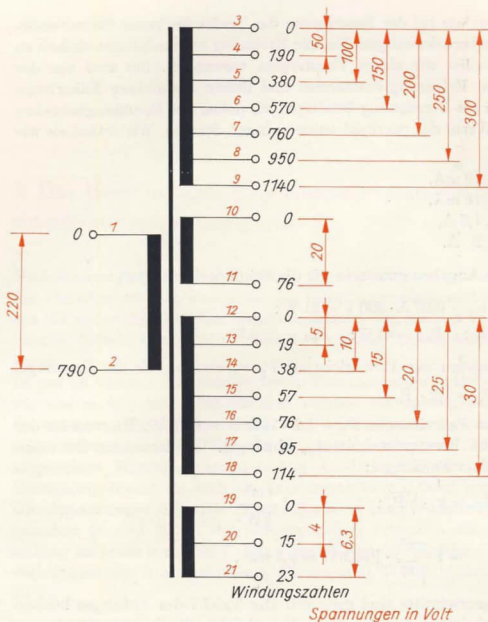
$$N_p = 3,6 \frac{\text{Windungen}}{\text{V}} \cdot 220 \text{ V} = 793 \text{ Windungen},$$

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

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

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 Draht-

querschnitt  $A$  abhängt. Das Verhältnis  $i = \frac{I}{A}$  wird als *Stromdichte* bezeichnet und soll in Spulen den Wert  $2,55 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$  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-

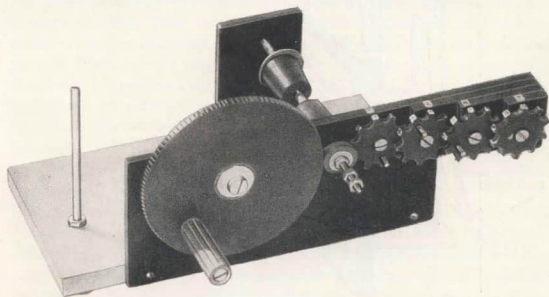


Bild 20  
Spulenwickel-  
vorrichtung mit Zähl-  
werk



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 Spulende wieder mit T-Band, schneiden den Draht lang genug ab, schieben Isolierschlauch darüber und stecken das isolierte Ende durch eine Öffnung der Stirnseite. Die Primärspule decken wir mit wenigstens zwei Lagen 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 Spulen-  
körpers mit Kern-  
blechen

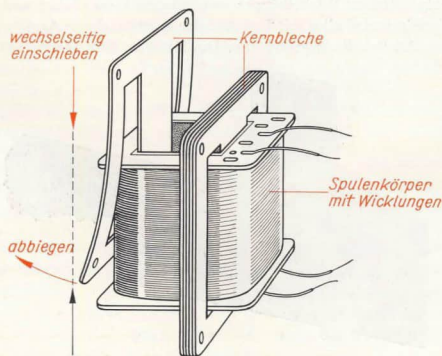
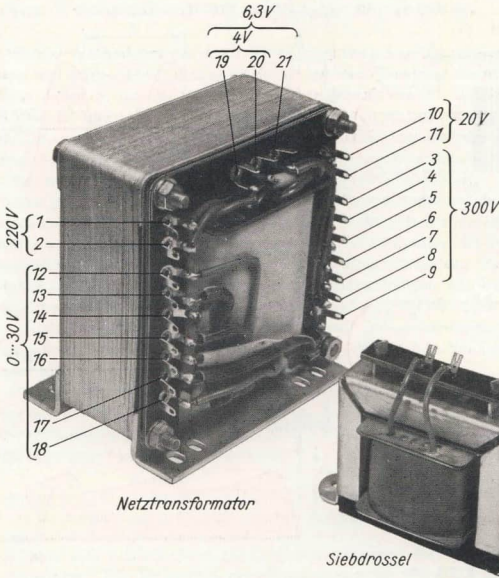


Bild 22  
 Unser Trafo und die  
 Siebdrossel



Netztransformator

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.

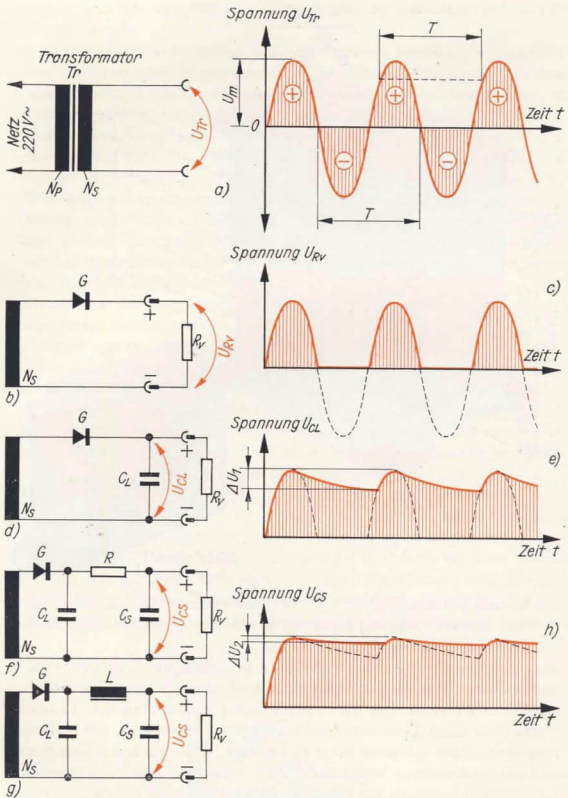
Zum gleichmäßigen Zusammendrücken brauchen wir noch zwei Druckstreifen aus 2 mm dickem Eisenblech und zum späteren Anschrauben des Transformators zwei Winkel aus dem gleichen Material. Vielleicht können wir diese Teile von defekten Trafos übernehmen, die in Rundfunkwerkstätten mitunter billig zu erstehen 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 Wechselspannung eine Gleichspannung:

- Wechselspannung am Ausgang eines Transformators,
- Einweg-Gleichrichterschaltung,
- Gleichgerichtete Wechselspannung,
- Gleichrichterschaltung mit Ladekondensator,
- Spannungsverlauf am Ladekondensator,
- Gleichrichterschaltung mit RC-Siebglied,
- Gleichrichterschaltung mit LC-Siebglied,
- Spannungsverlauf am Siebkondensator



Wechselspannung  $T = 2 \cdot \frac{1}{100} \text{ s} = \frac{1}{50} \text{ s}$ . Die Anzahl der Perioden in einer Sekunde nennt der Techniker *Frequenz*  $f$ . Ihre Maßeinheit ist das Hertz (abgekürzt Hz). Für unsere Wechselspannung 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  $\Delta U_1$  (sprich: delta-u-eins) bezeichnen wir als *Welligkeitsspannung* oder „*Brummspannung*“, weil er sich in einem mit dieser Spannung betriebenen Rundfunkgerät als störender Brummtön bemerkbar macht.

$\Delta U_1$  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  $\mu\text{F}$  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  $\Delta U_2$  können wir nach

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

$$\Delta U_2 = k_5 \cdot \frac{\Delta U_1}{L \cdot C_S}; \quad k_5 = 10^{-3} \text{ s}^2 \quad (\text{LC-Siebung}) \text{ berechnen.}$$

Ist das *Siebglied* richtig bemessen, wird die Brummspannung  $\Delta U_2$  verschwindend klein (Bild 23h). Wir wollen in unserem begonnenen Beispiel einen Siebkondensator von ebenfalls 50  $\mu\text{F}$  verwenden. Welche Induktivität ist notwendig, wenn  $\Delta U_2$  nur noch 0,1 V betragen soll?

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

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

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

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

Die Symbole bedeuten:

$N$ : Windungszahl der Spule,

$I$ : hindurchfließender Strom,

$L$ : Induktivität,

$A_{\text{Fe}}$ : 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

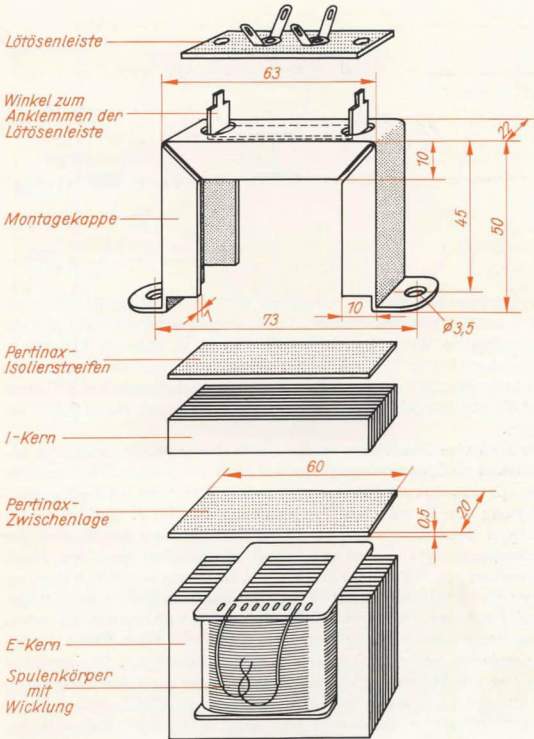
$$N = 5,6 \cdot 10^5 \frac{\text{A}}{\text{m}} \cdot \frac{0,5 \text{ mm}}{70 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = \frac{5,6 \cdot 0,5}{70} \cdot 10^5 = 4 \cdot 10^3 = 4000 \text{ Windungen}$$

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 cm<sup>2</sup> 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.

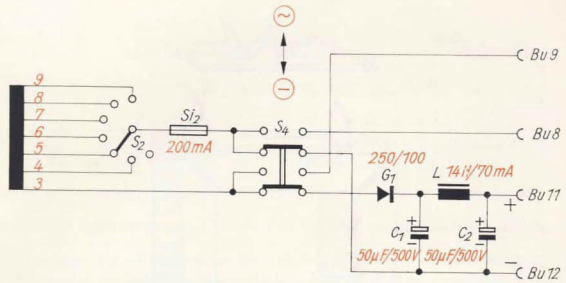




## Die Teilschaltungen des Stromversorgungsgerätes

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 zweipoliger 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)



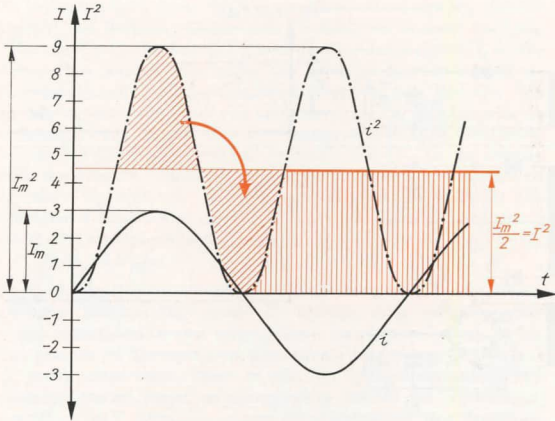
Als „elektrisches Ventil“ verwenden wir einen *Selengleichrichter* für 250 V und 100 mA (vgl. Bild 30). Die Spannungsangabe bezieht sich auf die anliegende Wechselspannung. Sie beträgt in unserem Fall 300 V. Man rechnet für ein Element des Selengleichrichters mit einer maximalen Wechselspannung von etwa 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 Gleichstromes  $I$  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:

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

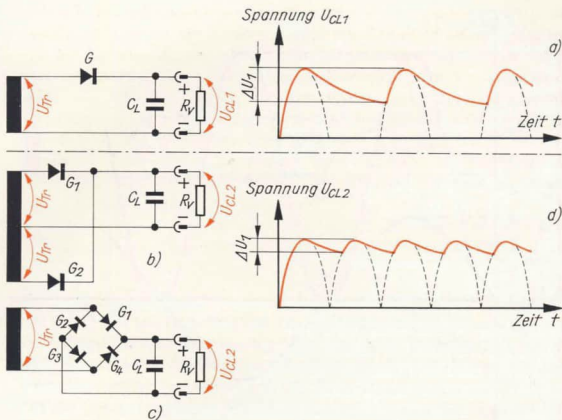
Die Maximalspannung unseres Transformators beträgt demnach  $U_m = \sqrt{2} \cdot 300 \text{ V} = 425 \text{ V}$ . Wie aus den Bildern 23c, e und h ersichtlich ist, lädt sich der Siebkondensator auf den Maximalwert der pulsierenden Gleichspannung auf. Damit wird uns verständlich, weshalb am Ausgang eine 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  $\Delta U_1$  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  $\Delta U_1$  (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 abflie. 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  $10 \text{ mA}$  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  $\times$  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

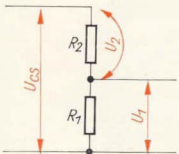
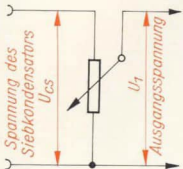
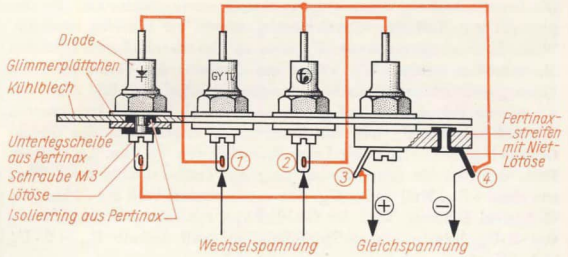


Bild 29

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 Mittelanschluß 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 k $\Omega$ . 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 k $\Omega$ /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  $\Delta U_2$  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 k $\Omega$ . 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.

## 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

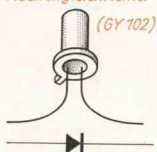
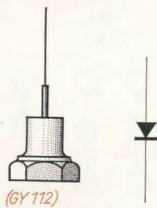
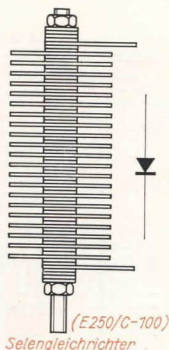
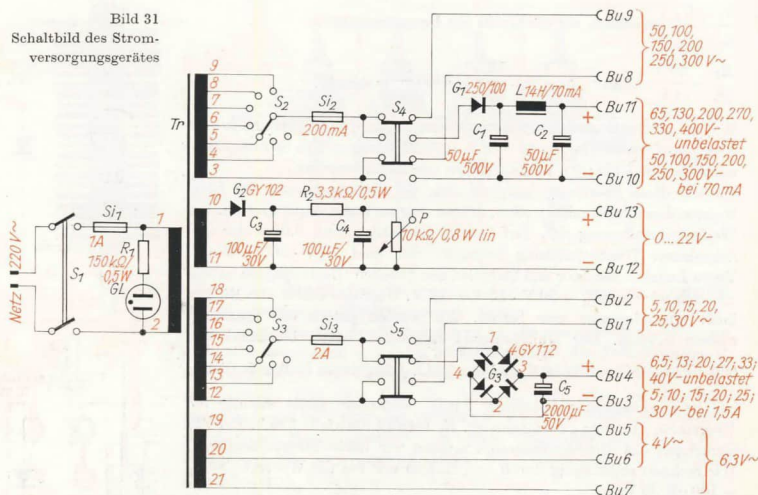


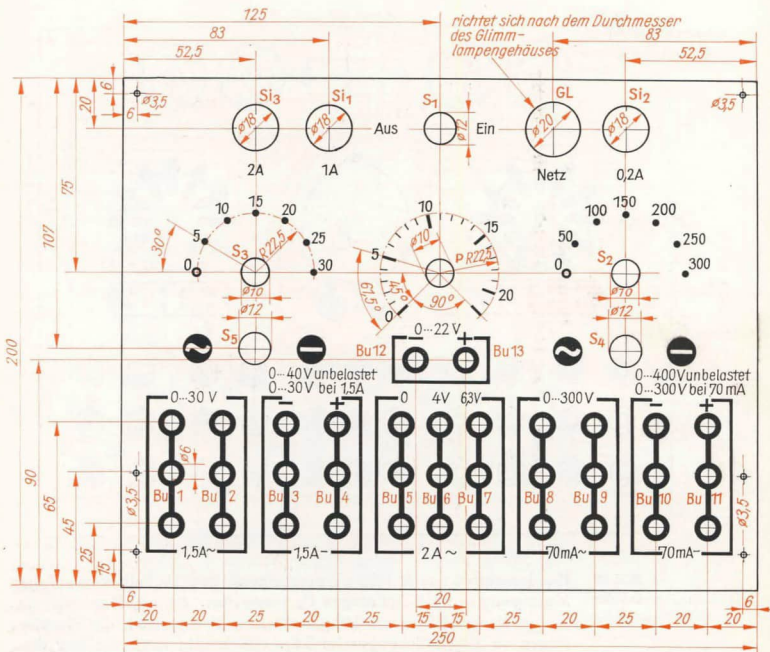
Bild 30  
Die Gleichrichter für das Stromversorgungsgerät

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 Apparateklammern 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 L<sub>0</sub> bezeichneten Bohrungen werden Lötösen genietet, bei L<sub>1</sub> und L<sub>2</sub> schrauben wir die Siebdrossel mit Schrauben und Muttern M3 an, in G findet der Selengleichrichter Platz. Die Bohrungen K<sub>1</sub> und K<sub>2</sub> 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 C<sub>1</sub> und C<sub>2</sub> ein, der 2000- $\mu$ F-Kondensator kommt – ebenfalls mit einer Anschlußscheibe versehen – in eines der Löcher C<sub>5</sub>. Im Mustergerät wurden zwei

Bild 32  
Das Negativ für die Frontplatte des Stromversorgungsgerätes



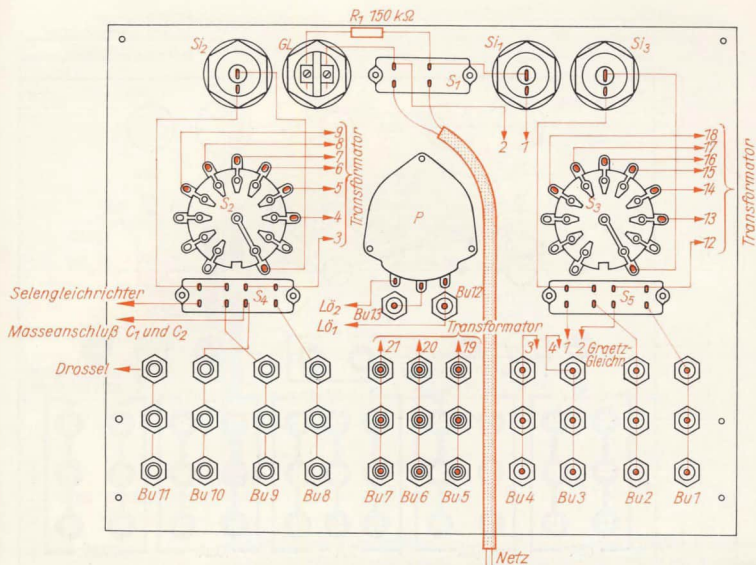


Bild 33  
Verdrahtungsplan der  
Frontplatte

Kondensatoren von je 1000  $\mu\text{F}$  parallelgeschaltet. Deshalb sind auf der Montageplatte zwei Bohrungen  $C_5$  vorgesehen. An  $L\ddot{o}_1$  l\ddot{o}ten wir die beiden kleinen Elkos von 100  $\mu\text{F}$  mit dem Minuspol an, die Pluspole f\ddot{u}hren zu  $L\ddot{o}_2$  beziehungsweise  $L\ddot{o}_3$ . Gleichzeitig l\ddot{o}ten wir hier den Siebwiderstand von 3,3  $k\Omega$  mit fest. Die Germaniumdiode GY 102 liegt zwischen  $L\ddot{o}_4$  und  $L\ddot{o}_3$ . Die „Geh\ddot{a}usenase“ mu\ddot{B} dabei zu  $L\ddot{o}_4$  zeigen. W\ddot{a}hrend des Einl\ddot{o}tens der Diode fassen wir die jeweilige Anschlu\ddot{B}fahne dicht an der L\ddot{o}tstelle mit einer Flachzange. Wir verhindern damit ein \ddot{u}berm\ddot{a}\ddot{B}iges Erw\ddot{a}rmen oder gar Zerst\ddot{o}ren des sehr temperaturempfindlichen Halbleiters. Wir l\ddot{o}ten deshalb auch so rasch wie m\ddot{o}glich. Auf der Unterseite der Montageplatte l\ddot{o}ten wir dann an die Pluspole der beiden Kondensatoren von 50  $\mu\text{F}$  je einen Draht an. Durch die Bohrung D f\ddot{u}hren die zwei Dr\ddot{a}hte zur Drossel; ein dritter verbindet den positiven Pol des Lade-Elkos der Niederspannung mit dem Anschlu\ddot{B} 3 des Graetz-Gleichrichters. Den Geh\ddot{a}useanschluf\ddot{B} des Lade-Elkos verbinden wir mit der L\ddot{o}t\ddot{o}se 4 (vgl. Bild 28). Abschlie\ddot{B}end l\ddot{o}ten wir einen Draht zwischen dem Drosselanschluf\ddot{B} nahe  $L_1$  und der unteren Anschlu\ddot{B}fahne des Selen-gleichrichters ein.

Nun m\ddot{u}\ddot{S}sen wir zun\ddot{a}chst die L\ddot{o}tarbeiten unterbrechen und weitere Bauteile herstellen. Das Bohrschema der Grundplatte entnehmen wir Bild 35. Zwei Winkel nach Bild 36 aus 1 mm dickem Eisenblech ver-



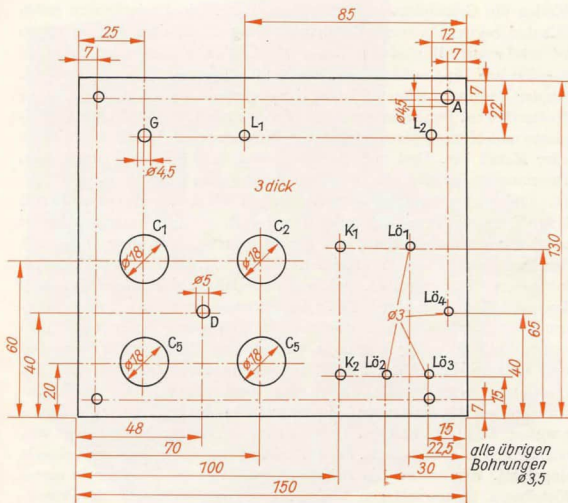


Bild 34  
Die Montageplatte für  
das Stromversorgungs-  
gerät

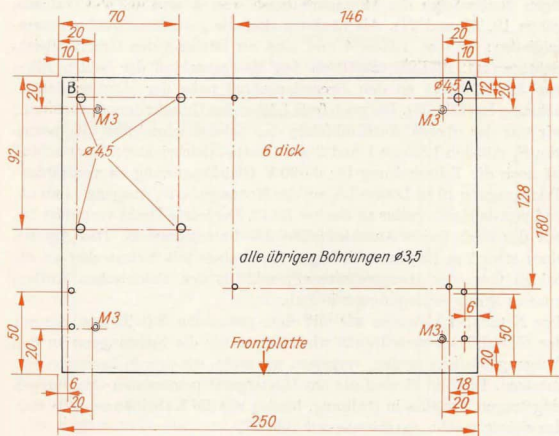


Bild 35  
Die Grundplatte des  
Stromversorgungs-  
gerätes

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

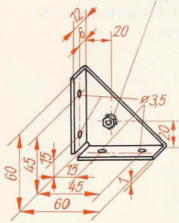


Bild 36

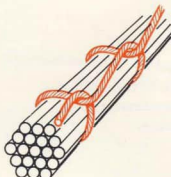
Die Winkel zum Verschrauben der Grundplatte mit der Frontplatte

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.

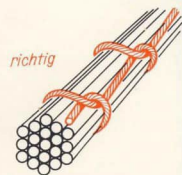
Die Endmontage verläuft folgendermaßen: Wir setzen eine etwa 20 mm lange Schraube M4 in Loch A der Grundplatte ein, schieben einen Winkel so über den Gewindegang, daß der freie Schenkel in einer Ebene mit der Dreieckfläche des Frontplattenwinkels liegt, stecken das Abstandsklötzchen mit der großen Bohrung 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  $\mu$ 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  $L_3$  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

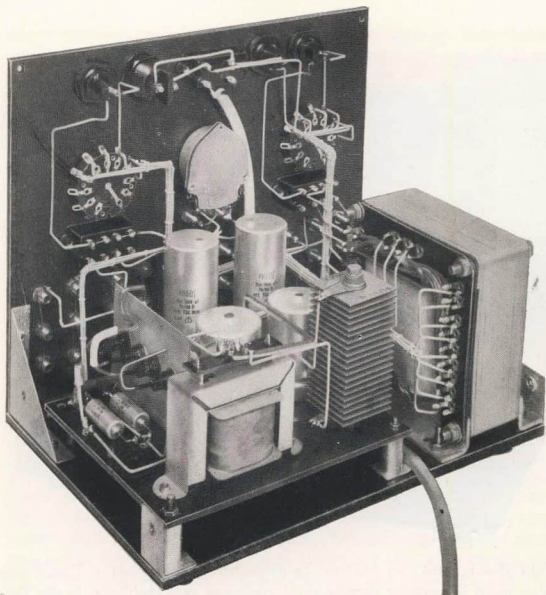


Bild 38  
Blick in das Innere des  
Stromversorgungs-  
gerätes

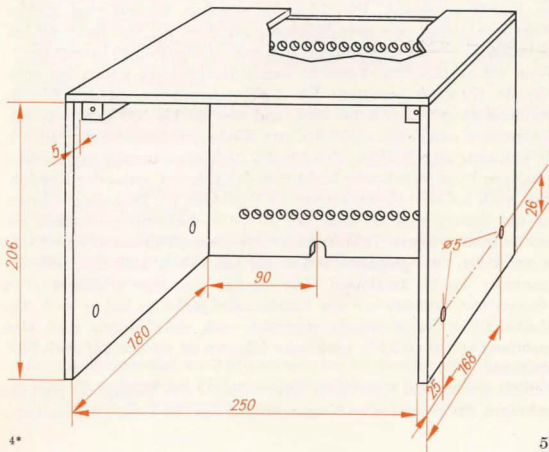


Bild 39  
Die Abmessungen des  
Gehäuses für das  
Stromversorgungs-  
gerät

Bild 40  
Unser Strom-  
versorgungsgerät

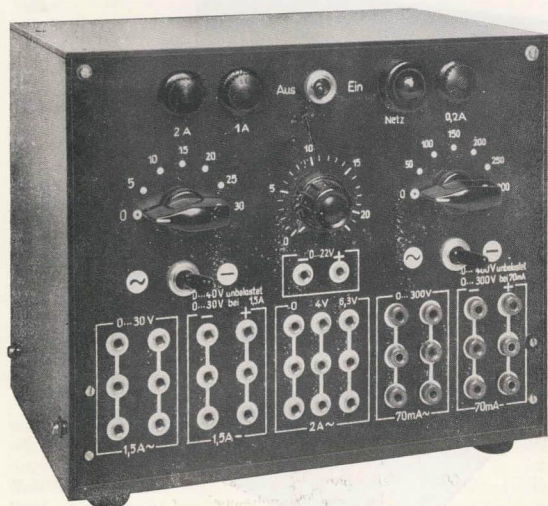


Bild 38 zeigt uns den Aufbau des Stromversorgungsgerätes. Damit dies alles nicht übermäßig verstaubt oder wir gar unbeabsichtigt in die Verdrahtung greifen, bauen wir noch ein Gehäuse. Die Abmessungen sind aus Bild 39 ersichtlich. Die Rückseite versehen wir mit zwei Reihen Bohrungen, damit eine gute 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  $\Omega$  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  $50 \text{ k}\Omega/1 \text{ W}$  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 geklebtes Stück Zeichenkarton erhält die Aufschrift:

**Achtung!**  
**Entladezeit länger**  
**als 1 Minute**

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 Wechselspannungen über 42 V sind lebensgefährlich.<sup>1</sup> 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!*

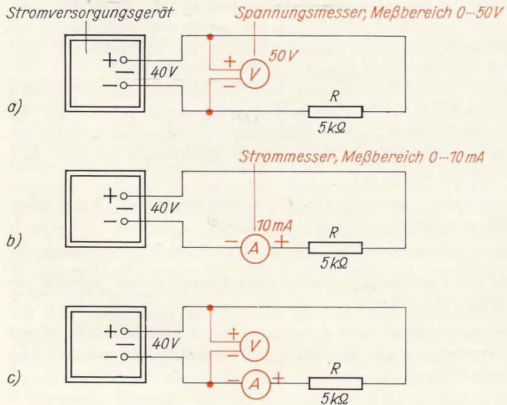
<sup>1</sup> Zur Information über die Bestimmungen für das Errichten von Starkstromanlagen sei verwiesen auf VDE 0100, VDE 0100 Z und VDE 0101 Ü, besonders VDE 0100, III, A: Schutzmaßnahmen.



## 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 Meßinstrument<sup>1</sup>. 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



<sup>1</sup> 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.

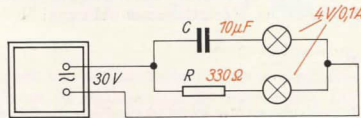


Bild 42  
Kondensator und Ohmscher Widerstand an Gleich- und Wechselspannung

Ein Ohmscher Widerstand von  $330 \Omega$  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  $30 \text{ V}$ . 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  $30 \text{ V}$ . Jetzt brennen zu unserer Überraschung beide Lämpchen etwa gleichhell. Unser Kondensator hat im Wechselstromkreis *scheinbar* einen Widerstand von etwa  $300 \Omega$ , 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-

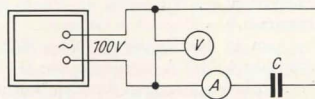


Bild 43  
Wir ermitteln den kapazitiven Widerstand

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 $\mu\text{F}$	$U_{\sim}$ 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  $300 \Omega$  groß sein muß. Die Frequenz unseres Wechselstromes beträgt  $50 \text{ Hz}$ . Wir erhalten

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

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  $6 \text{ V}$ . In einem Lampenzweig liegt die Experimentierspule mit  $600$  Windungen.

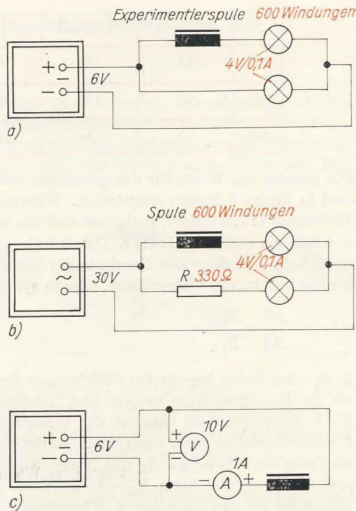


Bild 44  
 Versuche mit unserer  
 Experimentierspule:  
 a) Die Spule im  
 Gleichstromkreis,  
 b) Spule und  
 Ohmscher Widerstand  
 an Wechselspannung,  
 c) wir ermitteln die  
 „Widerstände“  
 unserer Spule

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  $330 \Omega$  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  $R = \frac{U}{I} = \frac{6 \text{ V}}{0,64 \text{ A}}$

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

$N$	$U_{\sim}$ in V	$I_{\sim}$ in mA	$R_L$ in $\Omega$
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

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



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

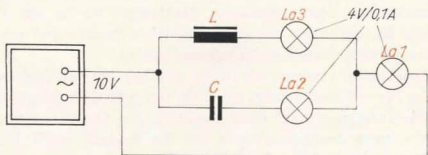


Bild 46  
Spule und Kondensator  
an Wechselspannung

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 –  $341 \Omega$ , der kapazitive  $318 \Omega$ .  $La2$  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:

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

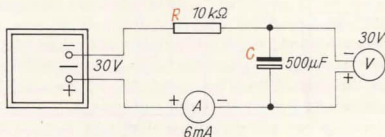


Bild 47  
Wir laden einen  
Kondensator auf

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 Spannungs-kurve 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 49 a 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

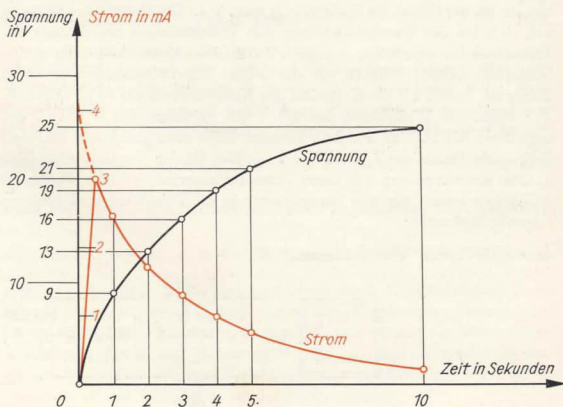
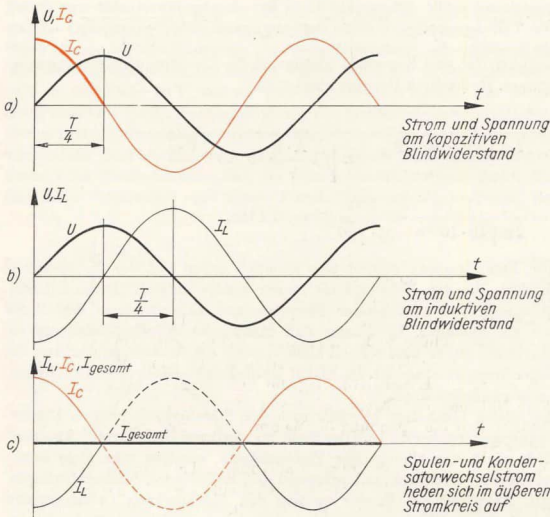


Bild 49  
Zur Phasenbeziehung  
zwischen Strom und  
Spannung



vorans. 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.

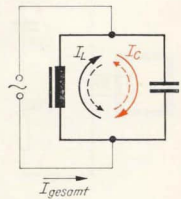


Bild 50  
 $I_L$  gleich  $I_C$  gleich  
Schwingkreisstrom

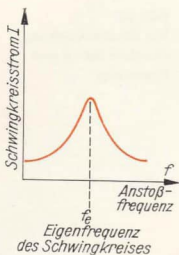


Bild 51  
Resonanzkurve eines  
Schwingkreises

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

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 Skala 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  $\mu\text{F}$ , sein kapazitiver Widerstand für 50 Hz demnach 1,61 k $\Omega$ . Etwa ebensogroß soll der Wert des Ohmschen Widerstandes sein. Wir schalten zu diesem

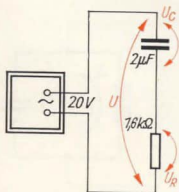


Bild 52  
Widerstand und  
Kondensator an  
Wechselspannung

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

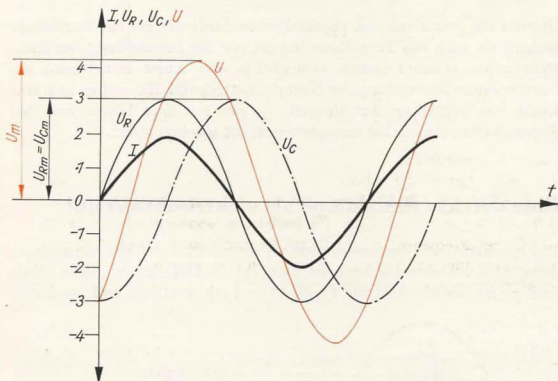


Bild 53  
Teilspannungen und Gesamtspannung für die Reihenschaltung eines Wirkwiderstandes mit einem gleichgroßen Blindwiderstand

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 farbige 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.



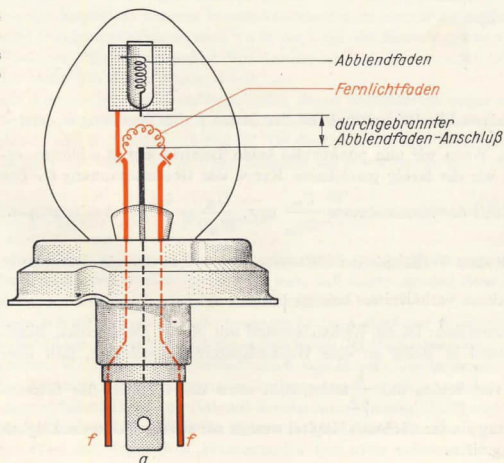
## 5. Versuche mit Elektronenröhren

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 Abblendfaden durchgebrannt ist (vgl. Bild 54). Biluxlampen haben zwei getrennte Wendeln für Fernlicht und Abblendlicht und werden in

Bild 54  
Eine defekte Bilux-  
lampe dient uns als  
Elektronenröhre



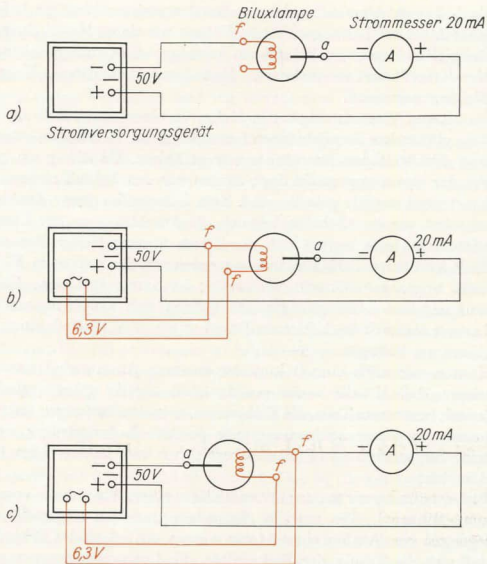


Bild 55  
 Versuche mit der Biluxlampen-Röhre:  
 a) Der Stromkreis ist innerhalb der Lampe unterbrochen; es fließt kein Strom. b) Sobald der Fernlichtfaden aufglüht, zeigt das Meßgerät einen Stromfluß an. c) Liegt der positive Pol an der glühenden Elektrode, fließt kein Strom

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 Wechselfspannung 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

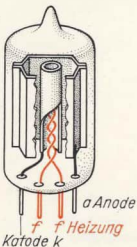
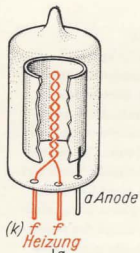


Bild 56  
Aufbau und Schalt-  
zeichen von Dioden

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  $a$  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.

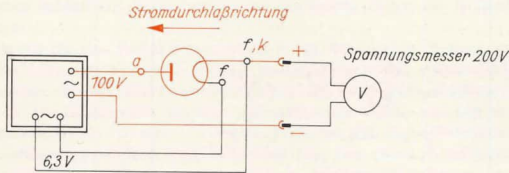


Bild 57  
Die Biluxlampe als  
Gleichrichter

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 mm  $\times$  150 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

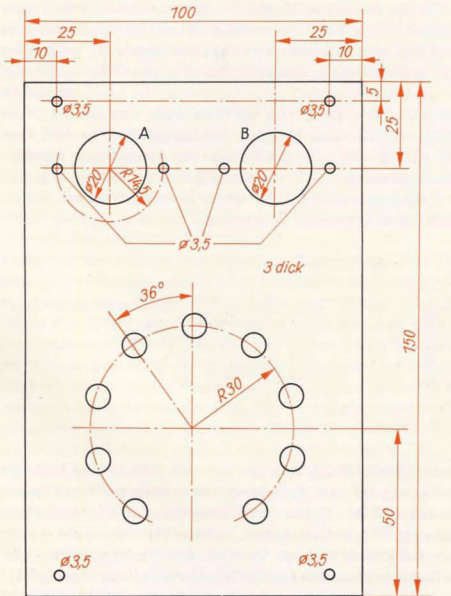
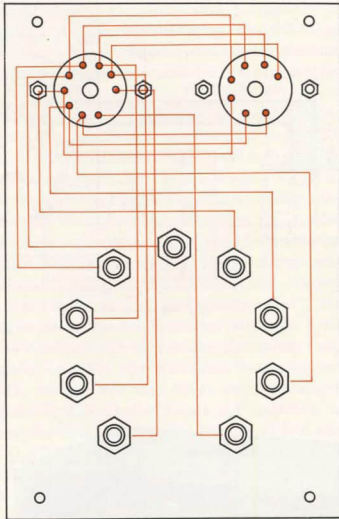




Bild 59  
Verdrahtungsplan des  
Röhrenbrettes



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 punktwise aufnehmen und die erhaltenen Wertepaare in ein Diagramm übertragen. Als Diode verwenden wir beispielsweise die Zweiweg-Gleichrichteröhre 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

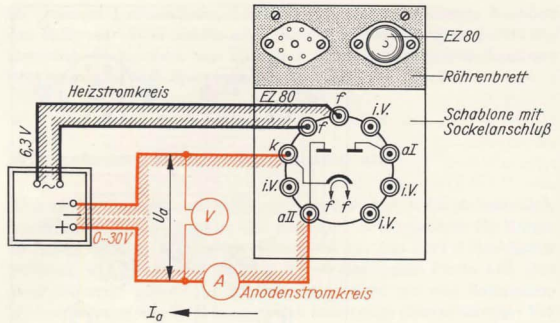
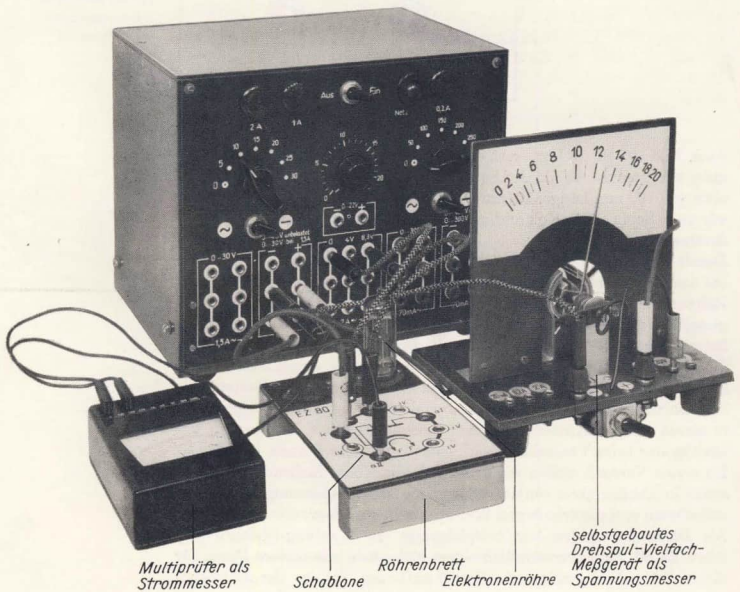


Bild 61  
Der Versuchsaufbau zur Kennlinienaufnahme



Heizung sind Heizstromkreis und Anodenstromkreis galvanisch getrennt. Als Heizspannung dient die Wechselspannung 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 –, verlief 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.

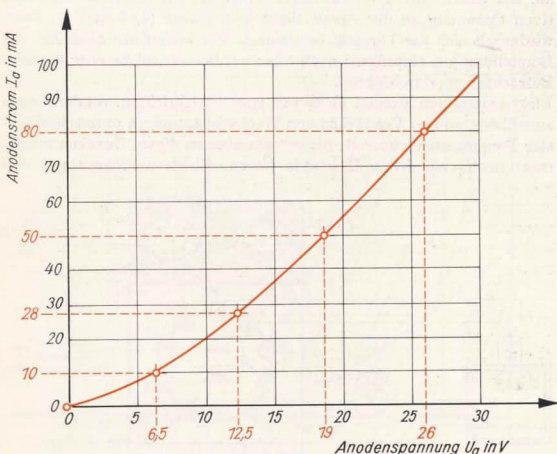


Bild 62  
Anodenstrom-  
Anodenspannungs-  
Kennlinie der Diode  
EZ 80

Bild 63  
Zur Gleichrichter-  
wirkung der Diode

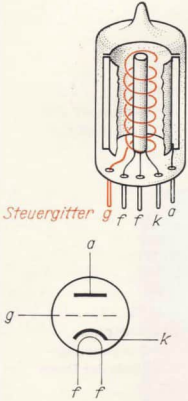
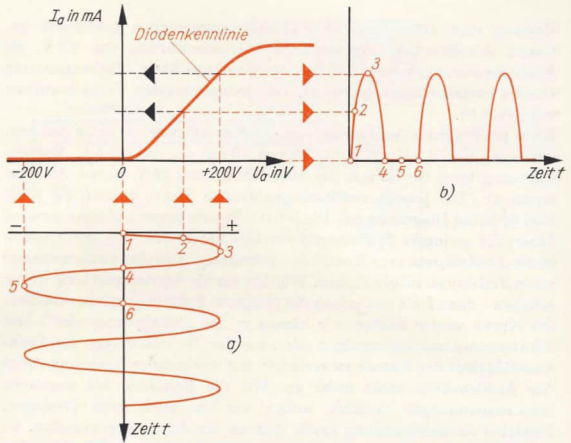
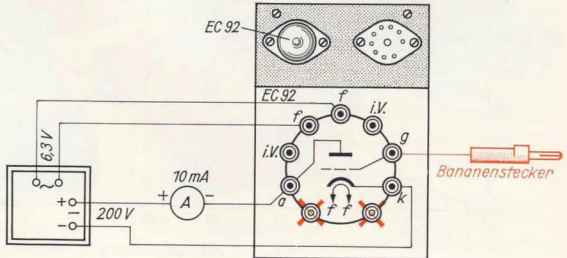


Bild 64  
Aufbau und Schalt-  
zeichen der Triode

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

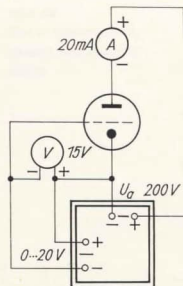


Bild 66  
Schaltung zur Aufnahme der Triodenkennlinie

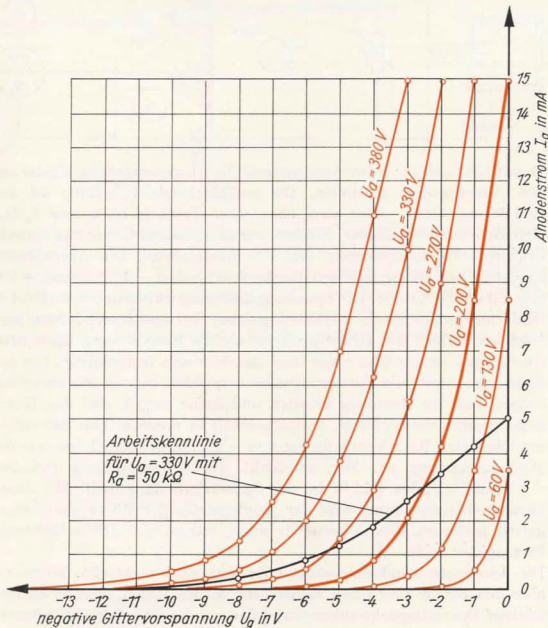


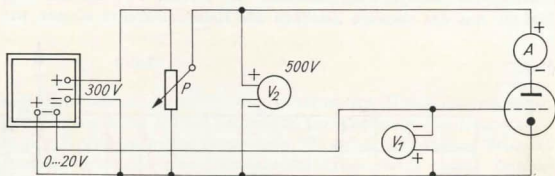
Bild 67  
Anodenstrom-Gitterspannungs-Kennlinien der Triode EC 92 für verschiedene Anodenspannungen und Arbeitskennlinie



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 $\Omega$  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 Wechsellspannung 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 (verhältnismäßige) Anodenstromänderung hervorrufen. Sobald das Gitter positiver als die Katode wird, fließt aber ein Strom über das Gitter, der dem Anodenstrom verlorenggeht. 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 Wechsellspannung 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.

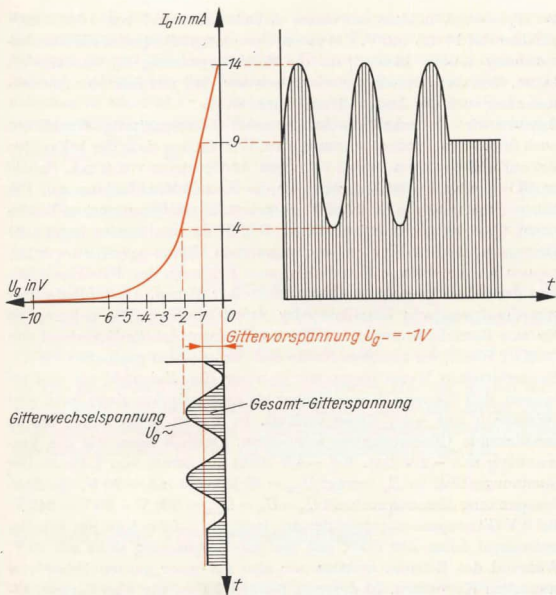


Bild 69  
Die Gitterspannung steuert den Anodenstrom

Damit haben wir eine Möglichkeit, niedrige Wechselfspannungen 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.

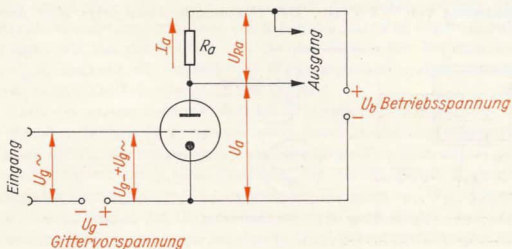


Bild 70  
Grundsätzliche Schaltung eines Verstärkers

Bei  $I_a = 4 \text{ mA}$  müßten an einem Arbeitswiderstand von  $10 \text{ k}\Omega$   $40 \text{ V}$  abfallen, bei  $14 \text{ mA}$   $140 \text{ V}$ . 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.

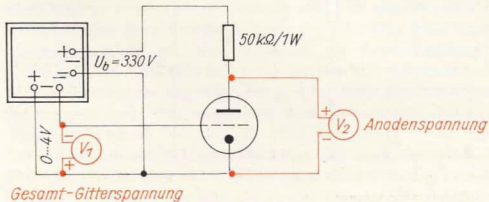
Schauen wir uns deshalb die Anodenstrom-Gitterspannungs-Kennlinien noch für andere Anodenspannungen an. Wir nehmen sie in der bekannten Art auf und beginnen jeweils bei einem Anodenstrom von  $0 \text{ mA}$ . Sobald er  $15 \text{ mA}$  erreicht hat, brechen wir die Kennlinienaufnahme ab. Für höhere 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  $330 \text{ V}$  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  $-4 \text{ V}$  linear verläuft. In diesem Bereich darf die verstärkende Gitterspannung schwanken. Deshalb legen wir die Vorspannung mit  $-2 \text{ V}$  fest. Bei  $-4 \text{ V}$  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  $0 \text{ V}$  Gitterspannung steigt der Anodenstrom auf  $5 \text{ mA}$  an, am Arbeitswiderstand fallen  $250 \text{ V}$  ab, und die Anodenspannung sinkt auf  $80 \text{ V}$ . Während des Betriebs arbeiten wir also auf einer ganzen Schar von statischen Kennlinien. In unserem Beispiel haben wir eine Gitterspannungsänderung von  $4 \text{ V}$  angenommen. Die Spannung am Arbeitswiderstand schwankt daraufhin zwischen  $90$  und  $250 \text{ V}$ , also um  $160 \text{ V}$ . 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  $-4 \text{ V}$  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 $\Omega$ . 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 $\Omega$ , 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 $\Omega$  und 1 M $\Omega$ . Für unsere Schaltung legen wir ihn mit 500 k $\Omega$  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-Brumnton 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.

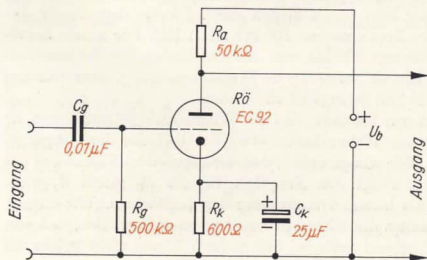
Im allgemeinen sind Gitterkondensatoren in Tonfrequenz- oder Niederfrequenzverstärkern – kurz *NF-Verstärker* genannt – zwischen 0,1 und 0,02  $\mu\text{F}$  groß. Wir könnten nun den Verstärker aufbauen, aber eines gefällt uns im Bild 70 noch nicht: die gesonderte Gitterspannungsquelle. Erzeugen wir 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

$$\text{beträgt also } \frac{16 \text{ V}}{0,01 \text{ V}} = 1600. \text{ Wir erkennen, daß sich bei einem mehr-$$

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  $C_{g2}$

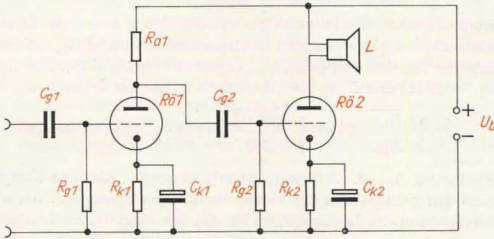
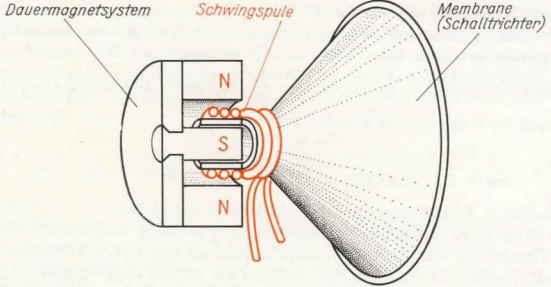


Bild 73  
Zweistufiger  
NF-Verstärker mit  
Trioden

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  $20 \Omega$  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  $3 \text{ W}$  reicht bei einem Lautsprecherwiderstand von  $5 \Omega$  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  $3 \text{ mA}$  (vgl. die Arbeitskennlinie im Bild 67). Das entspricht einem Anodenwechselstrom von

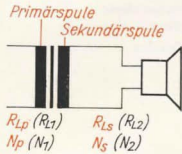


Bild 75  
Ein Lautsprecherüber-  
trager paßt Wider-  
stände an

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

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

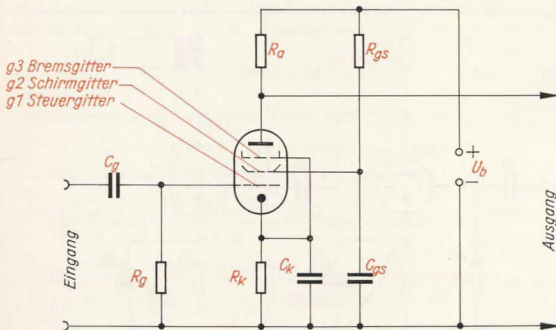


Bild 76  
Die Pentode als  
Verstärker



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:

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

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

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

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

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

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

betragen. Wir wählen den Kern EI 66 mit 4,8 cm<sup>2</sup> 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

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

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

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



brauchen wir einen Draht von

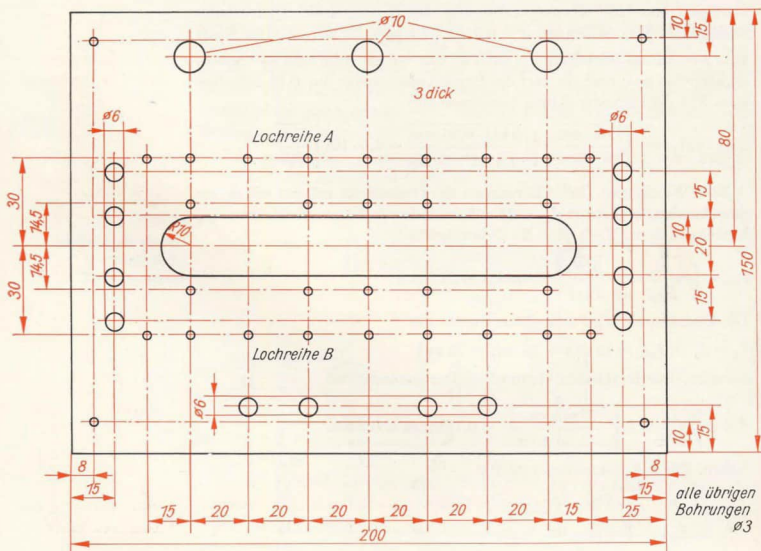
$$d = 2 \sqrt{\frac{0,775 \text{ A}}{2,55 \text{ A} \cdot \pi}} \text{ mm} = 0,627 \text{ mm} \approx 0,7 \text{ mm}.$$

Zum Anpassen des Primärwiderstandes  $R_{L,p} = 5 \text{ k}\Omega$  an den Sekundärwiderstand  $R_{L,s} = 5 \Omega$  muß die Sekundärspule

$$N_s = N_p \cdot \sqrt{\frac{R_{L,s}}{R_{L,p}}} = 3320 \cdot \sqrt{\frac{5 \Omega}{5 \text{ k}\Omega}} = 105 \text{ Windungen bekommen.}$$

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



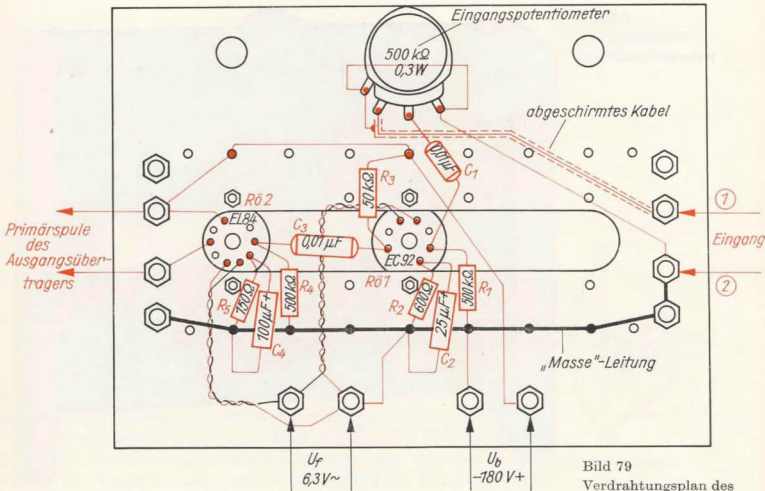


Bild 79  
Verdrahtungsplan des  
NF-Verstärkers  
Bild 80  
So verschrauben wir  
die Aufgawinkel mit  
der Montageplatte

Zum Aufbau unseres Verstärkers verwenden wir ein *Experimentierchassis*. Eine 150 mm × 200 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 waagerechtes 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 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. Abschirmgeflecht und Poten-

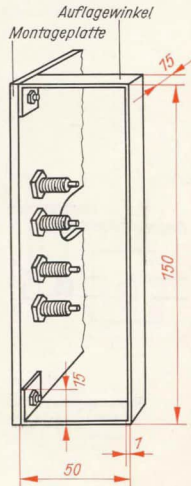
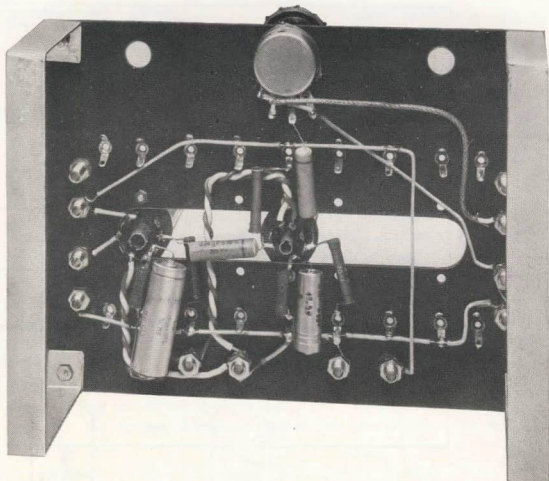


Bild 81  
Versuchsaufbau  
unseres Verstärkers



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 Brumnton, 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.

Im nächsten Versuch bauen wir eine *Mikrofonanlage* auf. Die Schaltung entnehmen wir Bild 83. Als Mikrofon verwenden wir eine Kohlekapsel, wie sie auch in Fernsprechgeräten 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

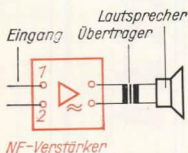


Bild 82  
Baugruppensymbol  
„NF-Verstärker“

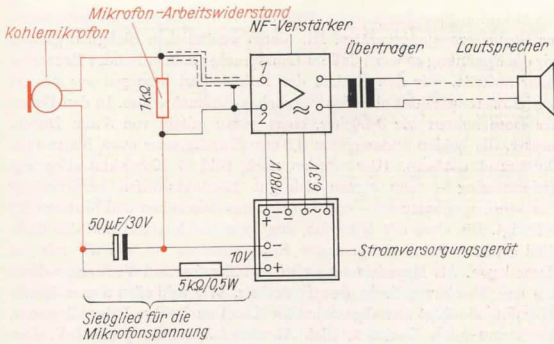


Bild 83  
Schaltung unserer  
Mikrofonanlage

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.

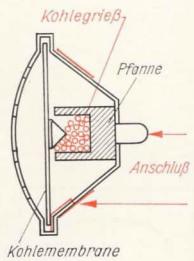


Bild 84  
Aufbau eines Kohlemikrofons

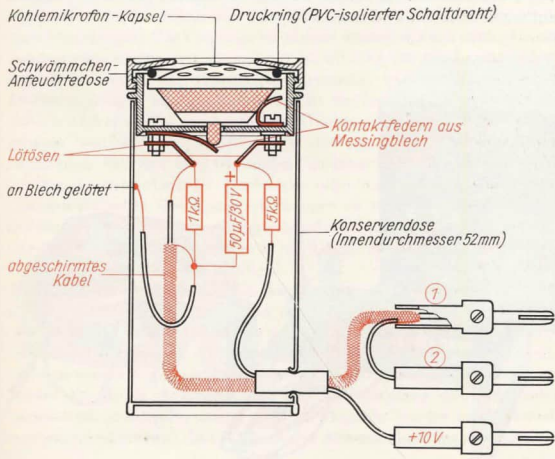


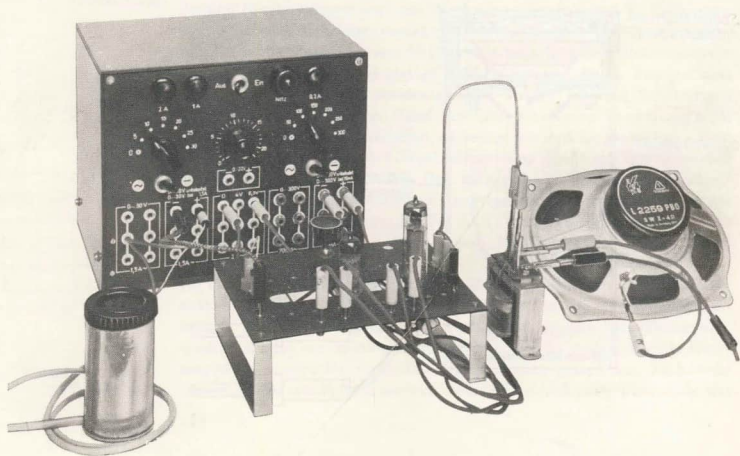
Bild 85  
Schnitt durch unser  
Handmikrofon



Als Mikrofon-Spannungsquelle dient der Niederspannungsausgang unseres Stromversorgungsgerätes. Mit einem zusätzlichen Siebglättglied wird die Spannung so weit, daß im Lautsprecher kein störendes Brummen mehr auftritt. Für den Einbau der Kohlekapsel besorgen wir uns im Schreibwarengeschäft eine Schwämmchen-Anfeuchtungsdose. 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  $k\Omega$  ein. Im Bild 86 können wir unseren Mikrofon-Versuchsaufbau betrachten. Und nun viel Spaß!

Bild 86  
Unsere Mikrofonanlage





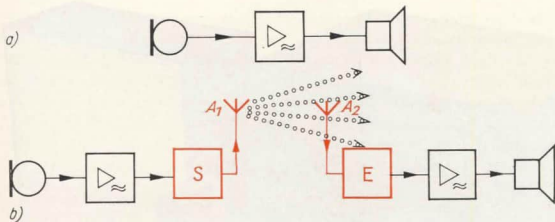


Bild 87  
Aus der Mikrofon-  
anlage (a) wird eine  
Rundfunkanlage (b)

Während wir in unserer Bastelecke 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 87 a sehen wir die einfachste Darstellungsmöglichkeit der Mikrofonanlage: ein *Blockschaltbild*. Nur der Signalfuß 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  $A_1$*  *elektromagnetische Wellen* abstrahlt.

Eine Empfangsantenne  $A_2$  nimmt diese Strahlung auf und leitet sie zum *Empfänger E*. Hier erfolgt die Rückverwandlung in Spannungsschwankungen, die in der bekannten Art über den Verstärker auf den Lautsprecher gelangen. Die Vorgänge im Sender werden wir uns noch genauer ansehen; wir wollen erst einmal ein Rundfunkgerät für Lautsprecherbetrieb aufbauen. Als Empfänger verwenden wir unseren einfachen Diodenempfänger und schließen ihn an Stelle des Mikrofons an den NF-Verstärker an. Lautsprecher samt Übertrager bauen wir in ein Holzgehäuse von 210 mm × 240 mm × 100 mm ein. Die Frontplatte erhält nach Bild 88 a 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 88 b). 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

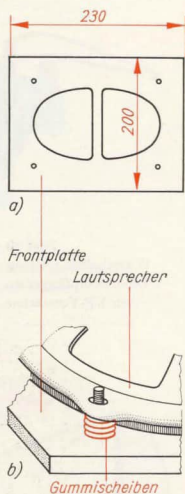


Bild 88  
Zum Aufbau des Laut-  
sprechergehäuses:  
a) So bearbeiten wir  
die Schallwand,  
b) Zwischen Front-  
platte und Laut-  
sprecher legen wir  
Gummischeiben

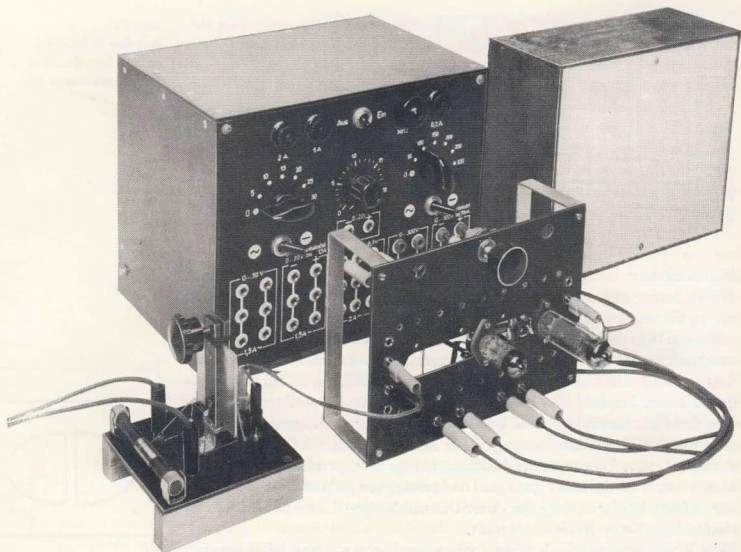


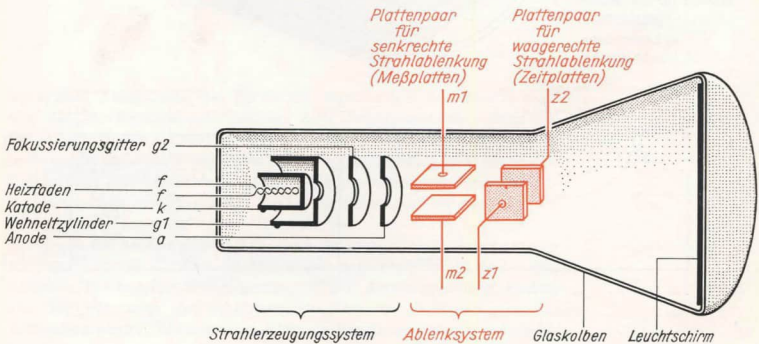
Bild 89  
Wir schalten unseren  
Diodenempfänger an  
den NF-Verstärker

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

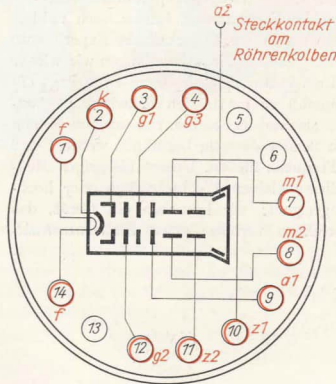
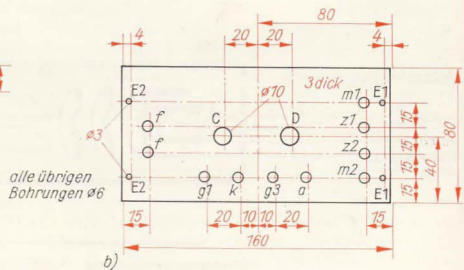
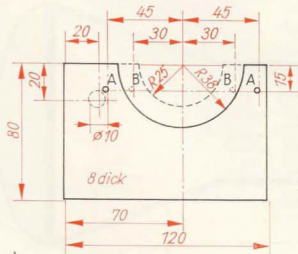


Bild 92  
Der Experimentier-  
ständer für die Oszillo-  
grafenröhre:  
a) Lagerböcke,  
b) Anschlußplatte



a)

b)

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

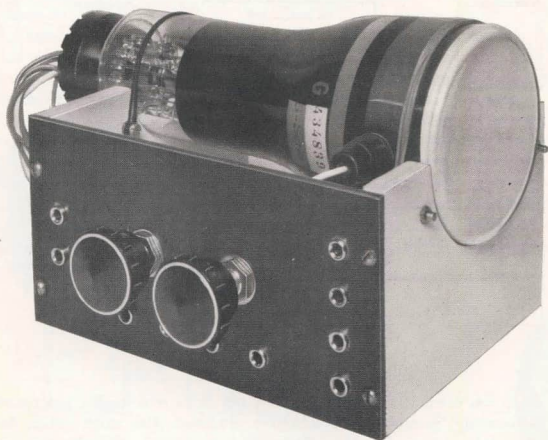


Bild 93  
Unser Experimentier-  
ständer

der großen Aussparung, bei E2 an den mit der kleinen. Bild 93 zeigt den fertigen Experimentierständer. Zwei Schnippschläuche halten die Röhre fest. In den 6-mm-Bohrungen der Anschlußplatte sitzen Telefonbuchsen, in Bohrung C ein Potentiometer von 250 k $\Omega$ , in D eines von 1 M $\Omega$ . 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 ausgefranzten Leucht-



Bild 94  
Schaltbild des  
Experimentierständers

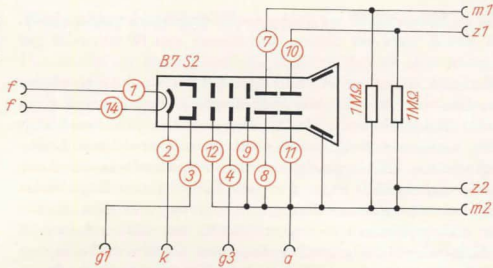
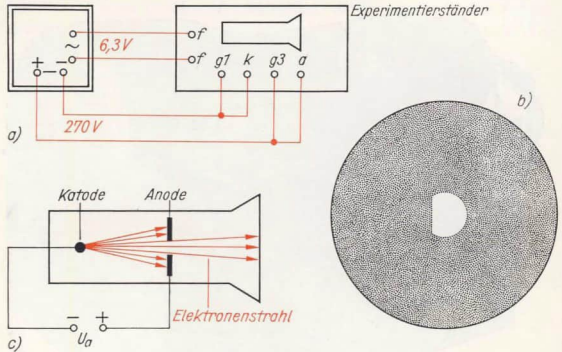
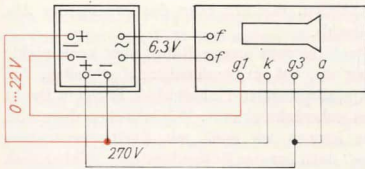


Bild 95  
Erzeugung eines  
Elektronenstrahls:  
a) Schaltung,  
b) Schirmbild,  
c) Oszillografenröhre  
als Diode geschaltet

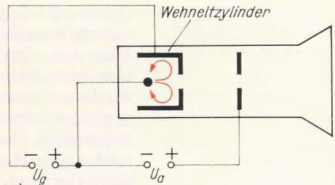


fleck von etwa 10 mm Durchmesser, der links oder rechts (oder auch beiderseitig) geradlinig abgeschnitten erscheint. Das rührt daher, daß der noch nicht gebündelte Elektronenstrahl das senkrecht stehende Plattenpaar streift. Die aus der Katode austretenden Elektronen werden von den Gittern  $g_2$  und  $g_3$ , 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.

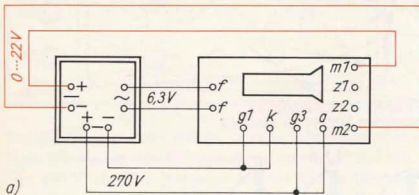
Den dritten Versuch dieser Serie bauen wir nach Bild 97 a auf. Die stetig veränderliche Gleichspannung liegt jetzt am hinteren Plattenpaar (siehe dazu auch Bild 90). Sobald wir die Spannung erhöhen, wandert der Leuchtfleck nach oben (vgl. Bild 97 b), weil die obere Platte jetzt positiver aufgeladen wird 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

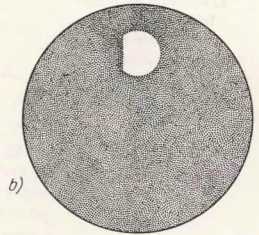
- Hellsteuerung des Elektronenstrahls:  
 a) Schaltung,  
 b) Der Wehneltzylinder wirkt wie ein Steuergitter

Bild 97

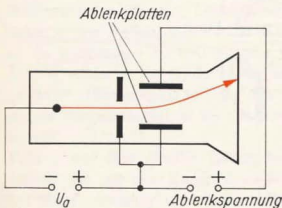
- Ablenkung eines Elektronenstrahls:  
 a) Schaltung,  
 b) Schirmbild,  
 c) Prinzip der Ablenkung,  
 d) Zusammenhang zwischen elektrischem Feld und Ablenkrichtung



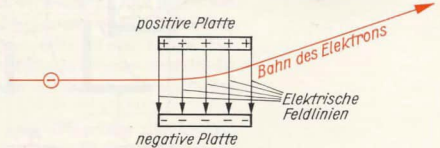
a)



b)



c)



d)

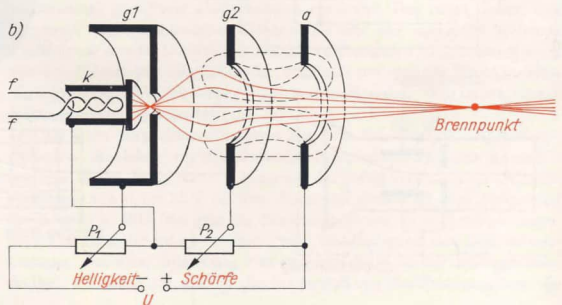
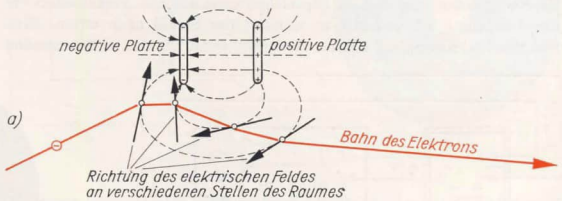
liegende Plattenpaar anschließen. Bild 97c zeigt das Prinzip der Ablenkung eines Elektronenstrahls.

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 Randfeld eines geladenen Plattenpaars,  
b) Elektronenoptische Linse in Scheibenanordnung



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 k $\Omega$ , den zu g3 führenden an den von 1 M $\Omega$ . Bild 99 zeigt, wie wir den Spannungsteiler verdrahten. Das Potentiometer zur Helligkeitseinstellung

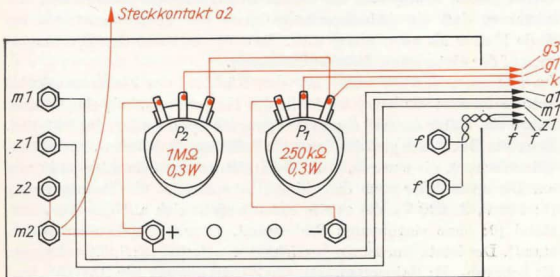
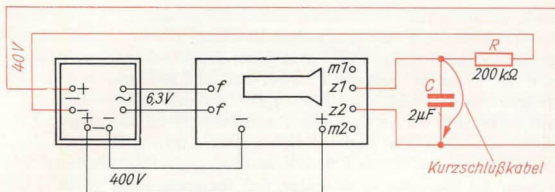


Bild 99  
So verdrahten wir den Spannungsteiler des Experimentierständers

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-

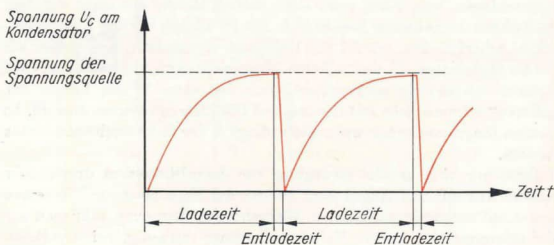
Bild 100  
Die Ladespannung  
eines Kondensators  
lenkt den Elektronen-  
strahl zeitabhängig ab



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 S51/10 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 S51/10 S liegt bei  $U_z \approx 90\text{ V}$ , die Löschspannung 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 Spannungsverlauf unserer  
Zeitablenkschaltung  
ungefähr aus





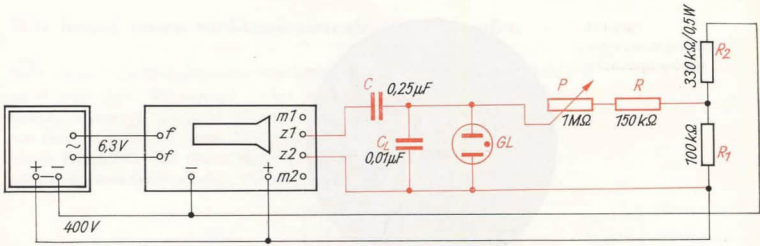


Bild 102  
Ein Glimmlampen-  
kippergerät als Zeit-  
ablenkschaltung

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 Spannungsteiler-Widerstand  $R_1$  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.

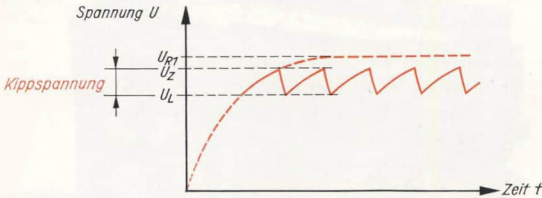


Bild 103  
Spannungsverlauf am  
Ladekondensator  $C_L$

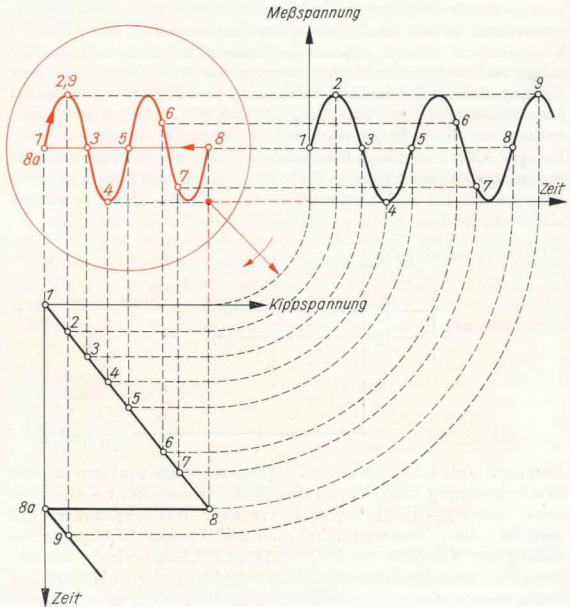
Nun legen wir an die noch freien Meßplattenanschlüsse  $m1$  und  $m2$  eine Wechselspannung von 5 V. Auf dem Bildschirm erscheint – allerdings etwas verzerrt – die bekannte Kurve einer Wechselspannung (vgl. Bild 104). Die Verzerrung rührt vom nichtlinearen Kippspannungsanstieg her. Mit Hilfe des Potentiometers  $P$  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.

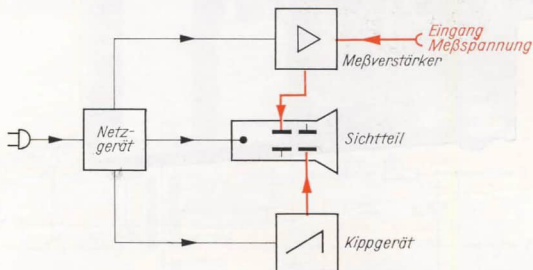


Bild 106  
Blockschaltbild eines  
Oszillografen

### 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-

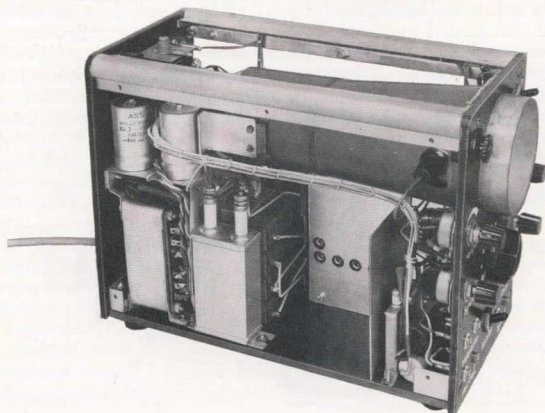


Bild 107  
Ansicht des Oszillografenaufbaus von links

Bild 108  
Ansicht des Oszillografenaufbaus von rechts

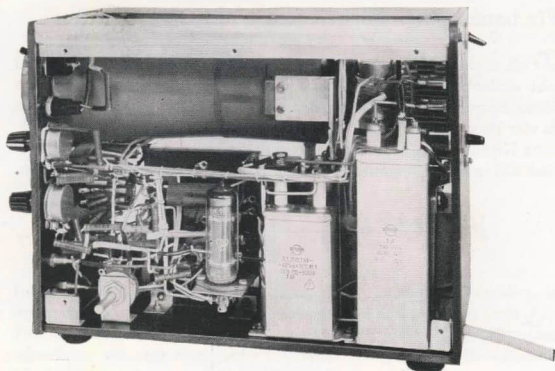


Bild 109  
Schaltbild des Oszillografen

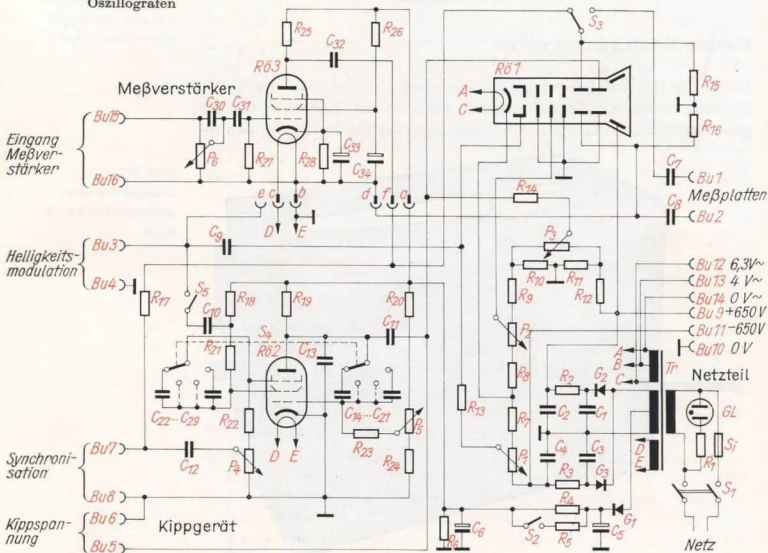






Bild 111  
Das Grundbrett des  
Oszillografen (von  
oben gesehen)

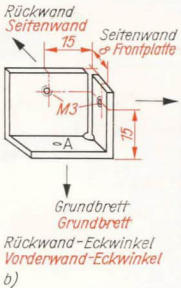
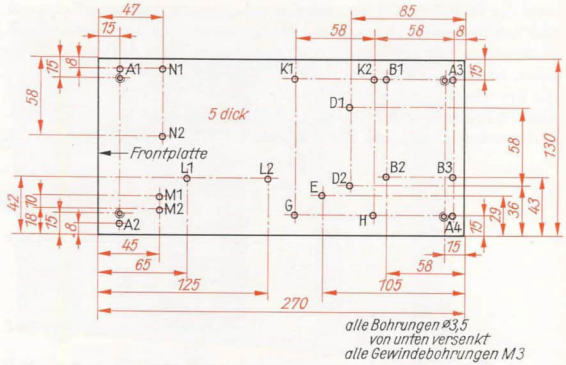


Bild 112  
Die Eckwinkel (vier  
Stück, davon zwei  
spiegelbildlich):  
a) Rohling,  
b) Gebogen und mit  
Gewindelöchern

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 angeschnitten (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 (Kipperät, 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- $\mu$ F-Kondensatoren C<sub>5</sub> und C<sub>6</sub> ein; der 250-V/100-mA-Selengleichrichter G<sub>1</sub> 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, 114b, wie wir den Rohling fertig biegen.

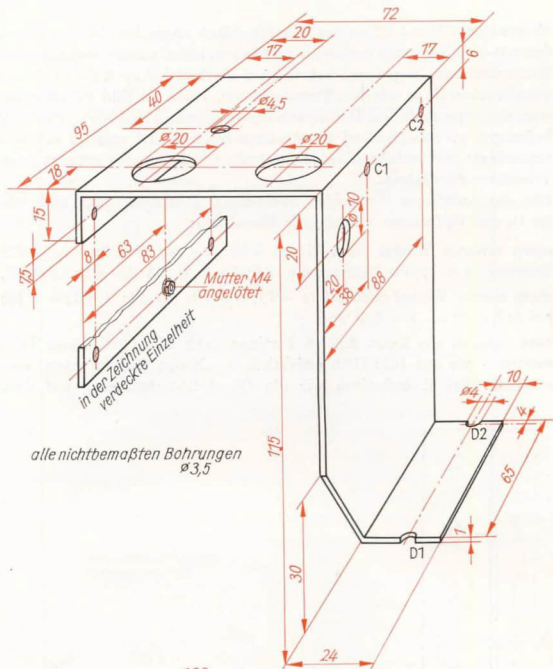
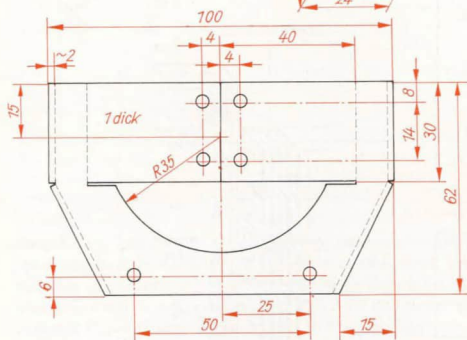


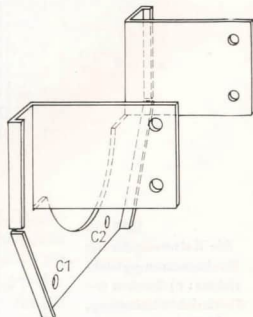
Bild 113  
Das Abschirmblech  
aus Weicheisen für  
den Transformator



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

a)

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



b)

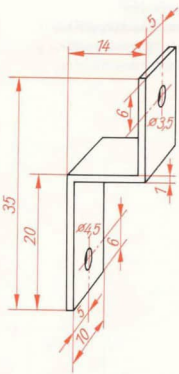


Bild 115  
Verbindungswinkel für  
Transformator und  
Abschirmblech

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

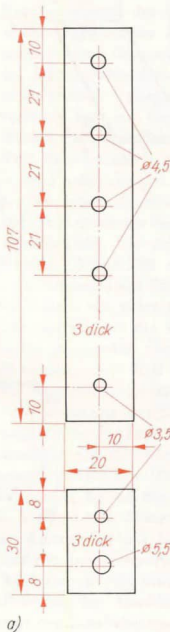
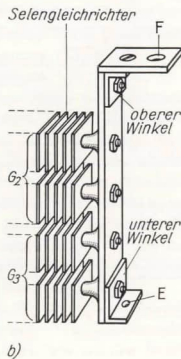


Bild 116  
Die Halterung für die  
Hochspannungsgleich-  
richter: a) Streben der  
Gleichrichterhalterung,  
b) So befestigen wir  
die Gleichrichter





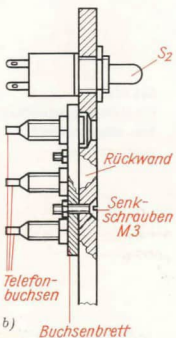
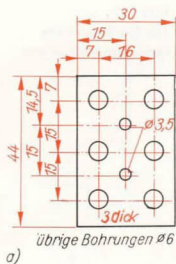
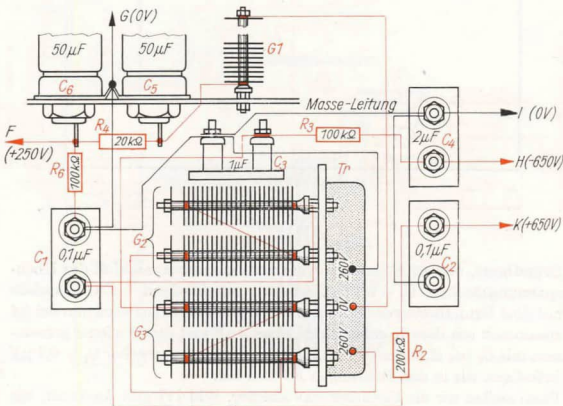


Bild 118  
So sitzt das Buchsenbrettchen an der Rückwand: a) Bohrschema, b) Mit zwei Senkschrauben M3 befestigen wir das Buchsenbrettchen

Bild 119  
Teilverdrahtungsplan des Netzgerätes

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 Wechselfspannung 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





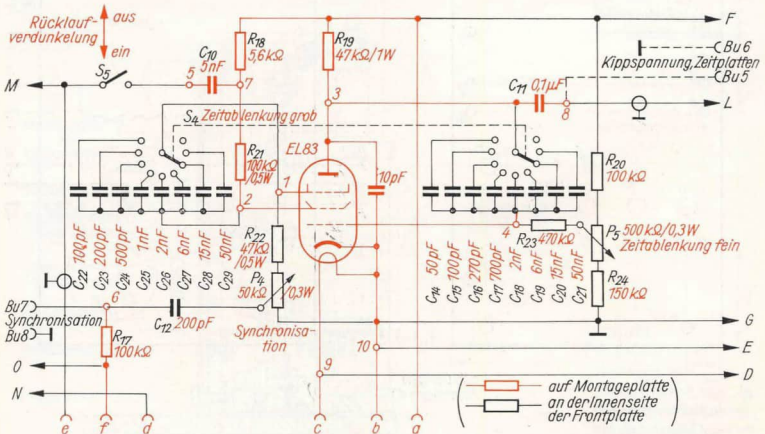
anlegen. Wenn wir jetzt noch die Spannung zwischen den Buchsen Bu9 und Bu10 bzw. Bu10 und Bu11 messen wollen, brauchen wir zwei Meßgeräte mit gleichem Innenwiderstand, die in Reihe geschaltet werden. Die Meßbereiche der beiden Geräte müssen mindestens 400 V betragen. Die Summe der beiden Meßwerte gibt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

Dann folgt das Zeitablenkgerät

Das Schaltbild des Kippgerätes ist in 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 neupoligen Dreh-Schalter  $S_4$  schalten wir die einzelnen Kondensatoren um und stellen damit die Kippfrequenz *grob* – in Stufen – ein. Das Potentiometer  $P_5 = 500$  k $\Omega$  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-

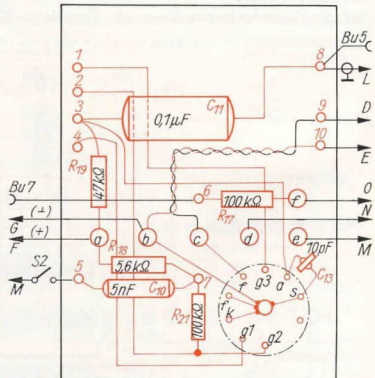
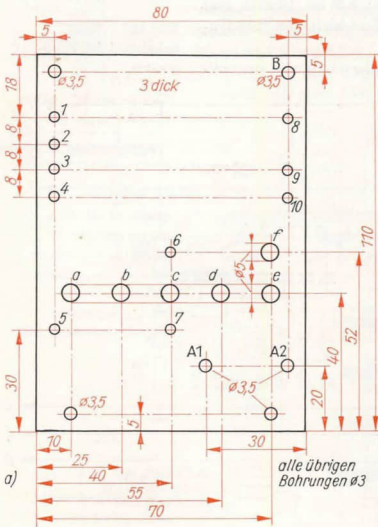
Bild 120  
Schaltbild des Kipp-  
gerätes



neten Kippschaltung wollen wir hier nicht eingehen. Nur einige wesentliche Vorzüge seien genannt: geringer Aufwand an Bauelementen, hohe Kippspannungsamplitude und gute Linearität des Kippspannungsanstieges. Bei E und D führen wir die Heizspannung, bei F und G die Anodenspannung vom Netzteil zu. An L steht die Kippspannung zur Verfügung, über M gehen Impulse für die mittels Kippschalter  $S_5$  abschaltbare *Rücklaufverdunklung* des Elektronenstrahls zum Wehnelt-Zylinder der Bildröhre. Sehr oft ist es erforderlich, einen Gleichlaufzwang zwischen der Meßspannung und der Kippspannung zu erhalten, das Kippgerät mit der Meßfrequenz zu *synchronisieren*. Den Synchronisationsgrad stellen wir mit dem Potentiometer  $P_4 = 50\text{ k}\Omega$  ein. An den Telefonbuchsen a bis f schließen wir später den Meßverstärker an. Er wird nicht fest in das Gerät eingebaut, sondern soll als Baugruppe auswechselbar sein.

Wenden wir uns dem Bau des Kippgerätes zu. Alle farbig gezeichneten Bauelemente und Leitungen finden auf einer Montageplatte aus 3 mm dickem Pertinax nach Bild 121a Platz. Die übrigen Teile ordnen wir später an der Frontplatte des Gehäuses an. In die Löcher 1 bis 10 nieten wir Lötösen, in die Bohrungen a bis f Telefonbuchsen ein. Sowohl die Lötösen als auch die Buchsen zeigen nach der uns zugewandten Seite. Bei A1 und A2 schrauben wir einen Blechwinkel für die Röhrenfassung

Bild 121  
Die Montageplatte für  
das Kippgerät:  
a) Bohrschema,  
b) Verdrahtungsplan



an. Seine Maße entnehmen wir Bild 122a. Wie die Montageplatte zu verdrahten ist, erkennen wir im Bild 121b. 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

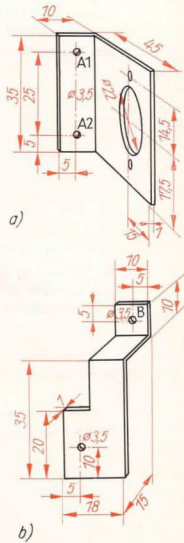


Bild 122  
Röhrenwinkel (a) und  
Verbindungswinkel (b)

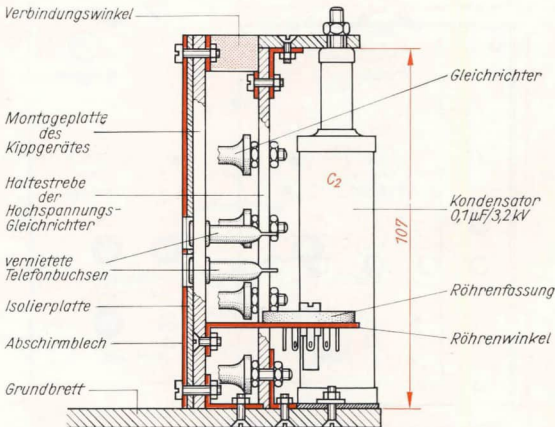


Bild 123  
So ordnen wir  
Montageplatte,  
Abschirmblech und  
Gleichrichterhalterung  
auf dem Grundbrett an



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.

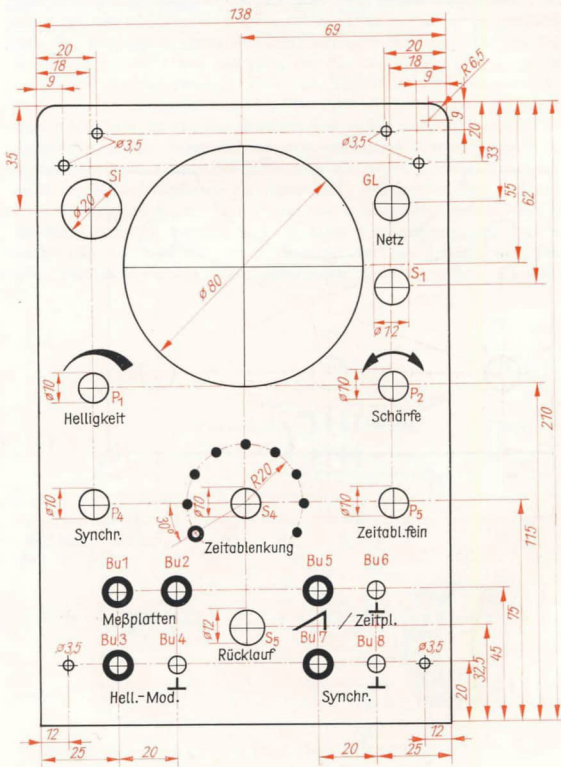


Bild 126  
Das Negativ für die  
Frontplatte des  
Oszillografen



Bild 127  
So beschriften wir die  
Rückwand

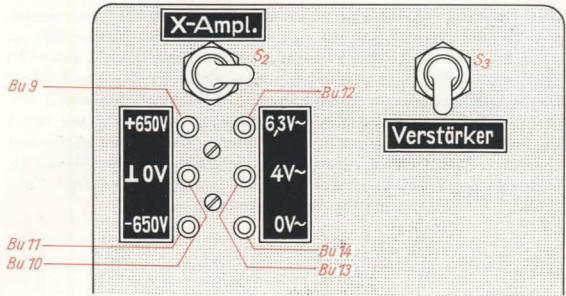


Bild 128  
Das Abschirmblech  
aus dem Mantel einer  
Konservendose (Eisen)  
für die Frontplatte

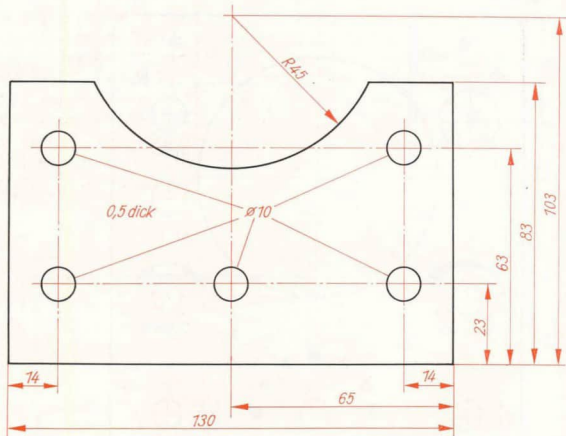
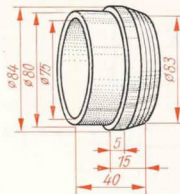


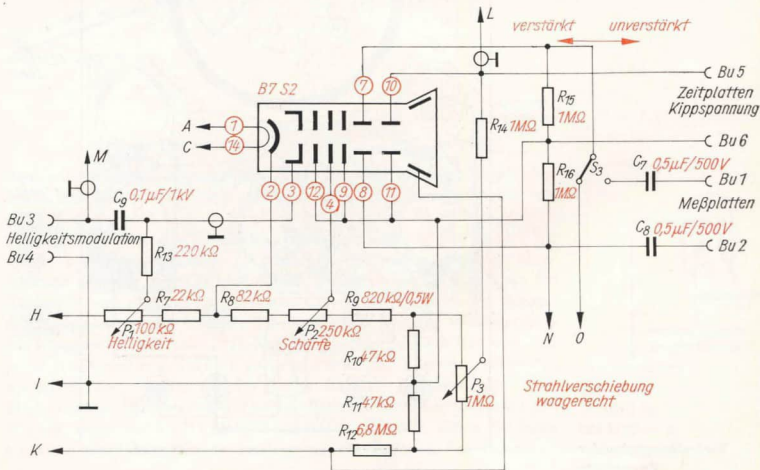
Bild 129  
Die vordere Bild-  
röhrenhalterung



## 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



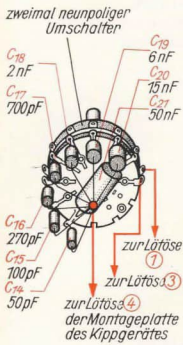


Bild 131  
So löten wir die Kippkondensatoren an den Schalter  $S_4$

Buchsen Bu3 und Bu4 können wir mittels Wechselfspannungen die Helligkeit des Elektronenstrahls beeinflussen. Dieser Eingang wird uns besonders im Kapitel Fernsehens 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 Glühlampe 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-

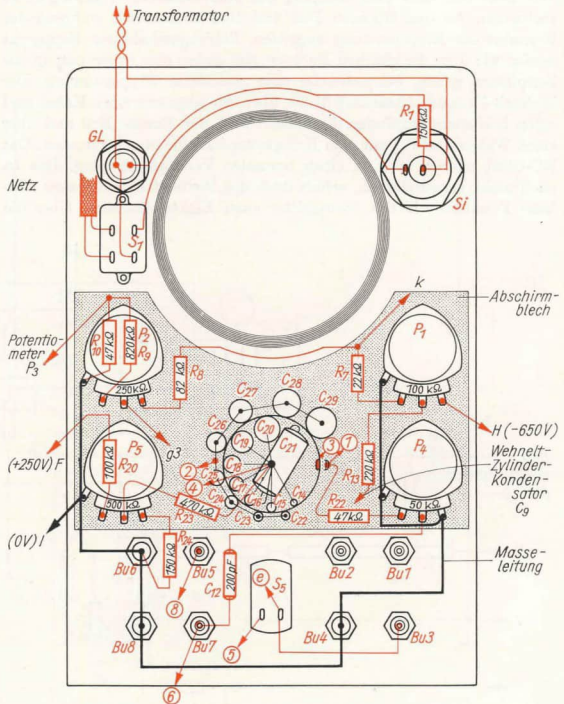


Bild 132  
Verdrahtungsplan der Frontplatte

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  $P_3 = 1 M\Omega$  zur Strahlverschiebung bei M1 und M2 auf dem Grundbrett anschrauben.

Wir löten zunächst die noch fehlenden Verbindungsleitungen des Kippgerätes ein. Vom Rücklaufschalter  $S_5$  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

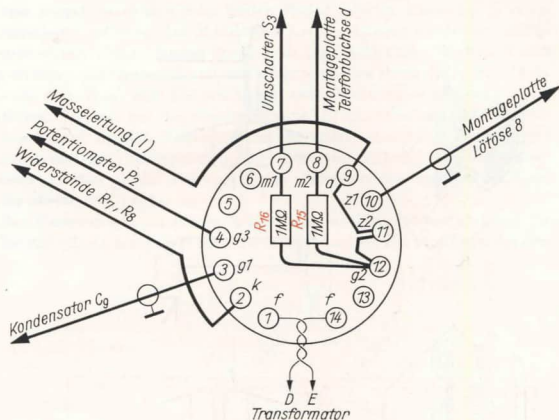


Bild 133  
So schließen wir die  
Bildröhrenfassung an

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  $0,5 \mu F$  gelötet; den an Bu1 liegenden verbinden wir mit  $S_3$ , den von Bu2 mit der Buchse d auf der Montageplatte. Blicke noch der Einbau des Wehnelt-Zylinder-Kondensators  $C_9 = 0,1 \mu F$ . Wir schrauben ihn bei N1 und N2 auf das Grundbrett. Einen Pol legen wir über eine abgeschirmte Leitung an die Klemme des Rücklauf-

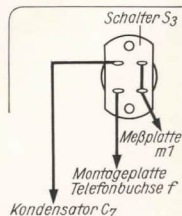
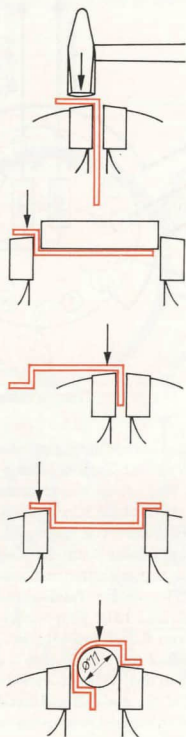
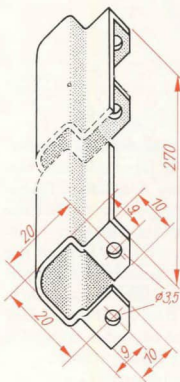
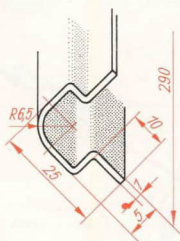


Bild 134  
So wird der  
Umschalter  $S_3$   
angeschlossen

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 $\Omega$ -Widerstand geht nach Masse, der von 6,8 M $\Omega$  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)







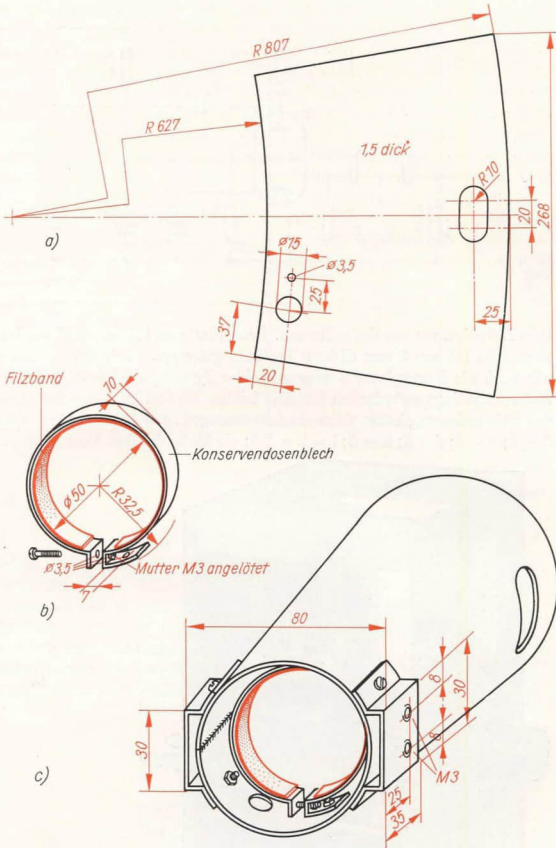
langen Kanten bohren wir, 4 mm vom Rand entfernt, je drei Löcher von 3,5 mm Durchmesser; eines in die Mitte, die beiden anderen im Abstand von 20 mm von den kurzen Kanten. Wir legen den Deckel auf und reißen ebenfalls die sechs Bohrungen an. Dann werden die Streben abgeschraubt, in jede sechs Löcher 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 Kippöhre 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

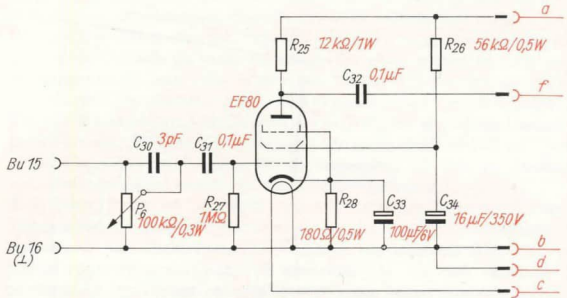


Bild 139 zeigt, wie wir ihn aufbauen. Frontplatte und Rückwand werden nach Bild 140 aus 3 mm dickem Pertinax gefertigt. Vielleicht versehen wir auch die Frontplatte wieder mit einer Fotokopie, obwohl das hier nicht unbedingt erforderlich ist. Die beiden Winkel zum Anschrauben der Röhrenfassung haben 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-

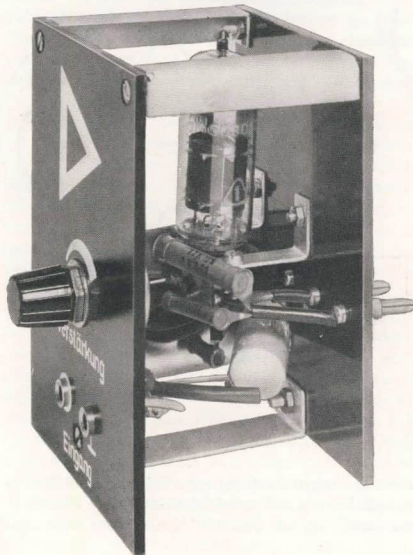
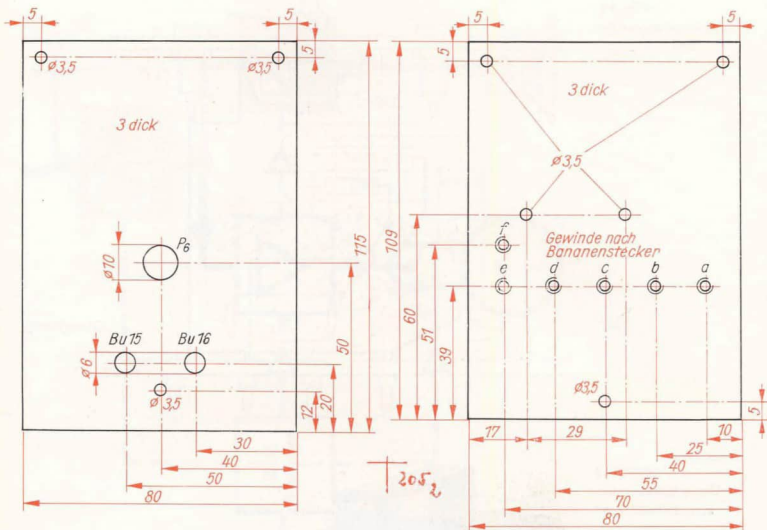


Bild 139  
Der Meßverstärker  
unseres Oszillografen



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

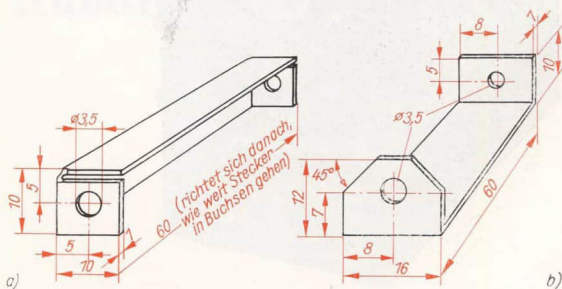


Bild 141  
Die Gehäusestreben zum Verbinden von Frontplatte und Rückwand: a) Obere Strebe (2 Stück), b) Untere Strebe



Bild 142  
Verdrahtungsplan des  
Meßverstärkers

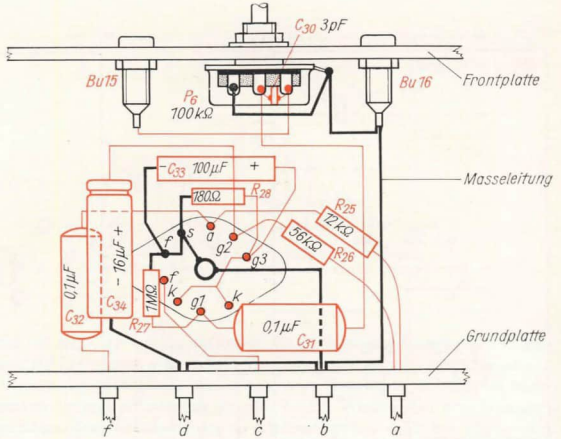
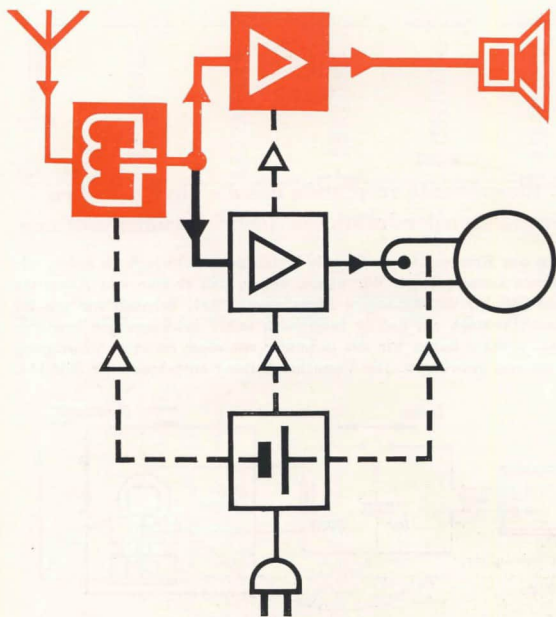


Bild 143  
Unser Elektronen-  
strahl-Oszillograf



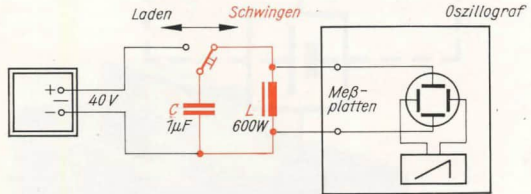


## Rundfunktechnik

## 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.

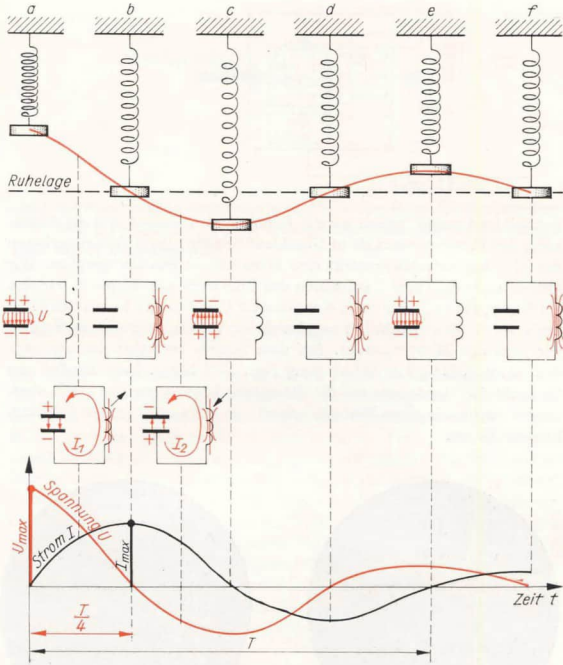
Bild 144  
Wir regen einen Schwingkreis an



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 Kippperät 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 Massstückes 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

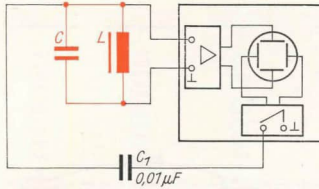
Bild 145  
Vorgänge im Schwing-  
kreis



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.

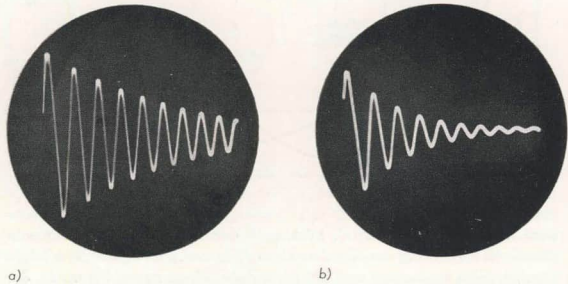
Im Versuch nach Bild 144 erscheint die Spannungskurve der gedämpften Schwingung jedesmal an einer anderen Stelle auf dem Schirm. Das kön-

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  $50 \Omega$  in den Schwingkreis einbauen.

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



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-



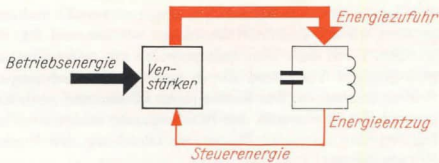


Bild 148  
Das Prinzip der  
Selbsterregung

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

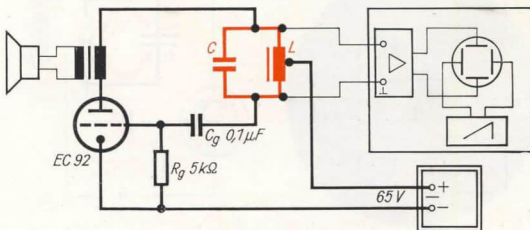


Bild 149  
Ein Tonfrequenz-  
Generator

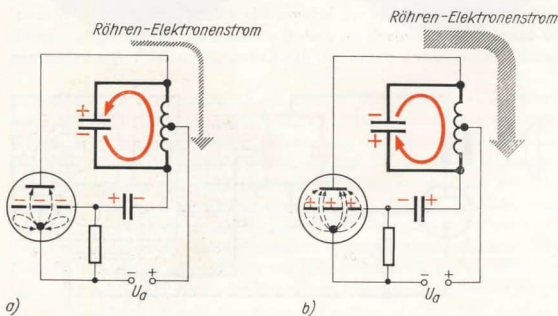
den Ton in der Zwischenzeit gut eingepägt und schalten ab. Dann vergrößern wir die Induktivität, indem wir zweimal 300 Windungen verwenden. Nach dem Einschalten ertönt ein tiefer Ton, von dem durch geringfügiges Verändern der Kippfrequenz 4 Schwingungen auf dem Schirm erscheinen. Die Tonfrequenz ist also nur noch halb so groß wie vorhin. Ein Verdoppeln der Windungszahl bringt ein Vervierfachen 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  $\mu\text{F}$  gegen einen von 0,5  $\mu\text{F}$  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  $\mu\text{F}$  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 Schwingkreis Kondensator 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-

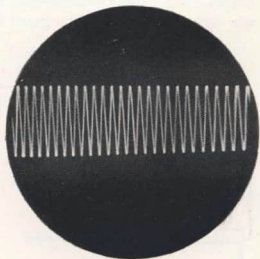


Bild 151  
Oszillogramm einer  
ungedämpften  
Schwingung des Ton-  
generators

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

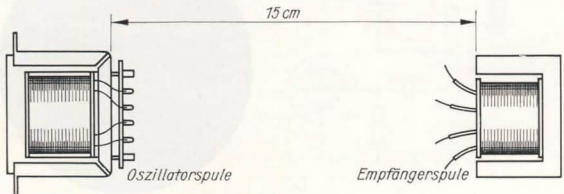
## Ein Modellversuch zur drahtlosen Energieübertragung

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



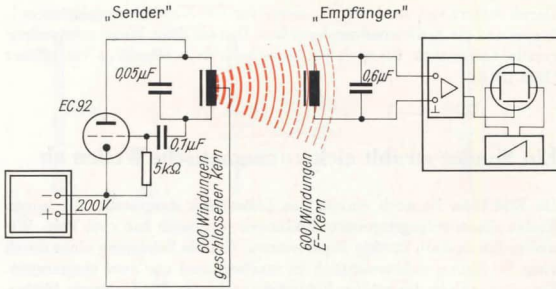


Bild 153  
Grundlagenversuch zur drahtlosen Energieübertragung

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

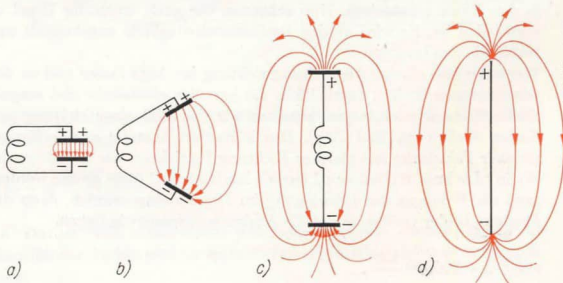


Bild 154  
Übergang vom geschlossenen zum offenen Schwingkreis



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*  $\lambda$  (sprich lambda). Soll diese größer werden, muß die Frequenz der Schwingung im Dipol kleiner werden, denn das Produkt beider Größen ergibt die Ausbreitungsgeschwindigkeit

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

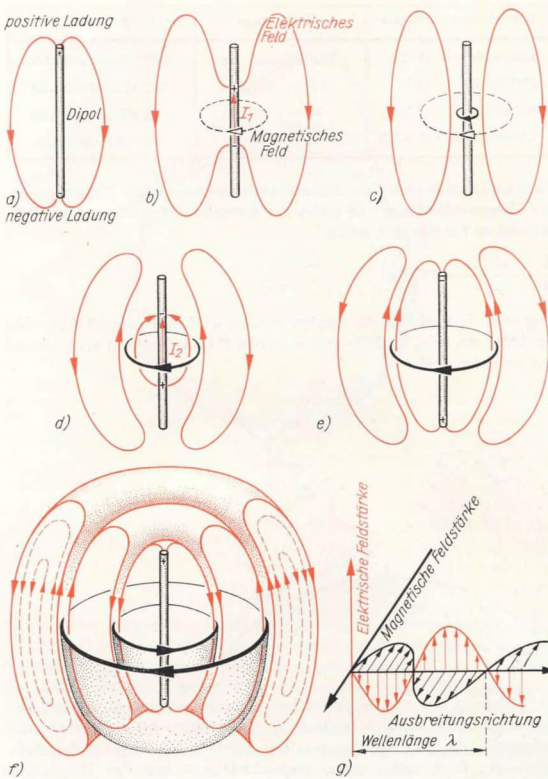


Bild 155  
Schwingungsvorgang  
im offenen Schwing-  
kreis und Abstrahlung  
der elektromagne-  
tischen Welle

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

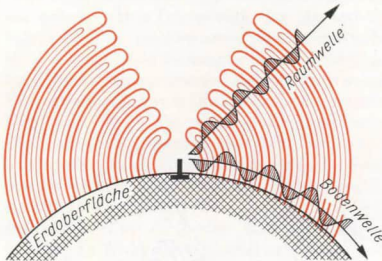
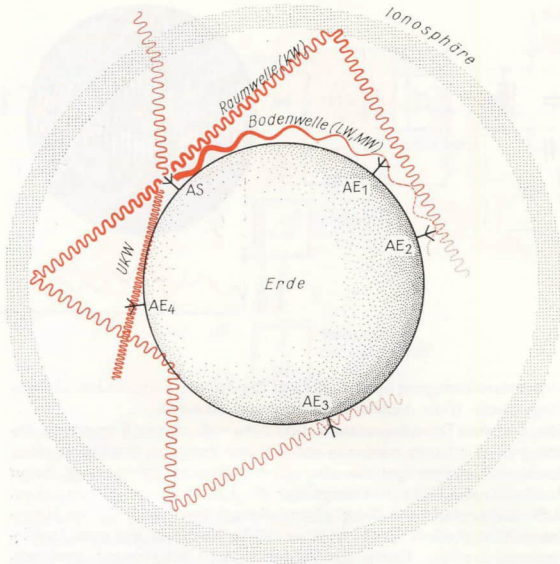


Bild 156 zeigt das von einer solchen Antenne ausgehende elektrische Wechselfeld, das der Erdoberfläche folgt. Zunächst interessiert uns die *Bodenwelle*, die von der Antenne des Senders AS ausgeht, der Erdkrümmung folgt und – zwar abgeschwächt – von der Empfangsantenne  $AE_1$  aufgenommen wird (Bild 157). Unter Umständen empfangen wir sie sogar noch bei  $AE_2$ . 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  $AE_2$  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 Sendeleuchte 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 ankopeln.

## 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

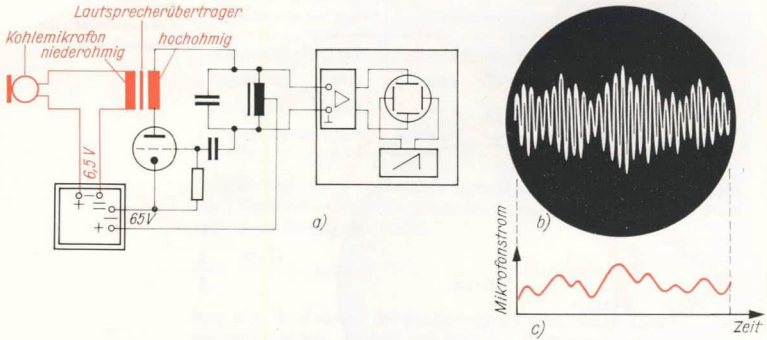


Bild 158  
Sprachschwingungen  
modulieren die  
Generatorschwingung:  
a) Schaltung zur  
Amplitudenmodulation,  
b) Amplituden-  
modulierte  
Schwingung,  
c) Mikrofonstrom

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 158 b dargestellt. Die gedachte Begrenzungskurve der Amplituden entspricht der Sprachschwingung (Bild 158 c).

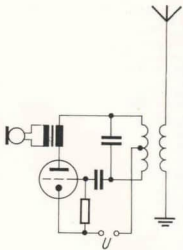


Bild 159  
Der Oszillator wird  
zum Sender

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



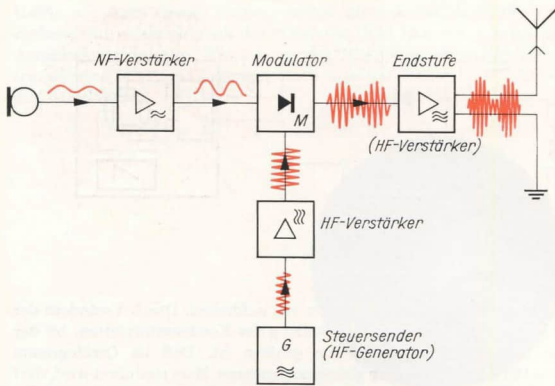


Bild 160  
 Blockschaltbild eines  
 Rundfunksenders

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  $\Omega$  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.

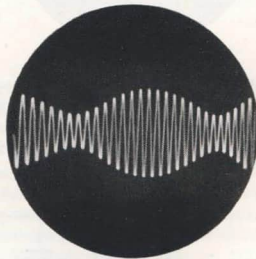
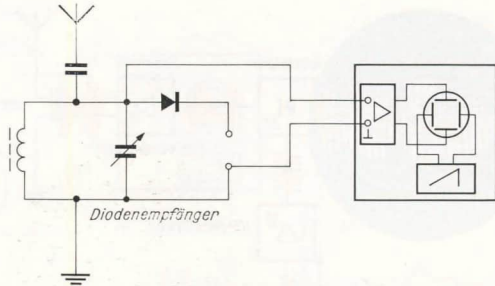


Bild 161  
 Oszillogramm einer mit  
 50 Hz modulierten  
 Schwingung im  
 „Empfänger“

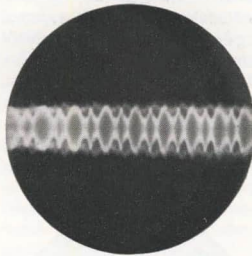
Schauen wir uns nun endlich die von unserem Ortssender abgestrahlte Schwingung an! Bild 162 können wir entnehmen, wie der Abstimmkreis des Diodenempfängers an den Oszillografen angeschlossen wird. Den

Bild 162  
Wir schalten unseren  
Diodenempfänger an  
den Oszillografen



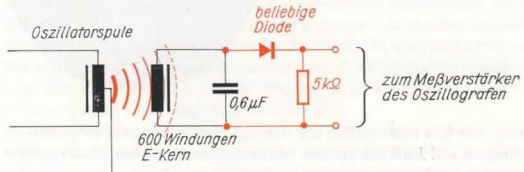
Meßverstärker müssen wir wieder voll aufdrehen. Durch Verändern der Eigenfrequenz suchen wir die Stellung der Kondensatorplatten, bei der die Höhe des Schirmbildes am größten ist. Daß im Oszillogramm Bild 163 die HF scheinbar gleichzeitig mehrere Male moduliert wird, darf uns nicht wundern. Der Elektronenstrahl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

Bild 163  
Oszillogramm einer  
vom Ortssender  
abgestrahlten amplitudenmodulierten  
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.

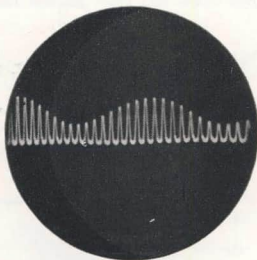


Bild 165  
Oszillogramm der  
gleichgerichteten  
Schwingung

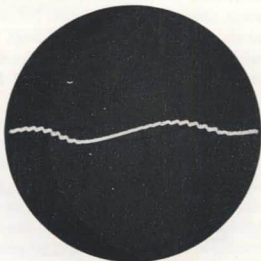


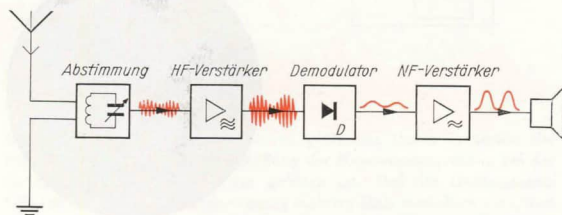
Bild 166  
Ein Ladekondensator  
unterdrückt den  
größten Teil der  
Trägerschwingung

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  $0,5\ \mu\text{F}$  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

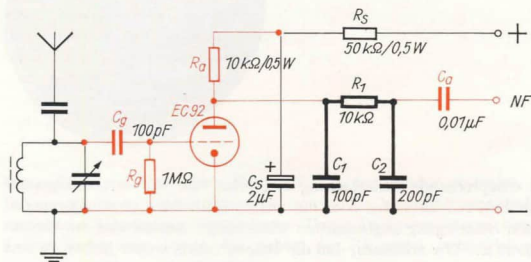
Wenn ein Empfänger mehr als unser einfacher Diodenempfänger leisten soll, ist eine zusätzliche HF-Verstärkung erforderlich. Das vollständige Blockschaltbild eines solchen Empfängers ist im Bild 167 dargestellt.

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

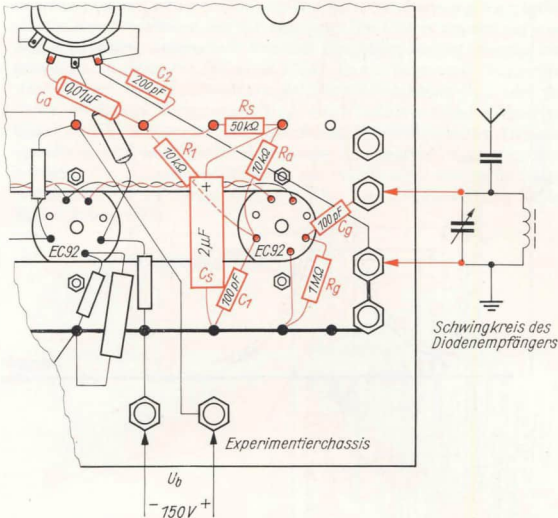
Bild 168  
Schaltbild eines  
Audions



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 *Einkreislers* (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

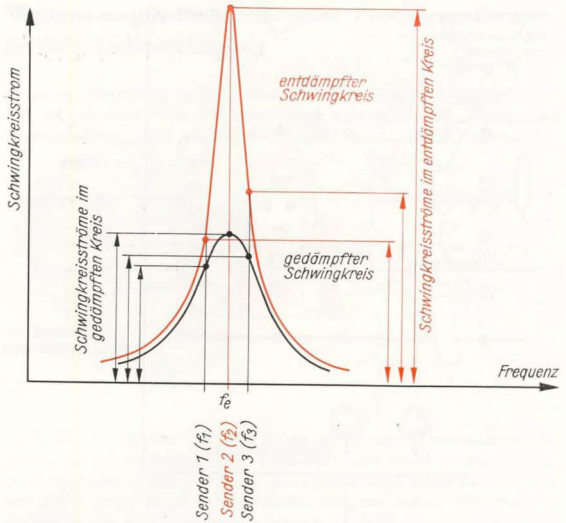
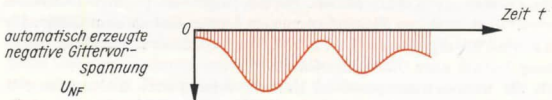
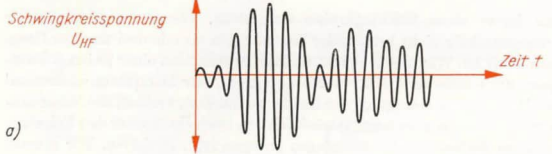


Bild 171  
 Zur Wirkungsweise  
 des Audions



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 in Bild 172 dargestellt.

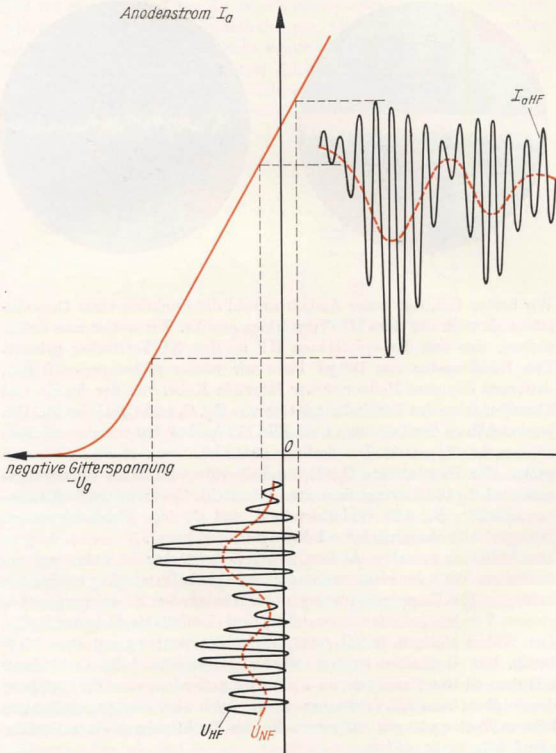
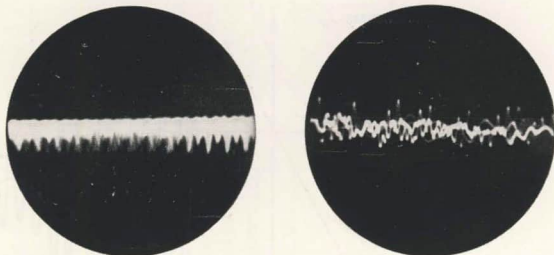


Bild 172  
Der Verstärkungs-  
vorgang am Audion

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  $100 \text{ pF}$  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  $R_8 C_8$ . Der Widerstand von  $50 \text{ k}\Omega$  setzt die Anodenspannung auf etwa  $50 \text{ V}$  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.

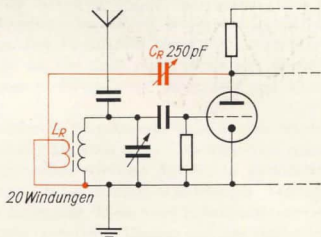


Bild 174  
Wir koppeln die HF in den Schwingkreis zurück

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 Pfeisender 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  $Tr_1$  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 1010 Windungen aus  $0,4 \text{ CuL}$  (Kupferlackdraht) als Primärspule sowie zweimal 1240 Windungen aus  $0,2 \text{ CuL}$  und 31 Windungen aus  $1,0 \text{ CuL}$  als Sekundärspulen. Die beiden Gleichrichter sind Selenausführungen für  $250 \text{ V}$  und  $100 \text{ mA}$ . Die Siebdrossel soll bei einem Luftspalt von  $0,5 \text{ mm}$  eine Induktivität von etwa  $12 \text{ H}$  haben. Dazu sind  $3500$  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-

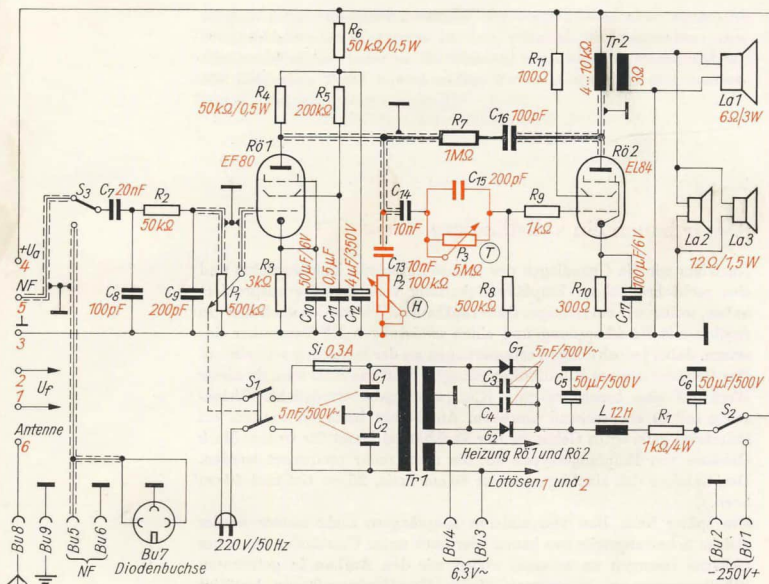


Bild 175  
Schaltbild des  
NF-Verstärkers mit  
Netzteil für Baustein-  
Empfänger

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  $100 \text{ Hz}$  hat  $C_{13}$  einen Scheinwiderstand von  $160 \text{ k}\Omega$  (nachrechnen!). Je höher der Ton wird, um so kleiner wird der Scheinwiderstand. Bei  $10 \text{ kHz}$  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 ( $R_7C_{16}$ ) 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  $100 \text{ pF}$ . 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. La1 ist ein normaler Breitbandlautsprecher von  $6 \Omega$  und  $3 \text{ W}$ . Parallel zu ihm liegen

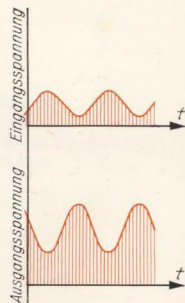


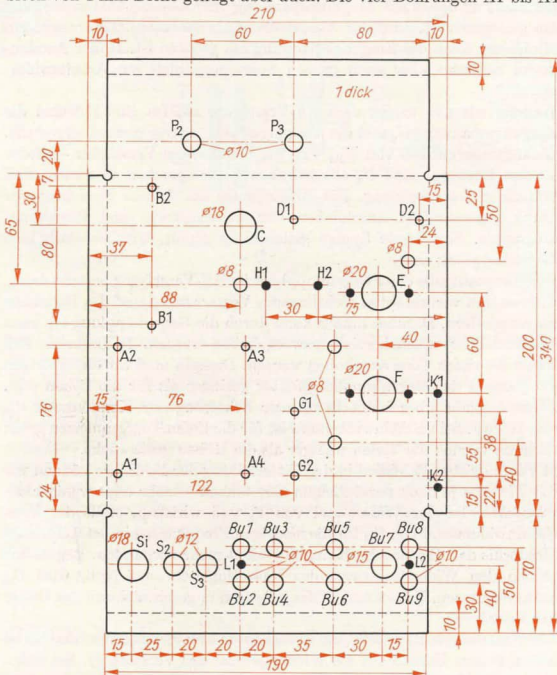
Bild 176  
Eingangsspannung und  
Ausgangsspannung

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  $\phi 4,5$



dienen zum Anschrauben des Netztrafos, in B1 und B2 befestigen wir die Drossel. Für Lade- und Siebkondensator wird ein Doppelklo 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 S<sub>1</sub> an der Rückseite des Chassis setzen wir das Sicherungsgehäuse, in S<sub>2</sub> und S<sub>3</sub> die Kippschalter 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.

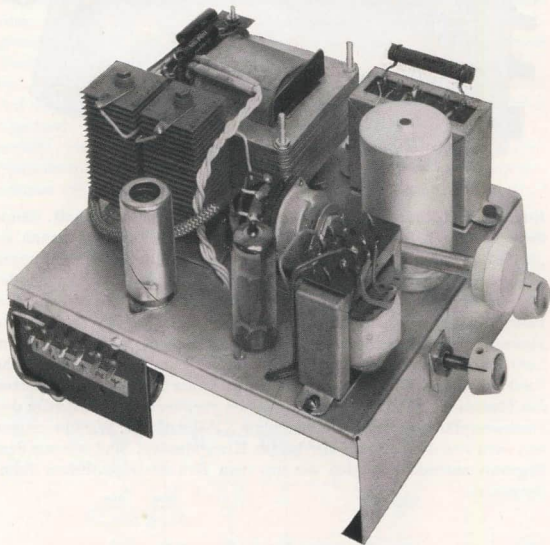


Bild 178  
Unser erster Baustein:  
Der NF-Verstärker mit  
Netzteil

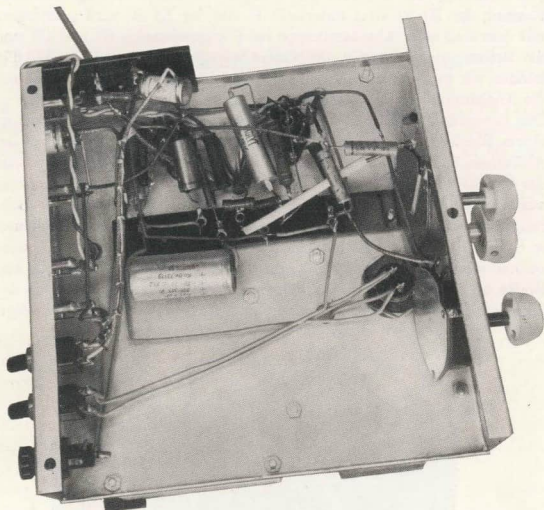


Die beiden Bohrungen von 10 mm Durchmesser an der Vorderseite des Chassis nehmen die Potentiometer zur Klangregelung auf.

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 Schwingkreispule  $L_2$  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  $C_2 = 40$  pF

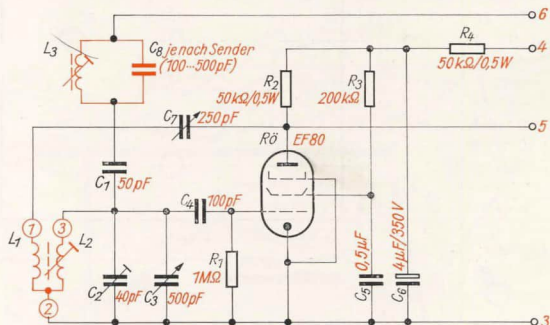
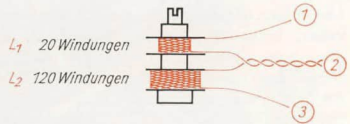
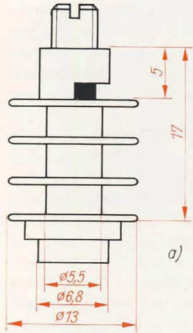


Bild 180  
Schaltbild des Audion-  
Empfängers

(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

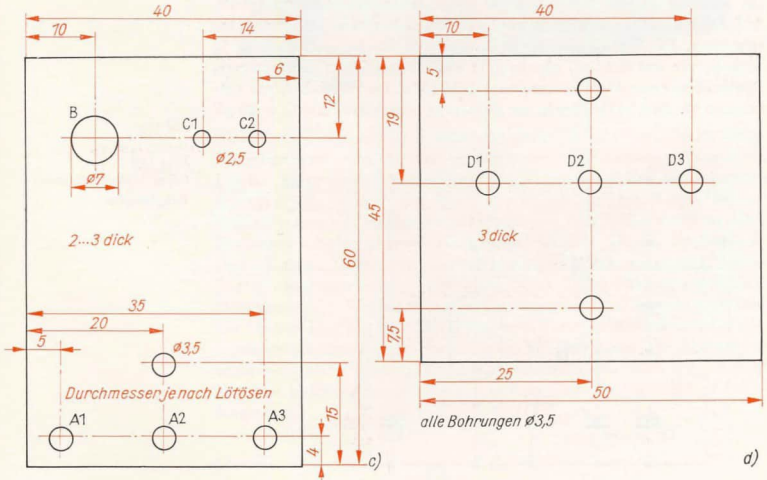
Bild 181  
Der Spulenständer für  
das Audion:

- a) Dreikammer-Spulenkörper,
- b) Wickelschema der Spulen, c) Montageplatte, d) Grundplatte, e) Montage des Spulenständers, f) Verdrahtung



a)

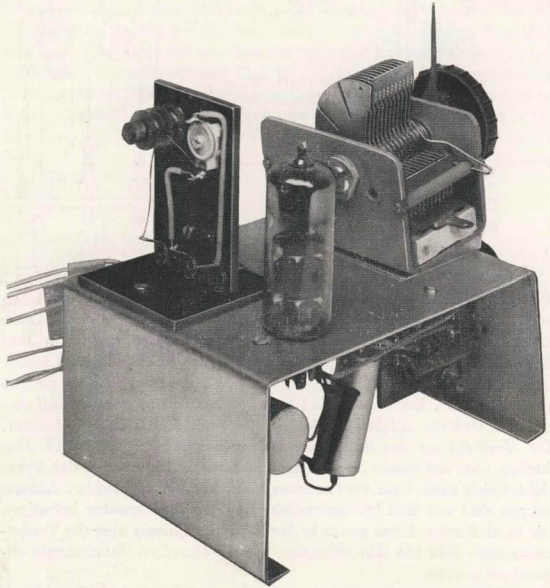
b)



d)



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-Spulenkerns 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 Empfängerreihe.

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



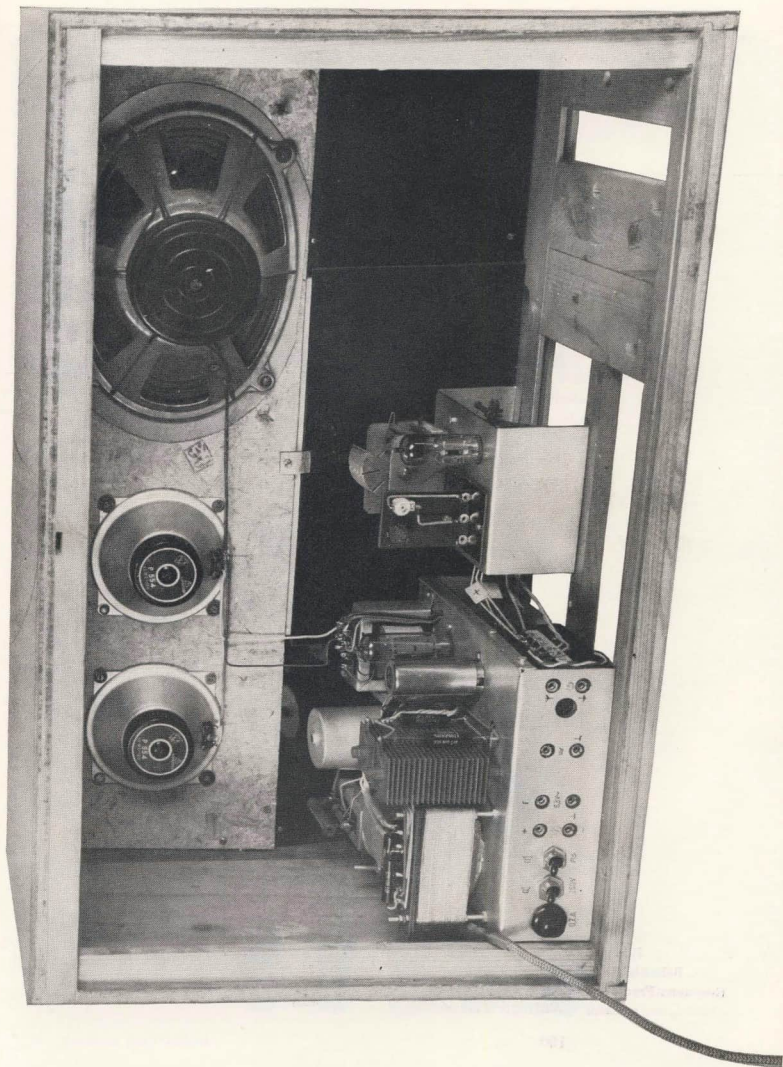
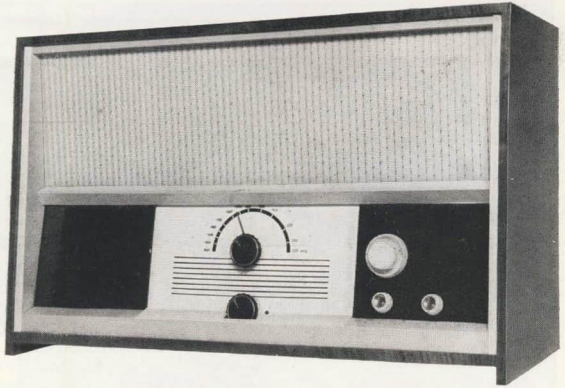


Bild 185  
Die erste Variante  
unseres Baustein-  
Empfängers



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

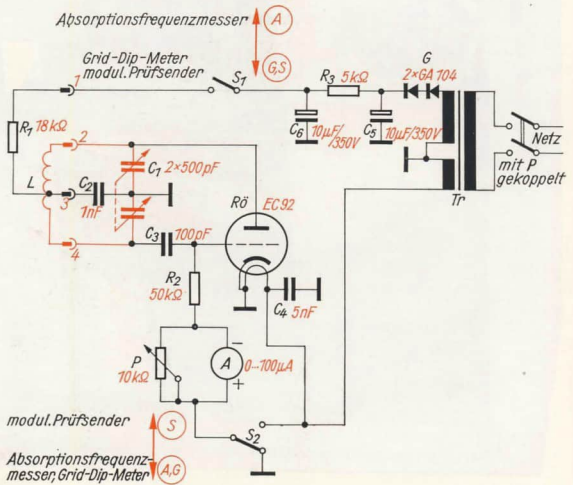


Bild 186  
Schaltbild des  
Resonanz-Frequenz-  
messers

## 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

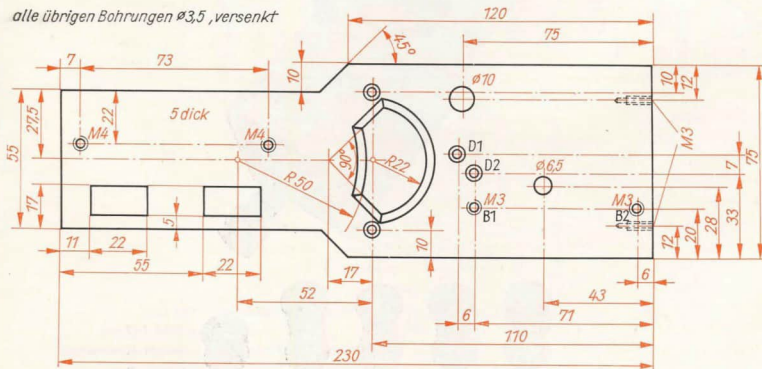
160 kHz bis 120 MHz. Wie arbeiten wir mit diesem Gerät? Der Schalter  $S_1$  sei geschlossen,  $S_2$  sei nach Masse gelegt. Von der Spule gehen hochfrequente Schwingungen aus. Nähern wir nun die Spule einem beliebigen Schwingkreis, und zwar so, daß zwischen beiden Spulen eine induktive Kopplung auftritt,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

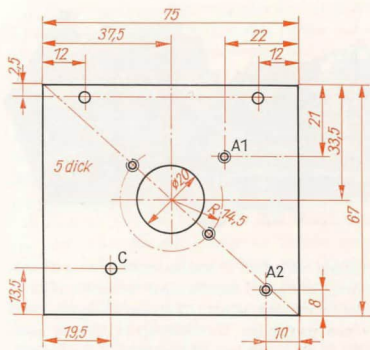
Wir beobachten den Strommesser und drehen den Abstimmkondensator  $C_1$  am Skalenrad langsam durch. Sobald die Oszillatorfrequenz mit der Eigenfrequenz des Schwingkreises übereinstimmt, wird dem Oszillator ein Maximum an Schwingungsenergie entzogen; der Gitterstrom wird kleiner, der Ausschlag des Strommessers geht zurück. Wenn die Resonanzfrequenz überschritten wird, schnell 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  
 $\phi 3,5$

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 189  
Die Frontplatte des  
Frequenzmessers

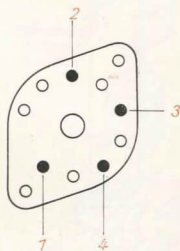


Bild 190  
Anschlüsse der Steck-  
spulenfassung (von  
unten gesehen)

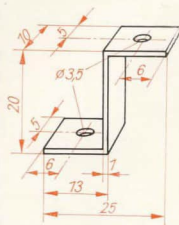


Bild 191  
Der Winkel für die  
Röhrenfassung



Bild 192  
Anordnung der Bauelemente auf Deckplatte und Frontplatte

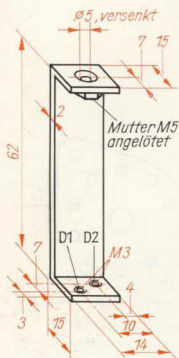
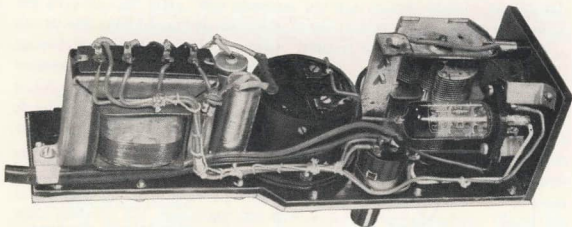


Bild 193  
Der Gehäusewinkel

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 $\Omega$  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 Spulenvickelvorrichtung, 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 dreidrigen Netzkabels mit Schukostecker und das Eichens 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

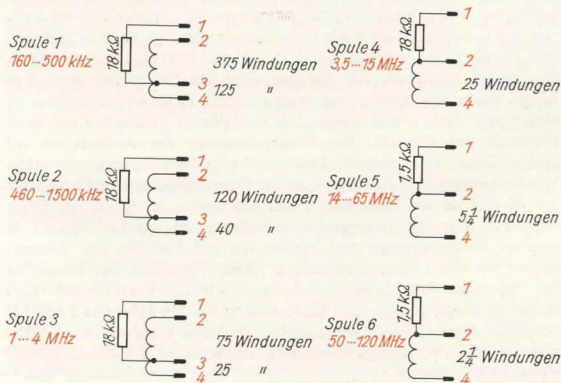
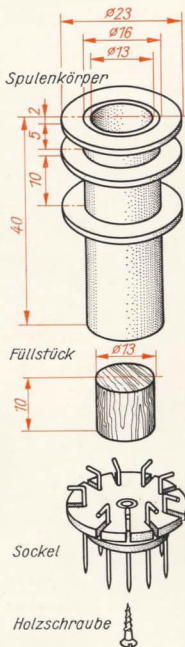
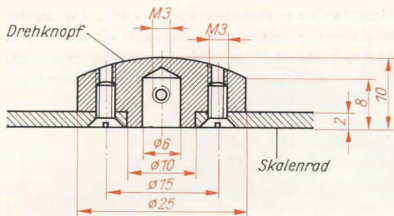


Bild 195  
Anschluß der einzelnen Spulen

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 leisen 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 Schwingkreispule 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

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

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

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

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

Die Berechnung der beiden Induktivitäten ist gar nicht erforderlich, wir dividieren ganz einfach die Quadrate der abgelesenen Frequenzen. Betragen diese für die leere Spule 1,37 MHz und für die Spule mit Kern 1,03 MHz, so erhalten wir für die Permeabilität den Wert

$$\mu_r = \frac{1,37^2 \text{ MHz}^2}{1,03^2 \text{ MHz}^2} = 1,77.$$

Wenn wir eine mehrlagige Spule berechnen wollen, nützt uns weder die Gleichung der einlagigen Zylinderspule noch die Permeabilität des Kerns etwas. Für solche Spulen verwenden wir die Beziehung  $L = N^2 \cdot A_L$ . Der Faktor  $A_L$  berücksichtigt Form und Material des Spulenkerns und wird als *Induktivitätsfaktor* bezeichnet. Da er uns in den meisten Fällen unbekannt ist, müssen wir ihn selbst ermitteln. Nehmen wir als Beispiel gleich die letzten Meßwerte. Die Resonanzfrequenz der Spule von 50 Windungen mit Kern betrug 1,03 MHz. Der Schwingkreiskondensator hatte eine Kapazität von 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

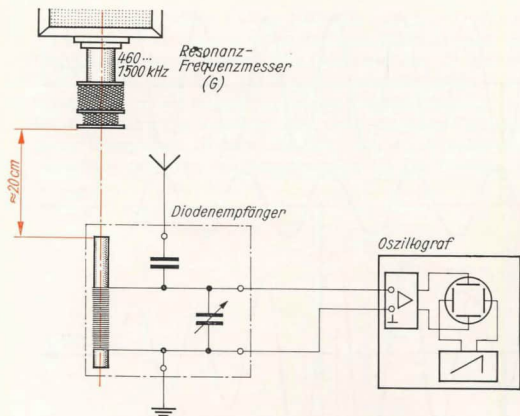


Bild 197  
Wir überlagern zwei  
hochfrequente  
Schwingungen nahezu  
gleicher Frequenz

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  $f_3 = 10 \text{ kHz}$ .

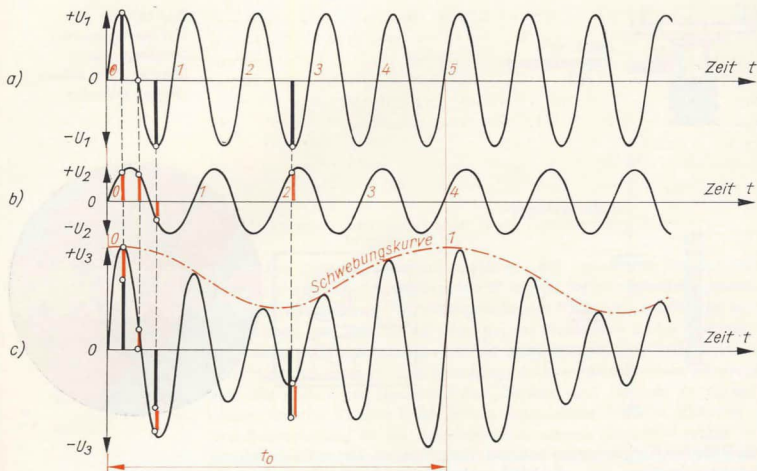


Bild 198  
Aus zwei Schwingungen  
nahezu gleicher  
Frequenz entsteht eine  
Schwebung

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  $51 \text{ kHz}$ , 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  $1 \text{ kHz}$  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

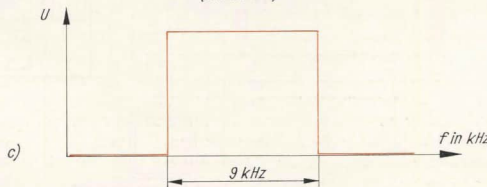
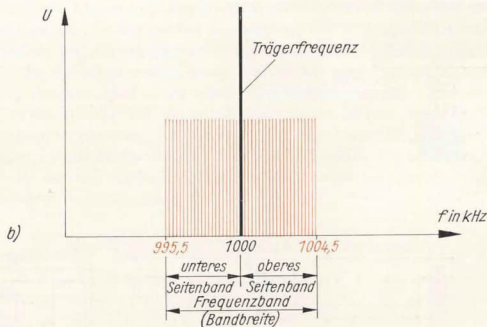
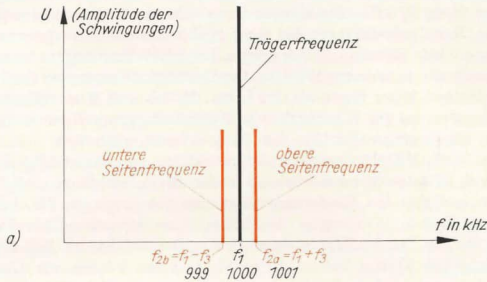


Bild 199  
Seitenfrequenzen, Seitenbänder und ideale Durchlaßkurve des Empfängers:  
a) Trägerfrequenz und Seitenfrequenzen,  
b) Seitenbänder und Bandbreite,  
c) Durchlaß- oder Resonanzkurve des Empfängers

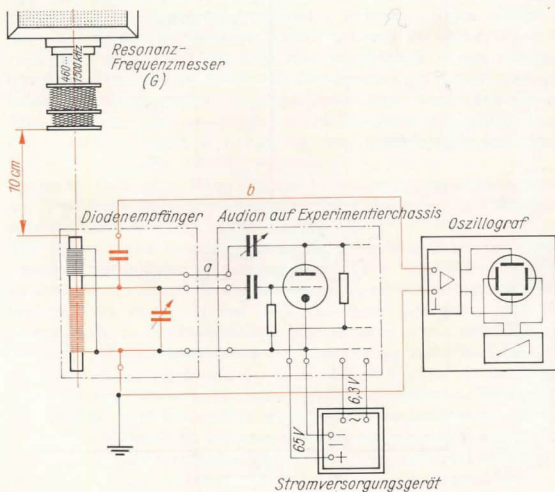


die Seitenfrequenzen auftreten, bezeichnet der Rundfunktechniker als *Bänder*. Jeder Sender hat demnach ein oberes und ein unteres *Seitenband* (vgl. Bild 199b). Die Trägerfrequenzen der Nachbarsender müssen so weit entfernt liegen, daß sich die Seitenbänder nicht überschneiden. Dieser Abstand ist mit 9 kHz festgelegt. Die Seitenbänder dürfen demnach höchstens 4,5 kHz breit sein. Und das wiederum legt die höchstmögliche Modulationsfrequenz fest:  $f_3 = 4,5$  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 199c 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



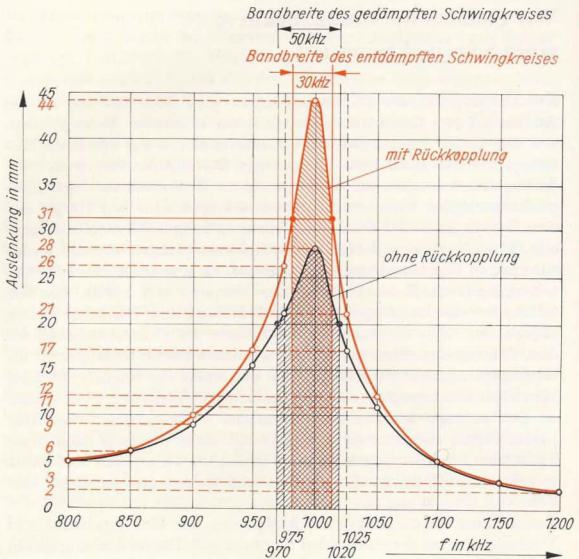
## Wir nehmen die Resonanzkurve eines Schwingkreises auf

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 abzuweilen. 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.

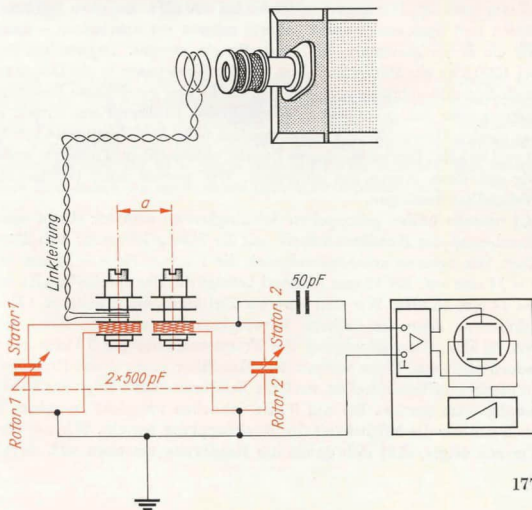


Bild 202  
Schaltung zur Aufnahme von Resonanzkurven zweier gekoppelter Schwingkreise

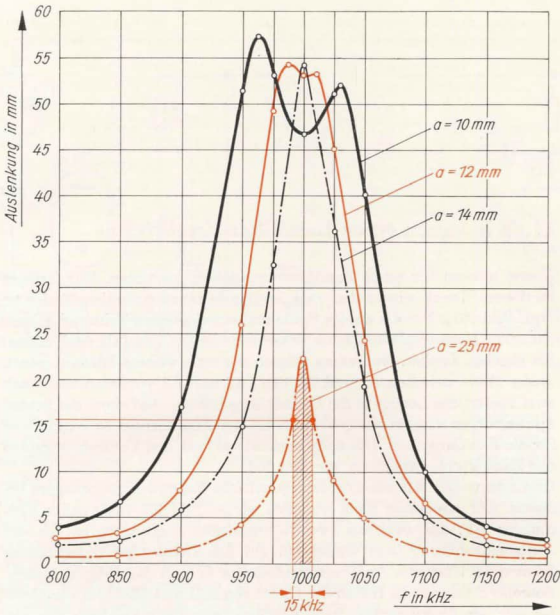
Deshalb muß die Kopplung zwischen der Spule des ersten Kreises und dem Meßsender anders als im letzten Versuch erfolgen. Im Bild 202 ist die neue Kopplungsart dargestellt. Eine sogenannte *Linkleitung* verbindet den Meßsender mit dem ersten Schwingkreis. Wir brauchen dazu etwa 70 cm Kupferdraht von 0,3 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 Spulkerne 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



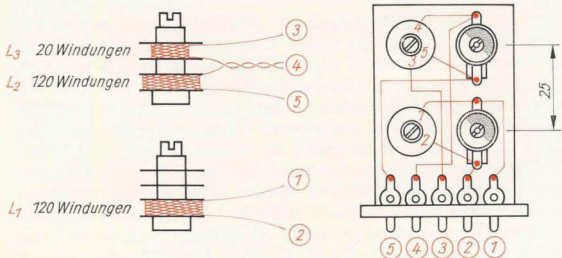
setzen. Die letzte Kurve nehmen wir bei einem Spulenabstand von 25 mm auf. Das Resonanzmaximum ist auf Grund der sehr losen Kopp- lung beträchtlich kleiner geworden, aber damit auch die Bandbreite. Sie beträgt nur noch etwa 15 kHz. Mit Rückkopplung dürften wir schätzungsweise auf 60 % davon, also auf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

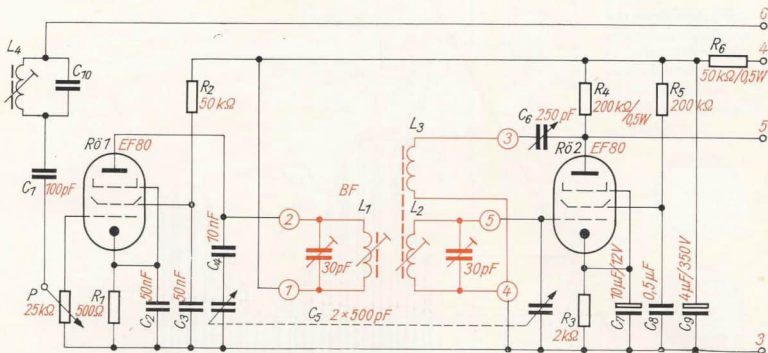
## 11. Wir bauen einen Bandfilter-Zweikreisler

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 R61 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





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 Rö1 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  $C_9$  der Schwingkreisspule  $L_1$  parallel. Da die Kapazitätswerte von  $C_4$  und  $C_9$  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-Siebglied 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-Zweikreisler 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 205  
Schaltbild des Band-  
filter-Zweikreis-  
Empfängers



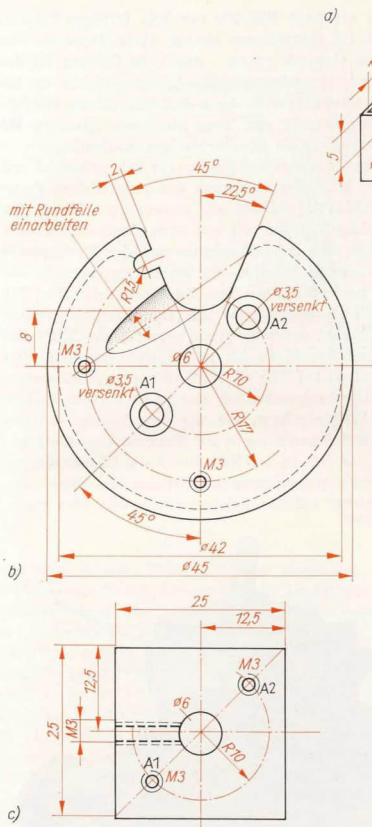
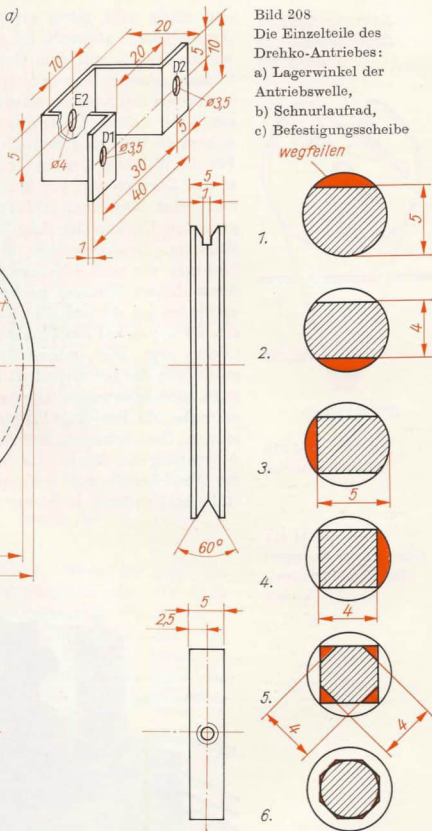


Bild 208  
Die Einzelteile des Drehko-Antriebes:  
a) Lagerwinkel der Antriebswelle,  
b) Schnurlaufrad,  
c) Befestigungsscheibe  
wegfeilen





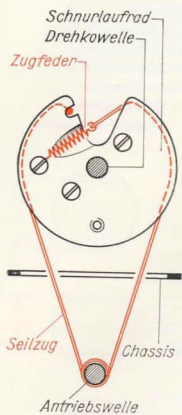


Bild 210  
Der Skaltrieb

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 Schnurlaufrad von 45 mm Durchmesser. Wir können es aber auch aus 5 mm dickem Pertinax selbst herstellen. Bild 208 b enthält alle notwendigen Maße. Am gesamten Umfang der Scheibe feilen wir mit einer Dreikantfeile eine Rille ein. Zum Befestigen des Schnurlaufrades auf der Drehkrawelle brauchen wir noch eine zweite Scheibe. Wir stellen sie ebenfalls aus 5 mm dickem Pertinax nach Bild 208 c 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 Schnurlaufrad 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 Schnurlaufrad und wird unter

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

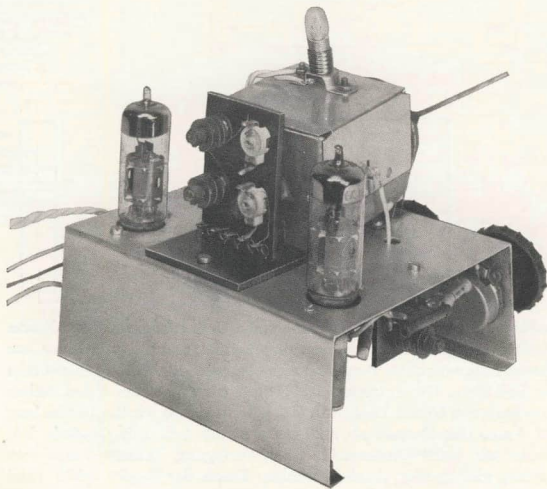
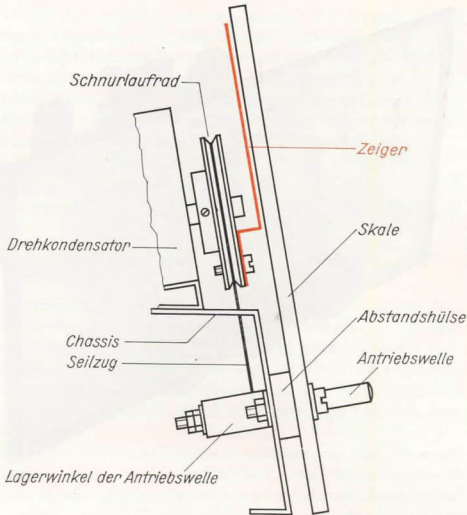


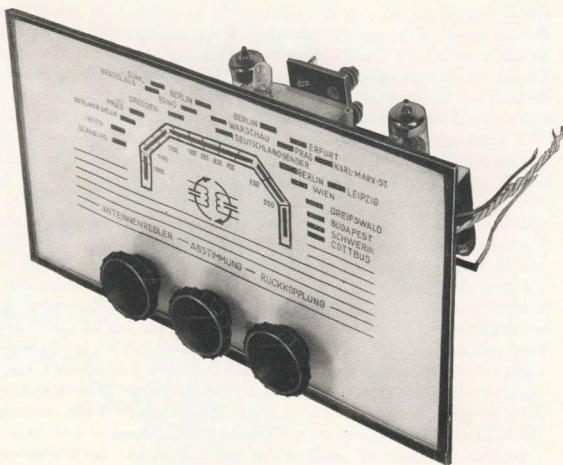
Bild 212  
So biegen wir den  
Skalenzeiger



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 Drehkondensator. 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 Zweikreisler 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 Zweikreisler),
4. abstimmbares zweikreisiges Bandfilter,
5. Anodengleichrichter oder Audion.

Gegen einen derartigen Aufbau gibt es eigentlich nichts einzuwenden, aber – und daran scheitert unser Vorhaben – wir bräuchten 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-Geradeusempfänger 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 Spulkerne 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  $600 \text{ kHz}$  mit einer von  $400 \text{ kHz}$  überlagern, muß eine Schwebung der Frequenz  $200 \text{ kHz}$  entstehen. Die gleiche Schwebungsfrequenz ergibt sich aber auch für  $700 \text{ kHz}$  und  $500 \text{ kHz}$ ,  $800 \text{ kHz}$  und  $600 \text{ kHz}$  und ebenso für alle übrigen Frequenzkombinationen, deren Differenz  $200 \text{ kHz}$  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 auseinandergebaut. 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

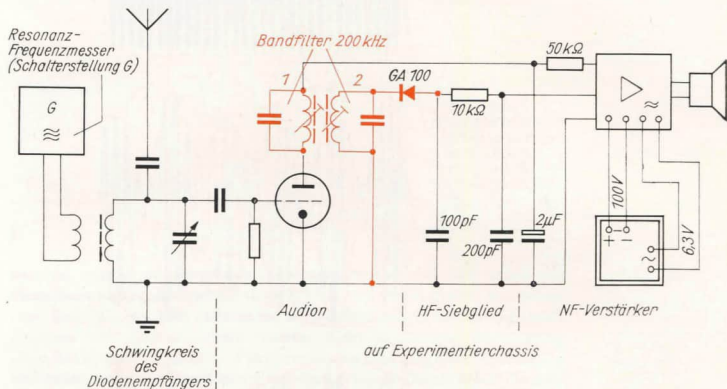
$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{320 \mu\text{H}}{13 \cdot 10^{-3} \mu\text{H}}} = 155 \text{ Windungen aus } 0,2 \text{ CuL.}$$

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



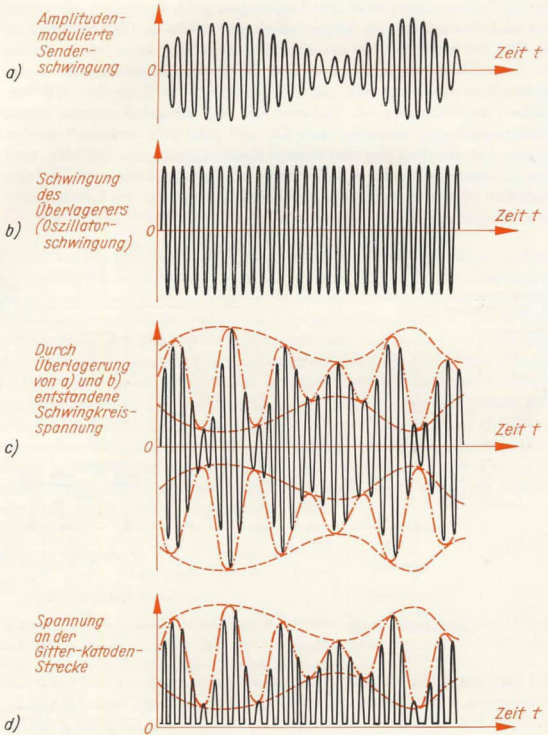
um das Prinzip eines neuartigen Empfängers geht, verzichten wir darauf und schließen am zweiten Kreis einfach eine Diode als HF-Gleichrichter an. Bild 214 zeigt, wie die ursprüngliche Schaltung abgeändert worden ist. Kreis 2 stellt einen ganz normalen Diodenempfänger dar, der an der Masse-(Minus-)Leitung 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

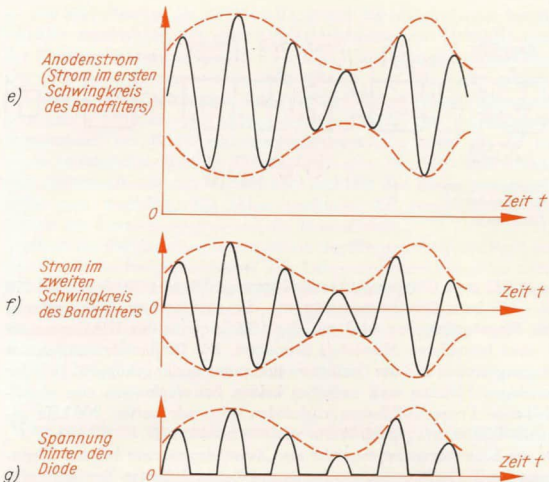
Bild 214  
Grundversuch zum  
Überlagerungsempfang

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 *Überlagerungsempfänger*. Der Hang zu Fremdwörtern 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 215 a ist sie noch einmal schematisch dargestellt. Koppeln wir nun noch eine zweite, nicht modulierte Schwingung (Bild 215 b) 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 215 c, die nun an der Gitter-Katoden-Strecke demoduliert wird (Bild 215 d). 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 215 e) 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 215 f). Mit einer Diode richten wir schließlich ein zweites Mal gleich und gewinnen damit die niederfrequente Modulationsschwingung zurück (Bild 215 g).

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-

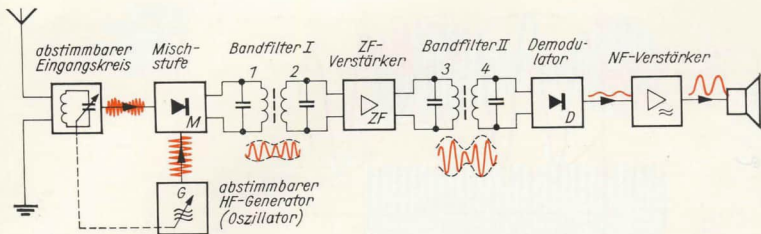


Bild 216  
Blockschaltbild eines  
Überlagerungs-  
empfängers

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

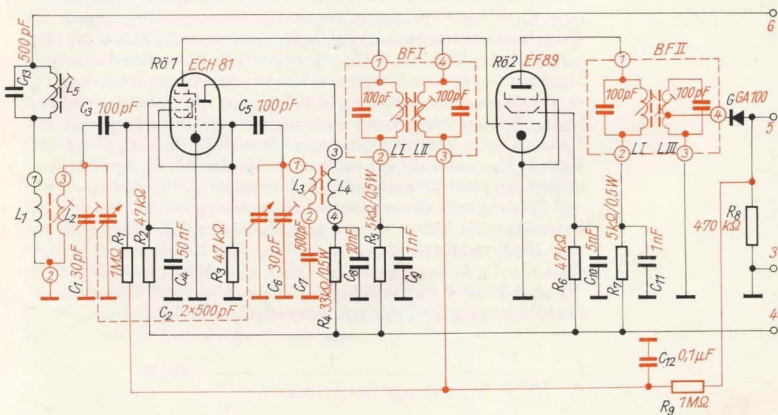
als 200 kHz. Beträgt die ZF 470 kHz, liegen die beiden Sender bereits 940 kHz auseinander. Bei einer Oszillatorfrequenz von 1000 kHz muß der Eingangskreis auf  $1000 \text{ kHz} - 470 \text{ kHz} = 530 \text{ kHz}$  abgestimmt sein. Der auf dieser Frequenz arbeitende Sender regt ihn zu maximalen Schwingungen 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 breiterbandiger 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 R<sub>01</sub> enthält zwei Systeme mit gemeinsamer Katode. Das Heptodensystem dient als Mischröhre, das Triodensystem als Oszillatordröhre. Die Schwingung des eingestellten Senders gelangt über die Antennenzuleitung (Klemme 6) und den Sperrkreis an die Antennenspule L<sub>1</sub>. Die Spule L<sub>2</sub> des Eingangskreises ist mit L<sub>1</sub> induktiv gekoppelt, so daß die Senderfrequenz den Schwingkreis anregen kann. Wie bei unseren bisherigen Empfängerkreisen liegt der Spule ein Scheibentrimmer C<sub>1</sub> und eine Hälfte des Zweifach-Drehkondensators C<sub>2</sub> parallel. Von diesem Schwingkreis gelangt die HF über den Gitterkondensator C<sub>3</sub> an das erste Steuergitter der Mischröhre. Ihr Gitterableitwiderstand R<sub>1</sub> liegt nicht wie gewöhnlich an Masse, sondern ist mit dem Siebglied R<sub>9</sub>C<sub>12</sub> 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 R<sub>2</sub>, der am Pluspol liegt (Klemme 4). C<sub>4</sub> ist der dazugehörige Schirmgitterkondensator.

Den Oszillator bildet eine Rückkopplungsschaltung, wie wir sie vom Audion her kennen. Sein Schwingkreis enthält wie der Eingangskreis die Spule L<sub>3</sub>, eine Hälfte des Zweifach-Drehkondensators C<sub>2</sub> und einen Trimmer C<sub>6</sub>. Da die Frequenz dieses Kreises immer um die ZF größer als die des Eingangskreises sein muß, macht man die Induktivität von L<sub>3</sub> etwa nur halb so groß wie die von L<sub>2</sub> und verkleinert außerdem noch die Kreiskapazität durch den Reihenkondensator C<sub>7</sub>.

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 C<sub>7</sub> 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 durchstimbar sein.

Die Kapazität des Oszillatorkreises hängt nicht nur von den Werten C<sub>D</sub> des Drehkondensators und C<sub>T</sub> des Trimmers ab. Parallel zu diesen beiden Kondensatoren liegen noch die unvermeidliche Kapazität der Spule C<sub>L</sub>, die Röhreneingangskapazitäten der Triode C<sub>ET</sub> und der Heptode C<sub>EH</sub> sowie die Schaltkapazität C<sub>S</sub>. Die Röhrenkapazität entnehmen wir einer Röhrentabelle. Sie beträgt für die Triode C<sub>ET</sub> = 3 pF und für das zweite Steuergitter der Heptode C<sub>EH</sub> = 6 pF. Schalt- und Spulenkapazität können wir nur grob abschätzen. Wir nehmen für C<sub>S</sub> rund 10 pF und für C<sub>L</sub> 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 Oszillatordspule demnach eine Induktivität von

$$L = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f^2 \cdot C} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 9,8^2 \cdot 10^{16} \text{ s}^{-2} \cdot 574 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{V}}} = 46 \mu\text{H}$$

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  $46 \mu\text{H}$  ergibt das eine Eigenfrequenz von  $f = 2930 \text{ kHz}$ . Die größte Frequenz sollte aber nur  $2090 \text{ kHz}$  betragen. Wir liegen demnach um  $840 \text{ kHz}$  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 Seri­enkondensator. Er hat in unserer Schaltung einen Wert von  $500 \text{ pF}$ . 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  $980 \text{ kHz}$  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  $10 \text{ kHz}$  aus. Damit dürfte verständlich geworden sein, weshalb der Seri­enkondensator  $C_7$  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-Zweikreis 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 R<sub>01</sub> 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 R<sub>02</sub>. Der zweite Schwingkreis liegt nicht wie der des Demonstrations-Überlagerungsempfängers auf Masse, sondern wie der Ableitwiderstand der Mischröhre am Siebglied R<sub>9</sub>C<sub>12</sub>. 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 1<sup>2</sup>:3<sup>2</sup>, 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 R<sub>8</sub> 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 R<sub>9</sub>C<sub>12</sub>. Wenn der Demodulator – so wie im Bild 217 dargestellt – mit seiner Katode an der Anzapfung des Kreises liegt, hat die an R<sub>8</sub> abfallende Spannung negative Polarität im Vergleich zu Masse. Diese Spannung enthält drei Komponenten: die zwischenfrequente Spannung, die niederfrequente Wechselspannung und eine Gleichspannung. Am Eingang des NF-Verstärkers wird der Gleichspannungsanteil vom Kondensator C<sub>7</sub> abgetrennt, und die ZF-Reste werden vom HF-Siebglied C<sub>8</sub>R<sub>2</sub>C<sub>9</sub> kurzgeschlossen (Bild 175). Nur die NF gelangt an das Gitter der ersten Verstärkeröhre.

## 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  $350 \Omega$ , 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.

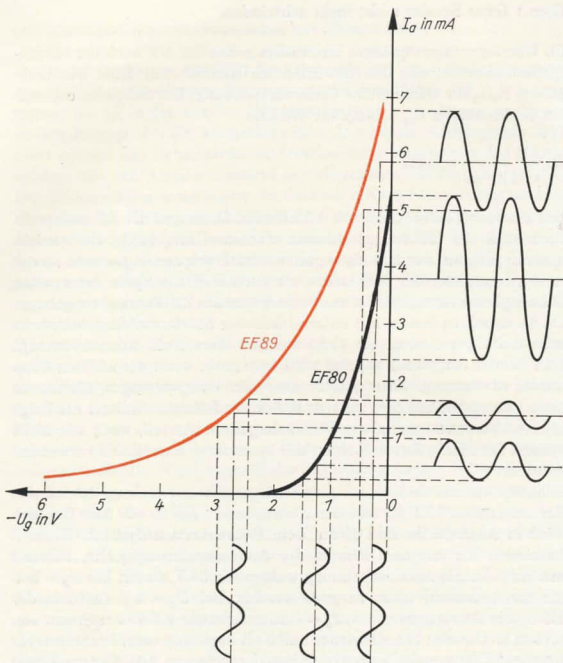
Schauen wir uns deshalb die Anodenstrom-Gitterspannungs-Kennlinien der „normalen“ EF 80 und der „besonderen“ EF 89 an! Der Versuch wird in Analogie zu Bild 66 auf dem Röhrenbrett aufgebaut. Gitter 2 verbinden wir mit dem Pluspol der Anodenspannungsquelle, Gitter 3 mit Katode. Als Anodenspannung wählen 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 Wechselfspannung 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  $R_9C_{12}$  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

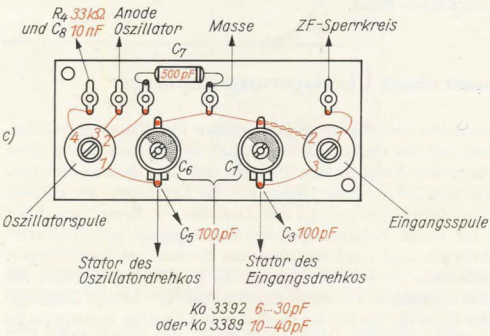
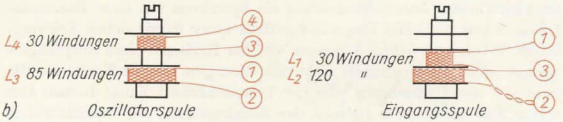
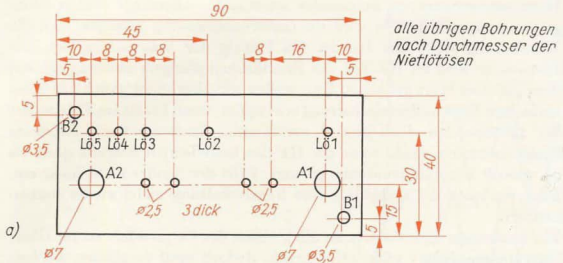
Wir beginnen mit den Schwingkreisen. Spulen und Trimmer des Eingangskreises und des Oszillatorkreises bauen wir gemeinsam auf einer Montageplatte aus 3 mm dickem Pertinax auf. Das Bohrschema entnehmen wir Bild 219a. In die Löcher L<sub>01</sub> bis L<sub>05</sub> nieten wir Lötösen ein. Die vier Bohrungen 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 A<sub>1</sub>, die für den Oszillator in A<sub>2</sub> auf der Montageplatte fest. Über die Verdrahtung dieser Baueinheit gibt uns Bild 219c Auskunft. Zwischen L<sub>02</sub> und L<sub>03</sub> löten wir den Serienkondensator C<sub>7</sub> von 500 pF ein.

### So fertigen wir die Bandfilter

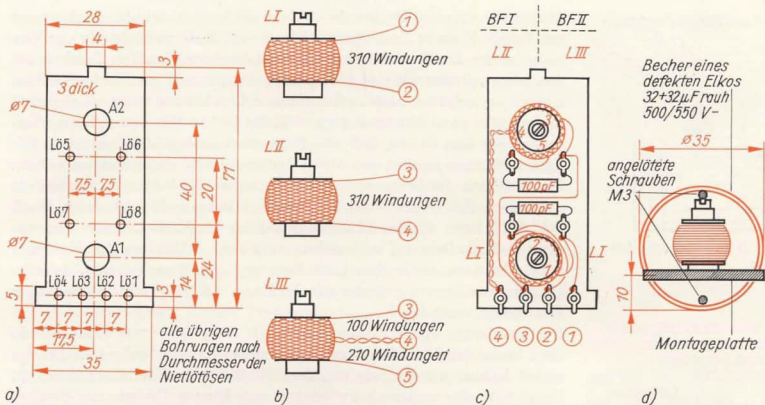
Zum Aufbau dient wieder eine Montageplatte nach Bild 220a. Wir brauchen davon zwei Stück. Nach dem Aussägen, Befeilen und Bohren nieten wir in den Öffnungen L<sub>01</sub> bis L<sub>08</sub> je eine Lötöse ein. Sie müssen möglichst klein sein, damit sich die in L<sub>01</sub> bis L<sub>04</sub> sitzenden 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 Volldraht verwenden; wir nehmen sogenannte *Hochfrequenzlitze*. Sie besteht aus vielen sehr dünnen, lackisolierten Volldrähten, die gemeinsam noch mit Seide umspunnen sind. Worin liegt der Vorteil dieser HF-Litze? Wir wissen, daß die Resonanzspannung in einem Schwingkreis dann am größten wird, wenn der Wechselstromwiderstand der Spule möglichst klein ist. Bei hohen Frequenzen tritt in den Leitungen ein Effekt auf, den wir noch nicht kennen. Der hochfrequente Wechselstrom hat das Bestreben, nur an der Oberfläche des Leitungsdrahtes zu fließen.



Deshalb muß der Draht eine möglichst große Oberfläche haben. Wie man das bei einem bestimmten Querschnitt erreicht, soll eine kleine Rechnung zeigen. 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  $20 \cdot 0,14 \text{ mm} = 2,8 \text{ mm}$ .

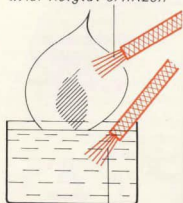
Die Oberfläche der HF-Litze ist also  $\frac{2,8 \text{ mm}}{0,63 \text{ mm}} = 4,4$ mal größer als die

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-

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

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

fern 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 verzinnet werden. Auch hier verwenden wir auf keinen Fall Lötfett oder Lötpaste, sondern nur Kolophonium. Nach Bild 221 b legen wir das Litzenende auf das Flußmittel, setzen den verzinnten LötKolben auf und ziehen nach dem Schmelzen des Kolophoniums die Litze unter dem LötKolben 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 Drahtschleife 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 Schwingkreis Kondensator 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

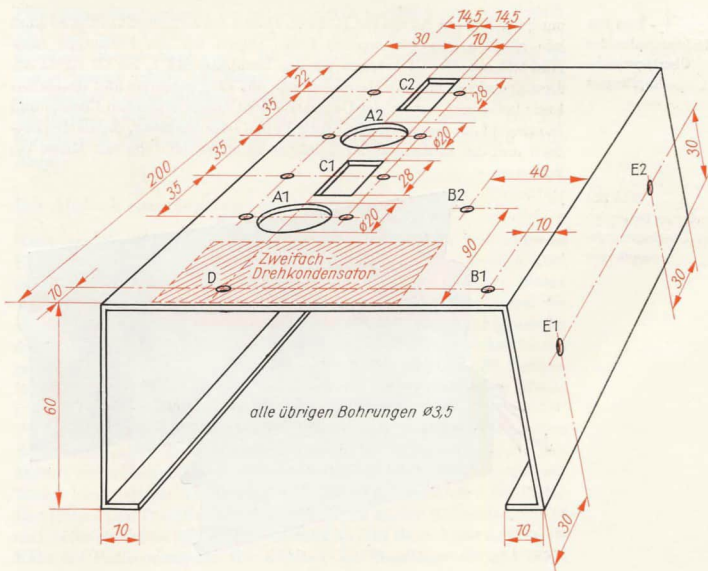


ein 4 mm großes Loch. Hier soll die Nase der Montageplatte eingesteckt werden. Am unteren Rand des Bechers müssen wir zwei Schlitzlöcher einfeilen, damit sich die Montageplatte vollständig in den Becher einschieben läßt. Die Lage der Platte im Becher geht aus Bild 220d hervor. Zwei Bohrungen von etwa 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 verzinnnten 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 Zweikreis 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







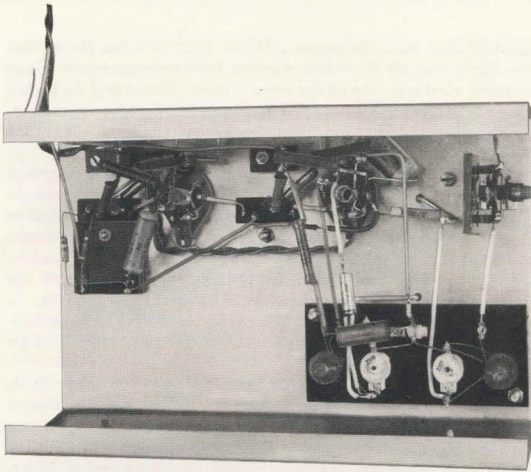


Bild 225  
Blick in die Ver-  
drahtung des Über-  
lagerungsempfängers

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 $\Omega$  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.

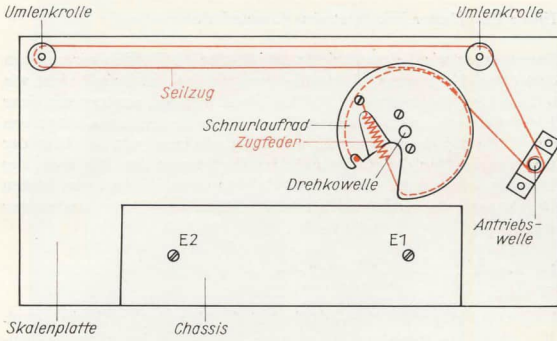
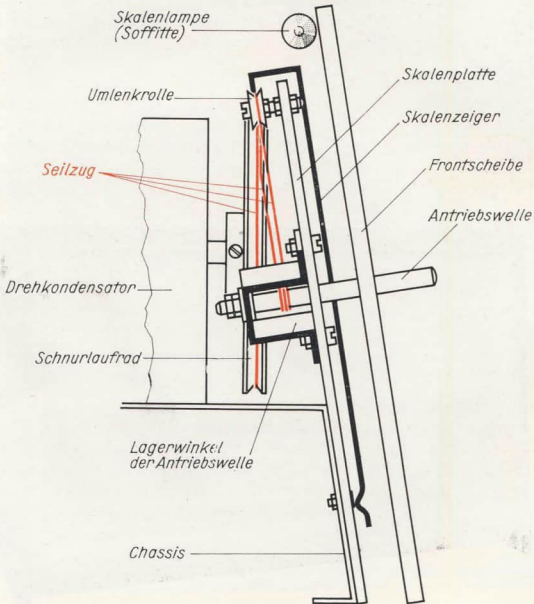


Bild 226  
Der Skaletrieb  
frontal (oben) und  
seitlich (unten) gesehen



## 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 Drehkrawelle 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  $d = 81 \text{ mm}$  wird die Skale

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

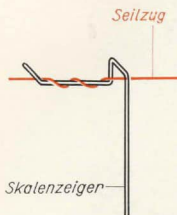


Bild 227  
So biegen und  
befestigen wir den  
Skalenzeiger

lang. Wir fertigen das Schnurlaufrad analog dem des Zweikreisers (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.

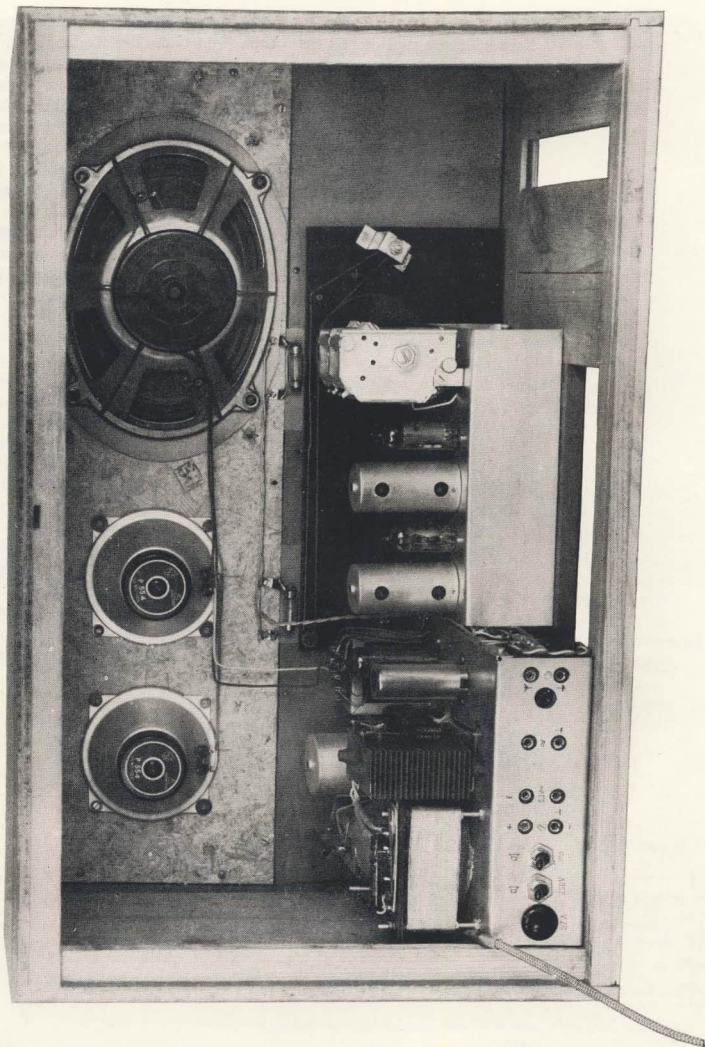
Über den grundsätzlichen Aufbau dieses Skalentriebes gibt uns Bild 226 sicherlich genügend Hinweise. Die endgültige Ausführung richtet sich nach dem im speziellen Gehäuse vorhandenen Platz. Den Skalenzeiger biegen wir nach Bild 227 aus 1 mm dickem Aluminiumdraht. Er wird mit roter Nitrofarbe gestrichen 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 Aus-  
führung 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.

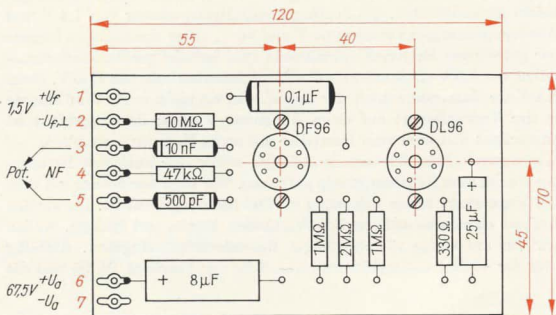
Zwei zwischen Frontplatte und Skalenplatte angeordnete Soffitten für 6,3 V/0,3 A dienen als Skalenbeleuchtung. Wir schließen sie über eine verdrehte Leitung an den Heizungsanschluß am NF-Verstärker an.

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.

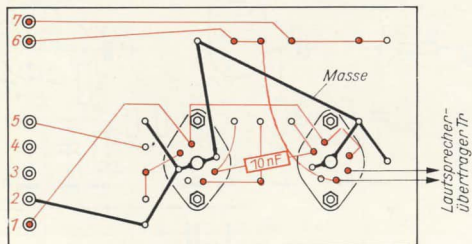


Kondensator-Widerstands-Kombination  $C_4R_5$  zwischen Masse und Gitterwiderstand der Endröhre DL 96. Sowohl der Einzelwiderstand  $R_2$  als auch die Kombination  $C_4R_5$  dienen dem Erzeugen der erforderlichen Gittervorspannung. Da bei Batterieröhren die Katode unmittelbar mit dem Heizfaden verbunden 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 Wechselfspannung 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  $-2\text{ V}$  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

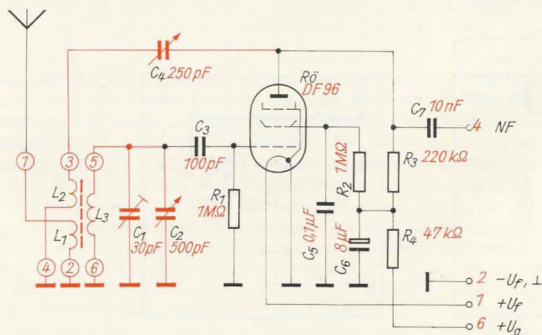
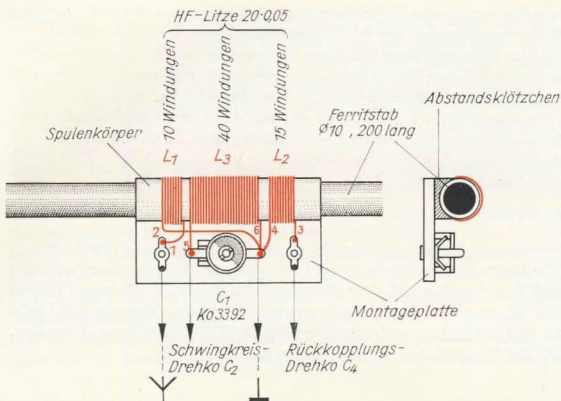


Bild 232  
Schaltbild des Audions  
für Batteriebetrieb



Bild 233  
Aufbau der Ferrit-  
antenne



durchgeführt werden kann. Den bewickelten Spulenkörper kleben wir mit zwei Abstandsklötzchen aus Hartholz auf eine 55 mm  $\times$  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)

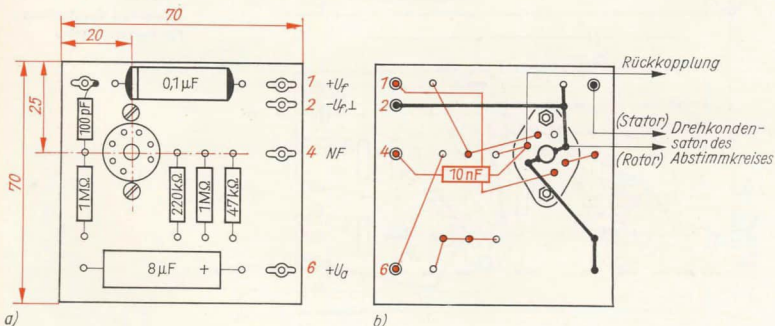




Bild 236

So ordnen wir die Bauelemente und Schaltungen 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.

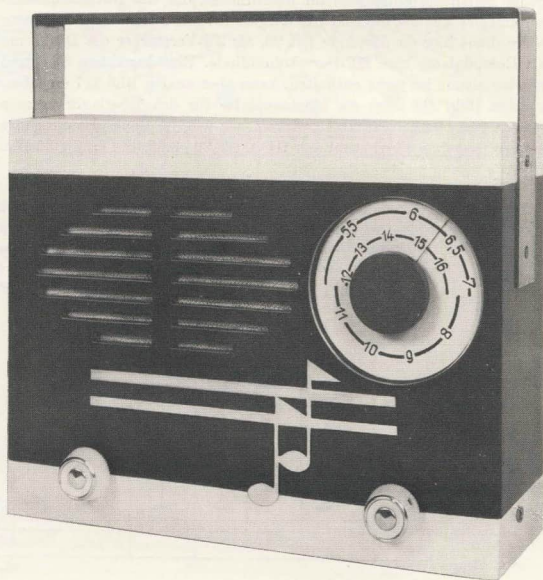
Das Batterie-Audion gleichen wir mit unserem Resonanz-Frequenzmesser ebenso wie unser Netz-Audion ab: bei 510 kHz durch Verschieben des Spulenkörpers auf dem Ferritstab, bei 1620 kHz durch Verdrehen des Trimmers. Nach erfolgreicher Funktionsprobe bauen wir sämtliche Teile wieder aus, lassen aber die 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.

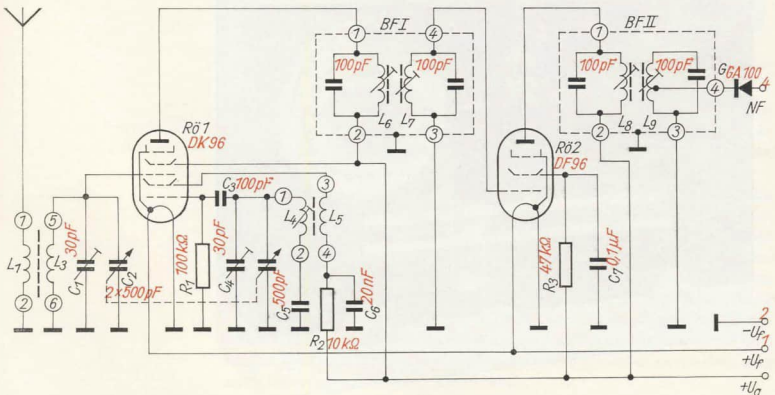
Wer Lust hat, entwirft für den etwas leeren Raum unterhalb der Lautsprecherschlitze eine die Breite betonende Figur, die sich mit der Laubsäge aus poliertem Alu-, Messing- oder Kupferblech aussägen läßt. Ein Anstrich mit farblosem Nitrolack verhindert ein Erblinden der polierten Oberfläche. Bild 237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





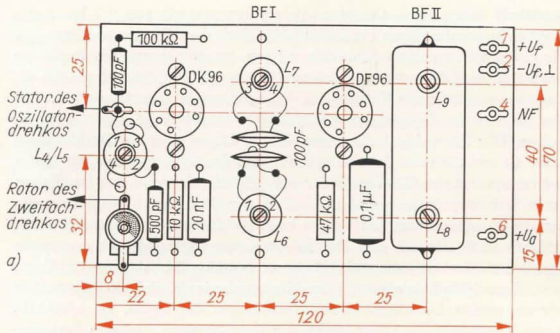
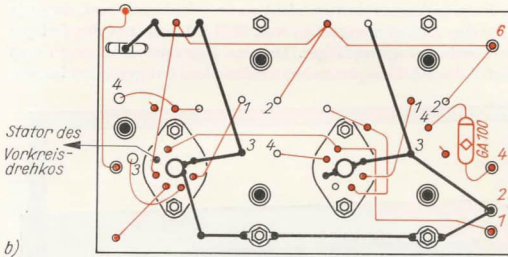


Bild 239  
Zum Aufbau des Überlagerungs-empfängers:  
a) Anordnung der Bauelemente auf der Montageplatte,  
b) Verdrahtungsplan (von unten gesehen)



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

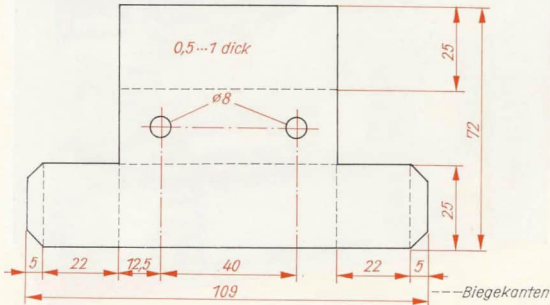
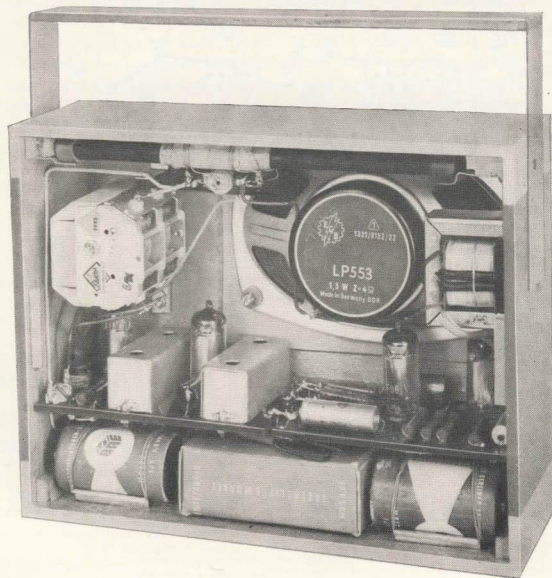


Bild 240  
Der Rohling für die Bandfilterkappen

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 k $\Omega$  zur Klangregelung ein. Ein Ende verbinden wir mit Masse, die Mitte über einen Kondensator von 0,01  $\mu$ 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 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

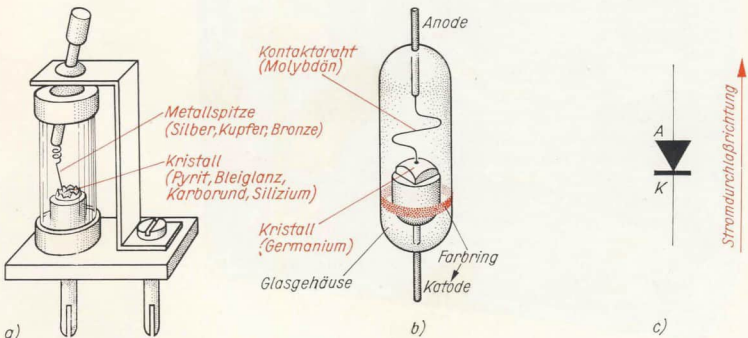
Detektor und

Germaniumdiode:

a) Kristall-Detektor,

b) Germanium-Spitzendiode,

c) Schaltzeichen der Diode



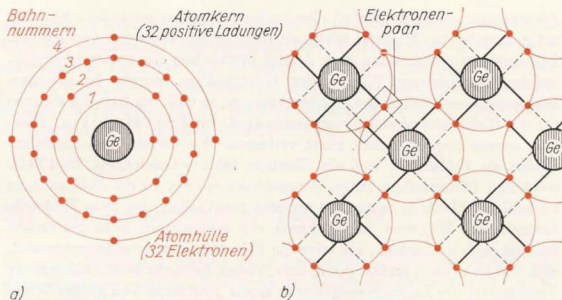


Bild 243  
 Zur Struktur von  
 Germanium:  
 a) Aufbau eines  
 Germaniumatoms,  
 b) Elektronenpaar-  
 Bindung der  
 Germaniumatome

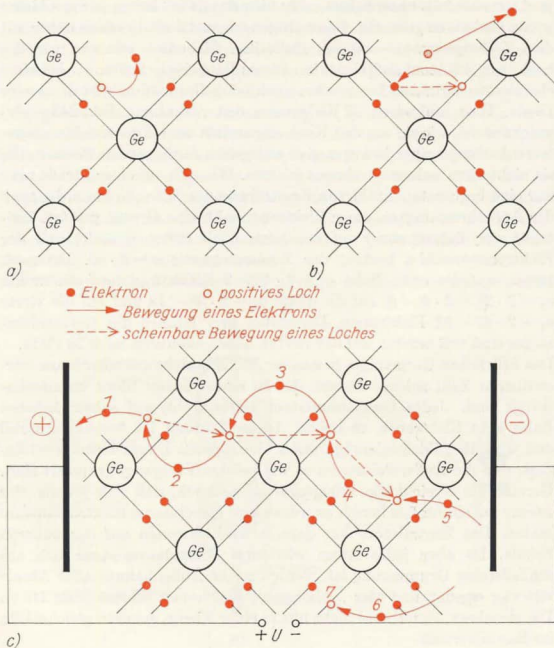
beiden Überlagerungsempfängern und auch schon in unserem Stromversorgungsgerät eingesetzt. Über die Funktion, die sie erfüllen sollen, sind wir ebenfalls unterrichtet, aber über das „wie“ haben wir uns bisher wenig Gedanken gemacht. Beschäftigen wir uns deshalb etwas näher mit dem *Leitungsmechanismus 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 Edelgaskgestalt 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



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

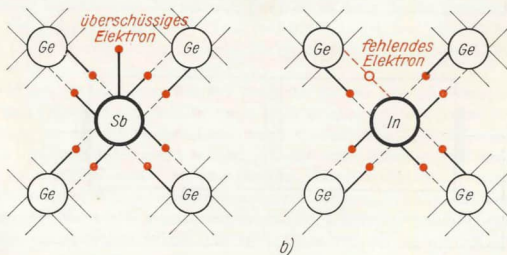


Bild 245  
Störstellen im Germanium:  
a) Antimon im Germaniumgitter (n-Germanium),  
b) Indium im Germaniumgitter (p-Germanium)

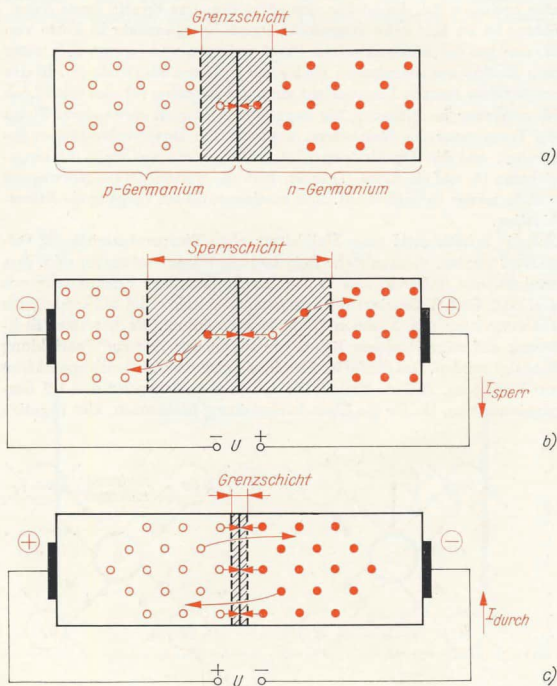
Ladungsträger vorhanden sind, wird dieser Halbleiter als *n-Typ* (*n*: negativ) bezeichnet. Neben der Eigenleitung bestimmen vor allem die überschüssigen Elektronen den Leitungsmechanismus (Elektronen-Übererschulung, *n-Leitung*).

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. Jeweils zwei dieser unterschiedlichen Ladungsträger vereinigen sich in

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 246a 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 246b). 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 246c). Im äußeren Kreis fließt ein sehr starker, von der anliegenden Spannung abhängiger Strom – der *Durchlaßstrom*.

## Wir nehmen die Kennlinien eines Germanium-Gleichrichters auf

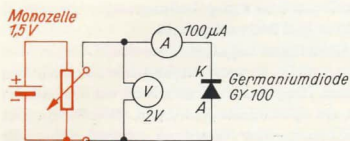
Die Kombination von p-Germanium und n-Germanium ist für das Zustandekommen der Ventilwirkung verantwortlich. Nach Bild 247 bauen wir einen Versuch auf, mit dessen Hilfe wir den Sperrstrom in Abhängigkeit von der anliegenden Spannung messen. Als Spannungsquelle dient uns eine Monozelle von 1,5 V. Damit wir die Spannung zwischen 0 V und 1,5 V stetig einstellen können, verwenden wir als Spannungsteiler einen Draht-Drehwiderstand von etwa 100  $\Omega$  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  $\mu\text{A}$ , bei 0,05 V 9  $\mu\text{A}$ , bei 0,1 V 13  $\mu\text{A}$  und ab 0,15 bis 1,5 V 14  $\mu\text{A}$  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-

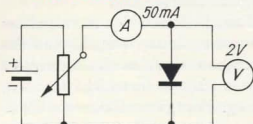
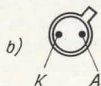
Bild 247

Wir nehmen die Kennlinie einer Germaniumdiode auf:

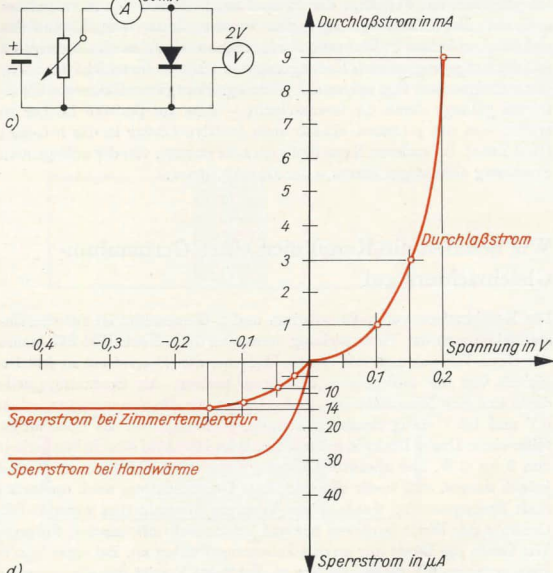
- a) Schaltung zur Aufnahme der Sperrkennlinie, b) Anschlußschema der Diode GY 100, c) Schaltung zur Aufnahme der Durchlaßkennlinie, d) Kennlinie einer Germaniumdiode



a) Drahtdrehwiderstand 100Ω/3-5W



c)



d)

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 µA auf 30 µA! 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  $1 \text{ mA}$ , bei  $0,15 \text{ V}$   $3 \text{ mA}$  und bei  $0,2 \text{ V}$   $9 \text{ mA}$ . 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 zusammenfielen. 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.  $20 \text{ mA}$ . 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  $1 \text{ A}$ . Zur Wärmeabfuhr sind hier Kühlbleche erforderlich. Derartige Flächendioden haben wir auch schon verwendet, und zwar bilden  $4$  Stück GY 112 den Graetz-

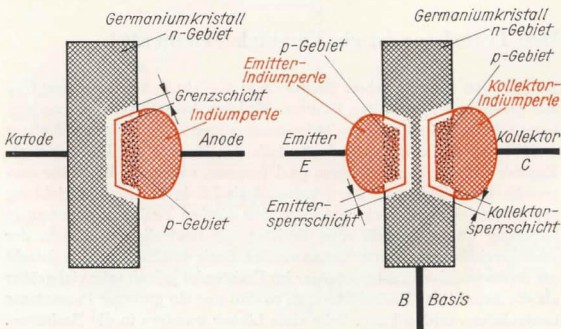


Bild 248  
Prinzip der Flächendiode (links) und  
Prinzip des Flächen-  
transistors (rechts)

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 *pnp-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.

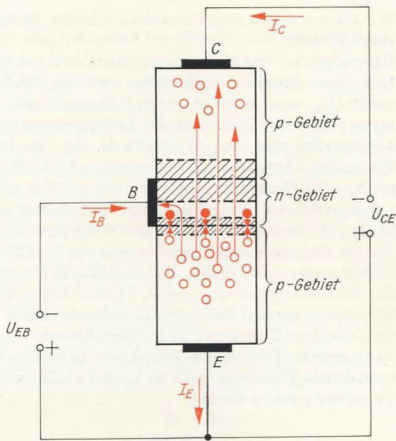


Bild 249  
Leitungsvorgänge in  
einem p-n-p-Transistor

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.

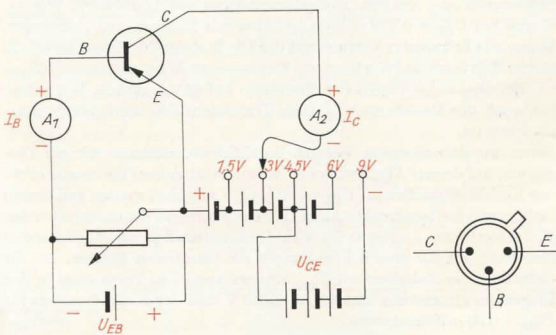


Bild 250  
Schaltung zur Aufnahme der Kennlinie eines Transistors (rechts das Anschlußschema des Transistors GC 123)

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  $100 \Omega/3 \text{ W}$ . 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  $P_{\max} = 120 \text{ mW}$  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 –  $42 \mu\text{A}$ , bei 3 V  $45 \mu\text{A}$ , bei 4,5 V  $47 \mu\text{A}$  und bei 9 V  $55 \mu\text{A}$  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  $U_{CE} = 9 \text{ V}$  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  $105 \mu\text{A}$  ab. Bei  $U_{CE} = 1,5 \text{ V}$  geht der Reststrom auf  $90 \mu\text{A}$  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 einzeichnen zu können. Bei 9 V darf der Kollektorstrom für  $P_{\max} = 120 \text{ mW}$  höchstens

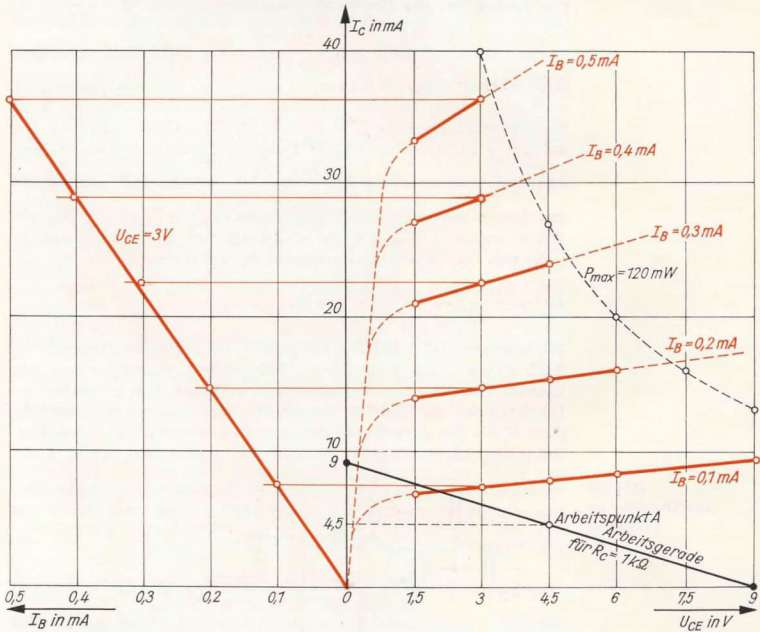
$$I_C = \frac{P_{\max}}{U_{CE}} = \frac{0,12 \text{ W}}{9 \text{ V}} = 13,3 \text{ mA}; \quad \text{bei } 6 \text{ V } 20 \text{ mA}; \quad \text{bei } 4,5 \text{ V } 26,6 \text{ mA}$$

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  $\beta$ , der auch als *Kleinsignalverstärkung* bezeichnet wird, unterscheidet der Techniker die *Gleichstromverstärkung*

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

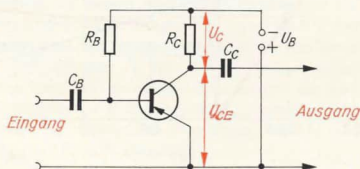
transistor haben wir für eine Kollektorspannung von  $U_{CE} = 3$  V folgende Werte ermittelt:  $I_{CEO} = 42 \mu\text{A} \approx 0,04$  mA und  $I_C = 7,5$  mA bei  $I_B = 0,1$  mA. Die Gleichstromverstärkung beträgt demnach

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

Wir erkennen, daß  $\beta$  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  $50 \mu\text{A}$  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  $R_B \approx 2 \cdot B \cdot R_C$ .

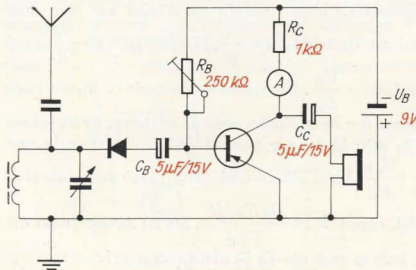
Für unser begonnenes Beispiel ( $R_C = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $B = 75$ ) muß der Basiswiderstand  $R_B \approx 2 \cdot 75 \cdot 1 \text{ k}\Omega = 150 \text{ k}\Omega$  groß sein. Wir nehmen dafür einen Miniatur-Schichtdrehwiderstand von  $250 \text{ k}\Omega$  und stellen mit ihm einen Kollektorstrom 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  $30 \text{ Hz}$  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 entgegengewirkt werden.

In den meisten Fällen werden wir den Arbeitspunkt eines Transistors so einstellen, daß ein „Heißlaufen“ ausgeschlossen ist, also weit unterhalb der maximalen Verlustleistung. Daß auch dann noch Maßnahmen zur Konstanthaltung des Kollektorstromes erforderlich sind, schauen wir uns an einem einfachen Beispiel an. Der Transistor habe bei 20°C einen Reststrom von  $I_{CEO} = 125 \mu\text{A}$ , die Batteriespannung betrage 1 V und der Kollektorwiderstand sei mit 2 k $\Omega$  gewählt. Den maximalen Kollektorstrom errechnen wir zu  $I_{C\text{max}} = \frac{U_B}{R_C} = \frac{1\text{ V}}{2\text{ k}\Omega} = 0,5\text{ mA}$ , der 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  $\mu\text{A}$  beträgt, so wird er bei 30°C auf etwa 250  $\mu\text{A}$  und bei 40°C auf 500  $\mu\text{A}$  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.

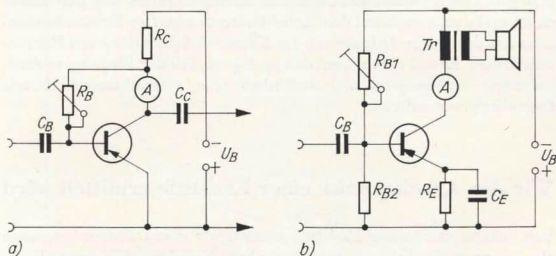


Bild 254  
Schaltungen zur  
Temperaturkompensation:  
a) Stabilisierung des  
Kollektorstromes  
durch einen am  
Kollektor liegenden  
Basiswiderstand,  
b) Stabilisierung einer  
Endstufe durch Basis-  
Spannungsteiler und  
Emitterwiderstand

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

$$\frac{U_{CE}}{R_B} \approx \frac{U_{CE}}{B \cdot R_C} \quad \text{bzw.} \quad R_B \approx B \cdot R_C.$$

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 Eingangswechselfspannung verlorengeht 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 Fernmeldebetriebes 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  $U_{CE} = 18 \text{ V} / I_C = 0 \text{ mA}$  und  $U_{CE}$

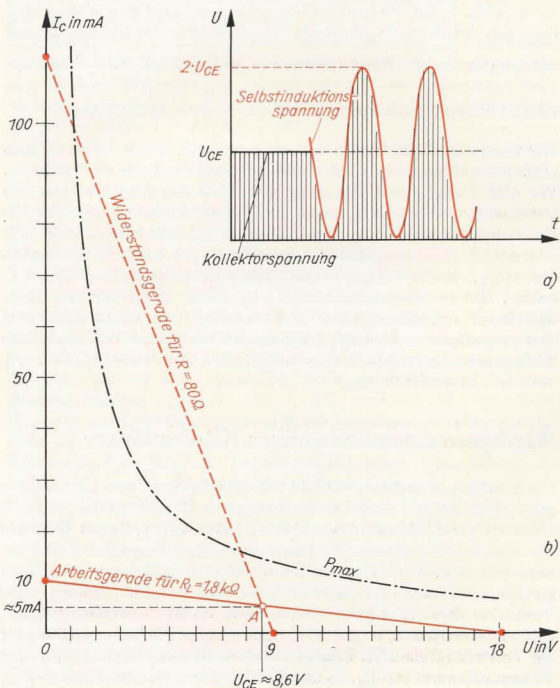


Bild 255  
Zur Einstellung des Arbeitspunktes einer Transistor-Endstufe

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

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  $5 \text{ mA}$  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  $5 \text{ mA}$  einstellen. Nach  $R = \frac{U_B}{I_Q}$  muß der

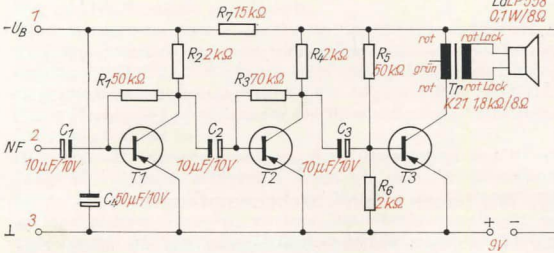
$$\text{Gesamtwiderstand des Spannungsteilers } \frac{9 \text{ V}}{0,2 \text{ mA}} = 45 \text{ k}\Omega \text{ betragen.}$$

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  $25 \text{ mW}$ , 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  $2 \text{ V}$ ). 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  $B_{T1} = 25$ ,  $B_{T2} = 32$  und  $B_{T3} = 85$ . 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.

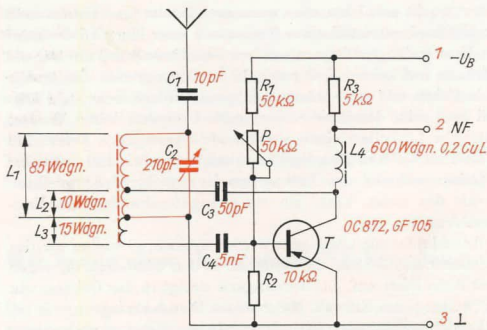
Wenn die Anschlußfahnen abgebogen werden müssen, so wollen wir das nicht unmittelbar am Gehäuse durchführen. In den Glasdurchführungen treten sonst feine Risse auf, Luftfeuchtigkeit dringt in das Gehäuse ein und „nagt“ so lange am Kristall, bis er seinen Dienst versagt.

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. Daß 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 versperrern.

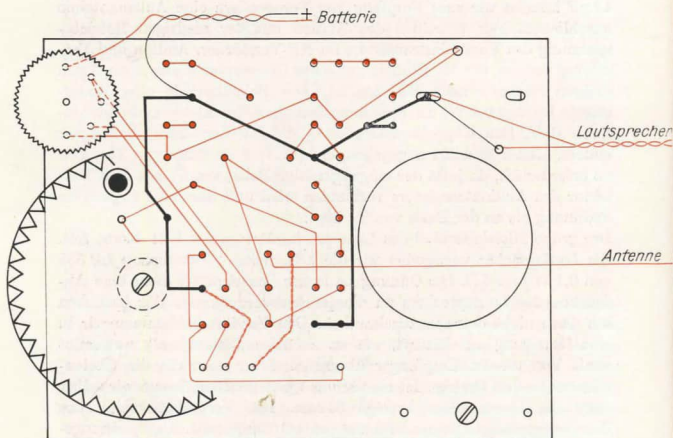
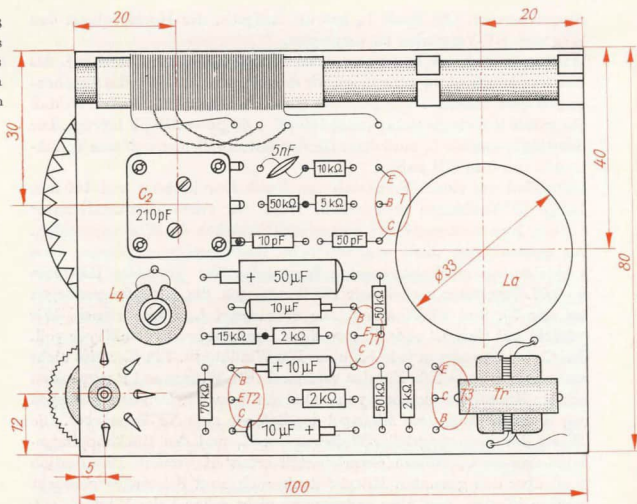
Wir bauen auch das Audion zunächst im Experimentierchassis auf. Als Abstimmkondensator verwenden wir den Drehkondensator des Taschenempfängers „Mikki“. Wir schalten beide Statorpakete parallel, so daß die größte Schwingkreis Kapazität  $150 \text{ pF} + 60 \text{ pF} = 210 \text{ pF}$  beträgt. Die Schwingkreisspule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

Dazu sind auf einem Ferritstab von  $8 \text{ mm}$  Durchmesser und  $100 \text{ mm}$  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  $\text{CuL } 0,2$  oder dünner einen Dreikammer-Spulenkörper voll. Bei  $\text{CuL } 0,2$  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  $10 \text{ pF}$  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  $3 \text{ mm}$  dickem Pertinax nach Bild 258 an. Die Belastbarkeit aller Widerstände beträgt  $0,1 \text{ W}$ , die Spannungsfestigkeit der Elektrolytkondensatoren  $10 \text{ V}$ . 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  $8 \Omega$ . 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  $55 \text{ mm}$ . 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 Elementfabrik. 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 Knoppfotentiometer müssen wir in der rechten Schmalseite entsprechende Schlitze 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-

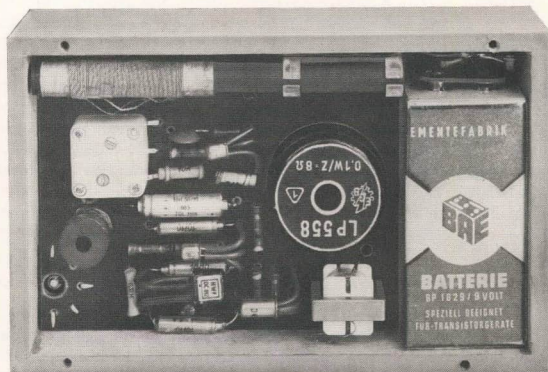


Bild 259  
So ordnen wir die Einzelteile im Taschenempfänger an

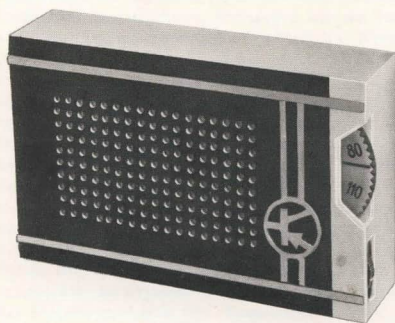


Bild 260  
Unser Transistor-Taschenempfänger

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  $10 \mu\text{A}$  fließt. Dann brauchen wir keinen zweiten Strommesser. Der Basiswiderstand muß eine Größe von

$$R_B = \frac{U_B}{I_B} = \frac{4,5 \text{ V}}{0,01 \text{ mA}} = 450 \text{ k}\Omega$$

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  $10 \mu\text{A}$  werden, ohne daß wir es bemerken. Dieser Fall tritt dann ein, wenn die Batteriespannung unter  $4,5 \text{ V}$  gesunken ist. Deshalb müssen wir uns vor jeder Messung überzeugen können, ob die Batterie noch verwendbar ist. Als Meßgerät wollen wir den Kollektorstrommesser verwenden. Wir einigen uns darauf, daß er bei voller Batterie einen Strom von  $I = 1 \text{ mA}$  anzeigen soll. Dazu ist ein 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 Anzeiginstrument haben? Die Restströme der Transistoren bis 150 mW schwanken zwischen 50 und 500  $\mu\text{A}$ , die Stromverstärkungen zwischen 20 und 200. Der kleinste in Betracht kommende Meßbereich wäre demnach 1 mA. Wenn die Skale 30 Teilstriche enthält, entsprechen 50  $\mu\text{A}$  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  $\mu\text{A}$  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  $I_{CEO}$  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  $180 \Omega$ , 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.

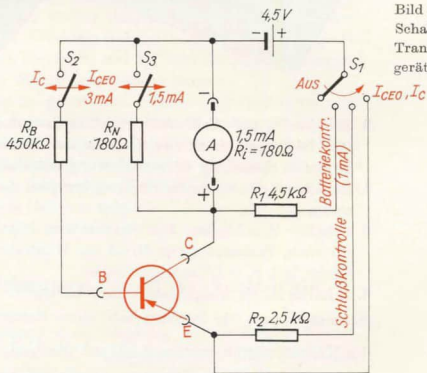
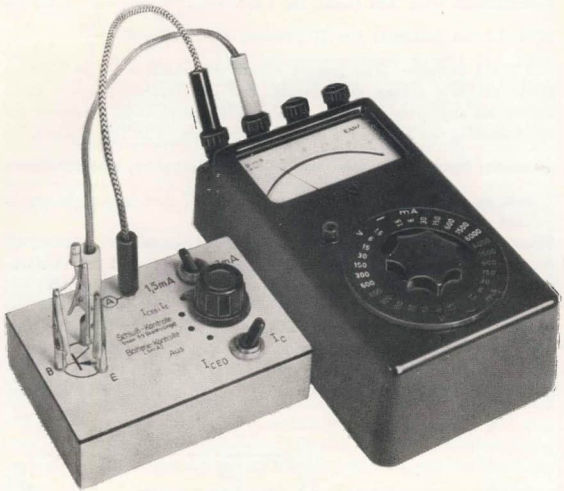


Bild 261  
Schaltbild des  
Transistorenprüf-  
gerätes

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  $120 \text{ mm} \times 85 \text{ mm} \times 30 \text{ mm}$  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  $I_{CEO}$  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  $B = \frac{I_C - I_{CEO}}{I_B}$  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

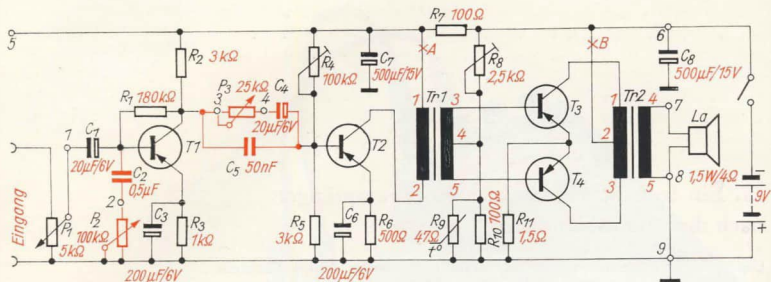


Bild 263  
Schaltbild des  
1-W-Gegentakt-  
verstärkers

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 Emittor 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  $R_9R_{10}$  wird kleiner. Dadurch sinkt die Basisvorspannung der Endstufentransistoren, und die Kollektorströme gehen zurück.

Zusätzlich ist noch ein gemeinsamer Emittorwiderstand  $R_{11}$  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.

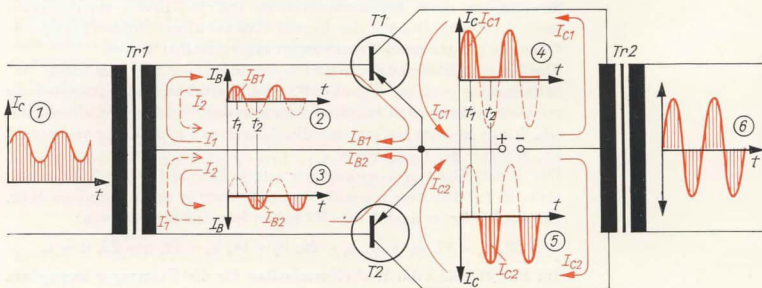
Die beiden Endstufentransistoren müssen in ihren elektrischen Kennwerten ziemlich genau übereinstimmen. Die Industrie bietet sogenannte „Pärchen“ an, von denen für unsere Schaltung 2 GC 301 geeignet ist. Im Mustergerät wurden zwei 400-mW-Basteltransistoren eingesetzt. Je genauer die Stromverstärkung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

Zum Verständnis der Wirkungsweise einer Gegentakt-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 Gegentakt-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.

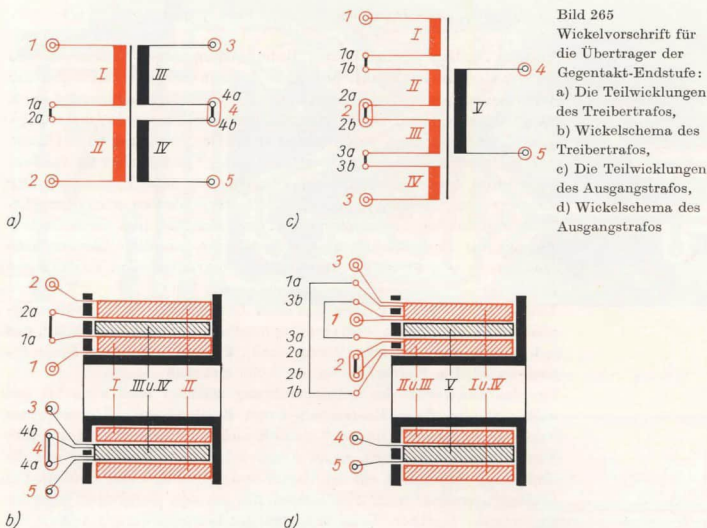
In unserer Betrachtung haben wir vorausgesetzt, daß die Endstufentransistoren keine Basisvorspannung erhalten. Aus praktischen Gründen wählt man jedoch eine bestimmte Vorspannung, so daß ohne NF-Ansteuerung bereits ein Kollektorstrom von einigen mA fließt. In der Schaltung nach Bild 263 stellen wir mit  $R_8$  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.



Für den Treibertrafo beginnen wir mit Wicklung I: 600 Windungen aus 0,16 CuL. Dann isolieren wir und bringen die Wicklungen III und IV – jeweils 160 Windungen 0,4 CuL – gleichzeitig auf. Von zwei Vorratsspulen wickeln wir zwei Spulendrähte gemeinsam auf den Spulenkörper. Eine solche zweidrähtige Wicklung wird als *bifilare* Wicklung bezeichnet und gewährleistet, daß beide Wicklungshälften genau gleich sind. Nachdem wir erneut isoliert haben, folgen zum Schluß noch einmal 600 Windungen 0,16 CuL für Wicklung II. Bild 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.

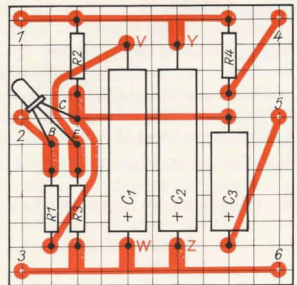
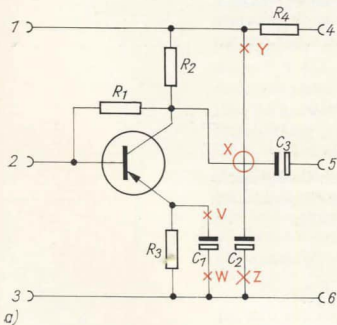
## Eine neue Verdrahtungsart: die gedruckte Schaltung

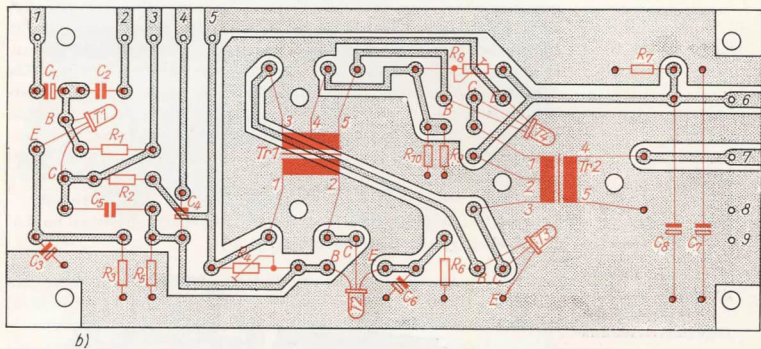
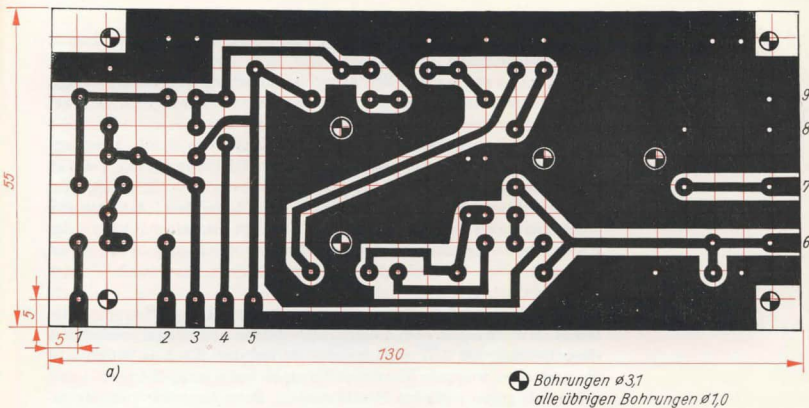
Für den Aufbau unseres letzten Rundfunkempfängers wollen wir uns eines modernen Verfahrens bedienen, das seit einigen Jahren von der Industrie und auch von vielen Amateuren mit Erfolg angewendet wird. Bei der industriellen Fertigung spielen vor allem ökonomische Gesichtspunkte eine Rolle, wie Automatisierbarkeit 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 Kondensatoren.

Bild 266  
Zur Konstruktion der  
Leitungsführung einer  
gedruckten Schaltung:  
a) Schaltbild,  
b) Leitungsführung





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 maßstabsgerecht auf Papier. Mit Heftpflaster oder T-Band kleben wir es dann auf die vorher mit einer Imlösung 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



gewöhnnt 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 ( $\text{FeCl}_3$ ), das in jeder Drogerie zu haben ist. Die Ätzlösung soll etwa 30- bis 40% ig sein, d. h., in  $100 \text{ cm}^3$  Wasser sind 38 bis 55 g  $\text{FeCl}_3$  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  $100 \text{ cm}^3$  gelöst sind. Dieser Menge entspricht eine Folienseite von rund  $160 \text{ cm}^2$ . Die Leiterplatte für unseren Gegentaktverstärker ist zu etwa 75% mit Farbe abgedeckt, rund  $18 \text{ cm}^2$  Kupferfläche sind wegzuzätzen.  $100 \text{ cm}^3$  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 267b 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.

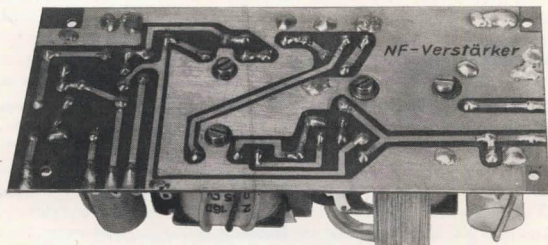


Bild 269  
Die Platine des Verstärkers von der Leiterseite aus gesehen

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 $\Omega$ ). 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.

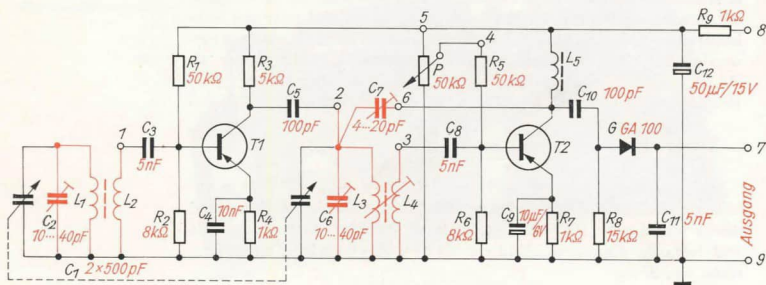
Die in den Transistoren der Endstufe entstehende Wärme leiten wir über je eine Kühlechelle aus 1 mm dickem Aluminiumblech zum Kern des Ausgangsübertragers Tr2 ab. Ein besonderes Kühlblech ist nicht erforderlich, die Verbindung mit dem Kern aber unter allen Umständen. Die Bedienelemente wie  $P_1$  (Lautstärke),  $P_2$  (Höhen),  $P_3$  (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 Zweikreisler

Nach erfolgreicher Prüfung unseres Gegentaktverstärkers mit einem Plattenspieler oder dem Diodenempfänger bauen wir als ersten Empfänger einen Zweikreisler, 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 Röhrenzweikreisler 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  $2 \cdot 500 \text{ pF}$  – zu empfehlen ist eine Ausführung mit Feintrieb – abgestimmt. Zum

Bild 270  
Schaltbild des  
Transistor-Zweikreislers



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  $20 \cdot 0,05$ , 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 271a). Eine besondere Antennenspule zum Anschluß einer Außenantenne ist nicht erforderlich, da die Empfindlichkeit des Empfängers in Verbindung mit dem leistungsfähigen NF-Verstärker ausreicht.

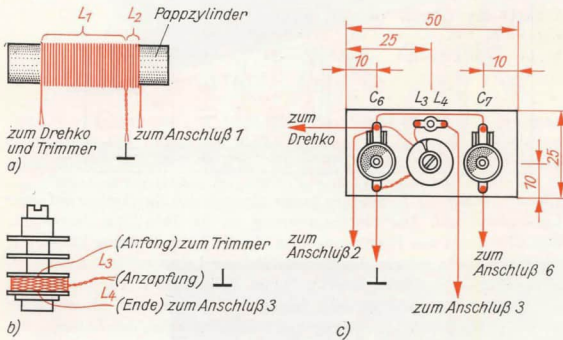
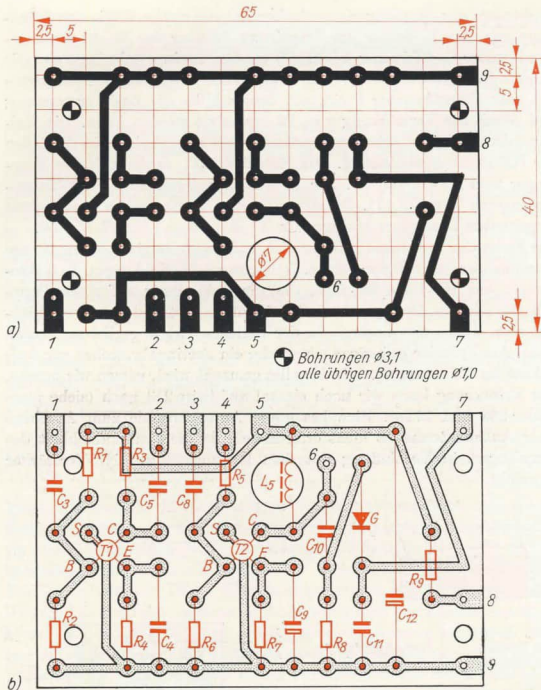


Bild 271  
Die Spulen des Zweikreises: a) Zur Wicklung der Ferritstabspule, b) Zur Wicklung der Zwischenkreisspule, c) Zum Aufbau der Zwischenkreiseinheit

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  $L_3, L_4, C_6$  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 auszuliegen. 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
Kurzwelle	1,3 $\mu$ 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-  
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

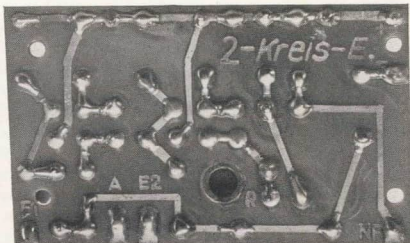
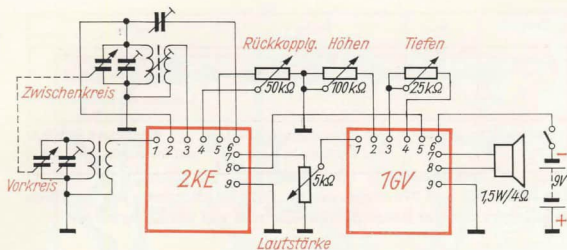


Bild 274  
Die Platine des Zwei-  
kreisempfängers von der  
Leiterseite aus gesehen



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 Kern-drehung), bei 1600 kHz kapazitiv (Trimmer) abgleichen, mehrmals wiederholen, mit Trimmer beenden. Unseren Prüferset stellen wir so weit vom Empfänger weg, daß bei voll aufgedrehtem Lautstärkereger 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.

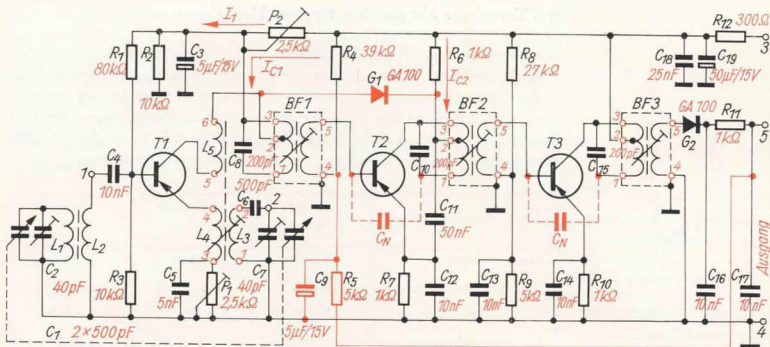


Bild 276  
Schaltbild des  
Transistor-Überlage-  
rungsempfängers

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 Schwingkreisspule von BF 1 parallel und bedämpft dadurch den ersten ZF-Kreis stark. Die Verstärkung der vorhergehenden (Misch-) Stufe nimmt ab, gleichzeitig wird die Bandbreite des ZF-Verstärkers leicht vergrößert.

## 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 Emitter 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 10 000	bis 1000	bis 1000
Eingangswiderstand	1...5 kΩ	0,01...1 MΩ	10...50 Ω
Ausgangswiderstand	≈ 10 kΩ	≈ 1 kΩ	≈ 100 kΩ

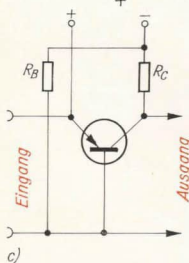
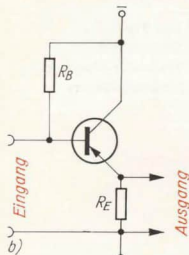
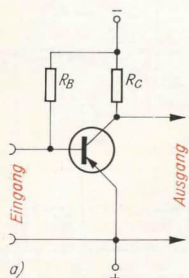


Bild 277

Schaltungsarten eines Transistors:

- a) Emitterschaltung,
- b) Kollektorschaltung,
- c) Basisschaltung

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

Basis fernhält. Die so geänderte Basisschaltung ist im Bild 278a 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 278b ist der Oszillator in Basisschaltung dargestellt. Ein Vergleich mit Bild 276 dürfte uns nicht schwerfallen.

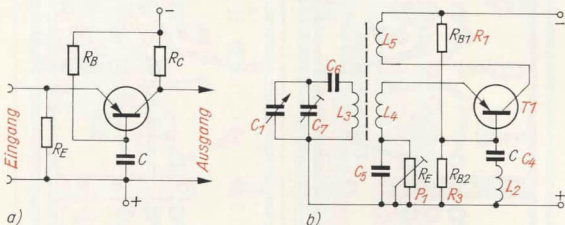


Bild 278  
Oszillator in Basis-  
schaltung:  
a) Geänderte Basis-  
schaltung,  
b) So entsteht aus dem  
Verstärker in Basis-  
schaltung ein Oszillator

### So bauen wir den Überlagerungsempfänger auf

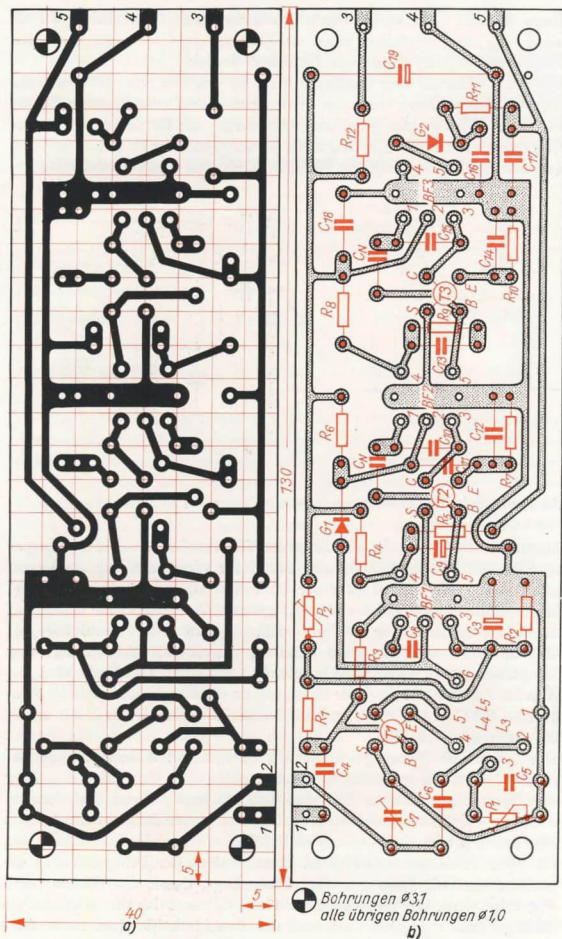
Leitungsführung und Bestückungsplan für den 5-Kreis-Transistorsuper sind im Bild 279 dargestellt. Als Bandfilter verwenden wir am besten „Sternchen“-Filter, und zwar für BF 1 und BF 2 die mit roter Farb-  
kennzeichnung, für BF 3 eines mit grüner. Wer die Filter selbst auf Sternchen-Spulenkörper wickeln will, beginnt bei Anschluß 3 mit 45 Windungen 0,1 CuL, geht dann zu Anschluß 2 (Anzapfung) und bringt weitere 95 Windungen im gleichen Sinn auf. Das Ende wird mit Anschluß 1 verlötet. Darüber kommt dann die Koppelspule mit 10 Windungen 0,1 CuL für 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



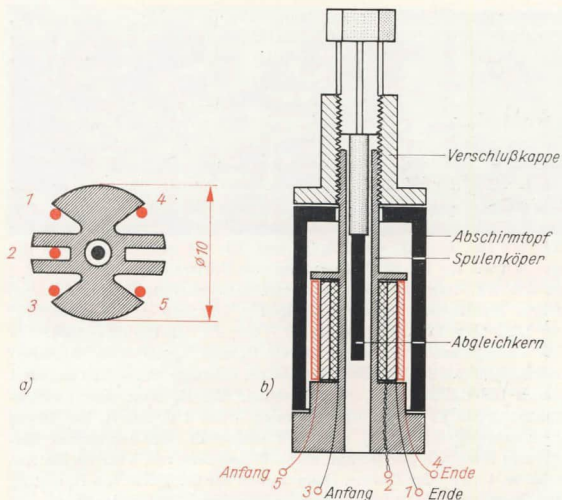


Bild 280  
Zur Wicklung der  
Bandfilter:  
a) Anschlußschema  
(von unten gesehen),  
b) Wickel- und  
Aufbauschema

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-

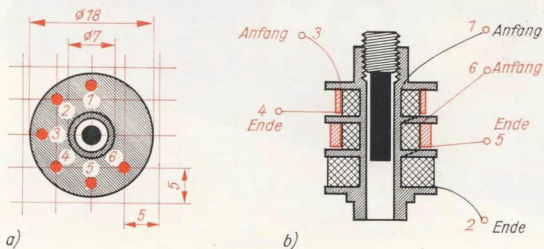


Bild 281  
Wickelvorschrift für  
die Oszillatorspule:  
a) Anschlußschema  
(von unten gesehen),  
b) Wickelschema

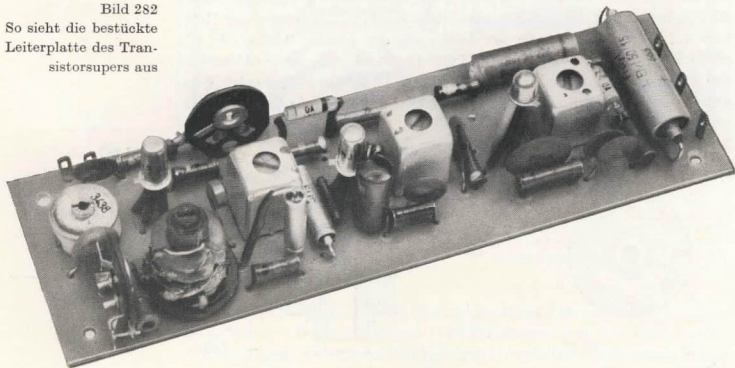
kammer über die zweite Teilwicklung von  $L_3$  die Rückkopplungsspule  $L_5$ . Sie erhält 13 Windungen aus 0,2 CuL. Die fertige Oszillatorspule kleben wir in eine 3 mm dicke Pertinaxscheibe von 18 mm Außendurchmesser (vgl. Bild 281 a), die wir vorher nach der Leiterplatte als Schablone verbohrt haben. 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.

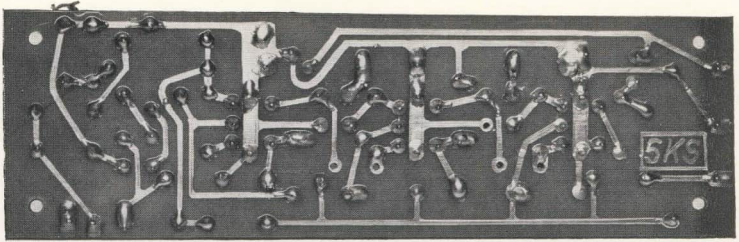
Haben wir alle Bauelemente beisammen, kann die Leiterplatte bestückt werden. Die Regeldiode  $G_1$  und die beiden Gegenkopplungs- oder *Neutralisations*-Kondensatoren  $C_N$  löten wir noch nicht ein. Als Transistoren des Überlagerungsempfängers kommen folgende Typen in Betracht: T1: GF 120, GF 121, 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 werden. 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 $\Omega$ -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 $\Omega$  an die Anschlüsse 4 und 5 der Platine. Dann messen wir die Werte von  $R_4$  und  $R_8$  aus, ersetzen die Einsteller durch entsprechende Festwiderstände und löten auch den 5-k $\Omega$ -Widerstand wieder ab. Die Bilder 282 und 283 zeigen die fertige Leiterplatte des Überlagerungsempfängers von der Bauelementeseiten 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 Vorkreissspule 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 Linearskala anbringen wollen, ist eine Beleuchtung von Vorteil. Damit die notwendige Lampe die Batterie nicht unnötig belastet, schließen wir sie über einen Tastenschalter  $S_2$  an.

Der Abgleich des Überlagerungsempfängers dürfte uns keine großen Schwierigkeiten 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 Einsteller  $P_1$  und  $P_2$  stehen etwa auf Mitte, der Lautstärkereglers 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

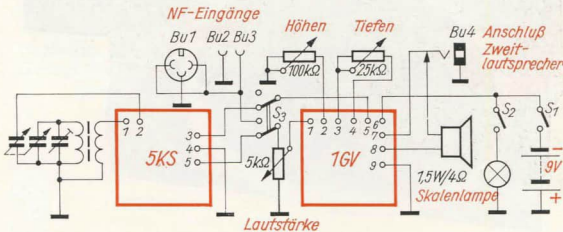


Bild 284  
Schaltungsvariante 2  
des Kofferempfängers

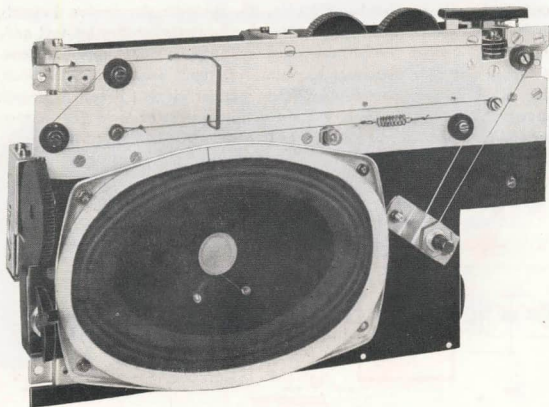
parallel zum Lautstärkereger einen Spannungsmesser zu schalten, der uns eine auftretende Selbsterregung des ZF-Verstärkers sofort anzeigt. Ohne ZF-Eingangssignal sind in diesem Fall Spannungen von mehreren Volt zu messen. Die beiden ZF-Stufen müssen dann durch Kondensatoren von maximal 10 pF neutralisiert werden.

Läßt sich mit Kondensatoren allein die Schwingneigung nicht beseitigen, schalten wir an Stelle des Kondensators  $C_X$  einen Trimmer mit etwa 10 pF Endkapazität und einen Einstellwiderstand von 5 k $\Omega$  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 Legierungstransistor 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





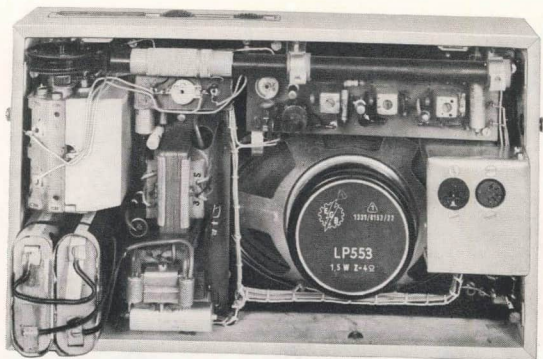


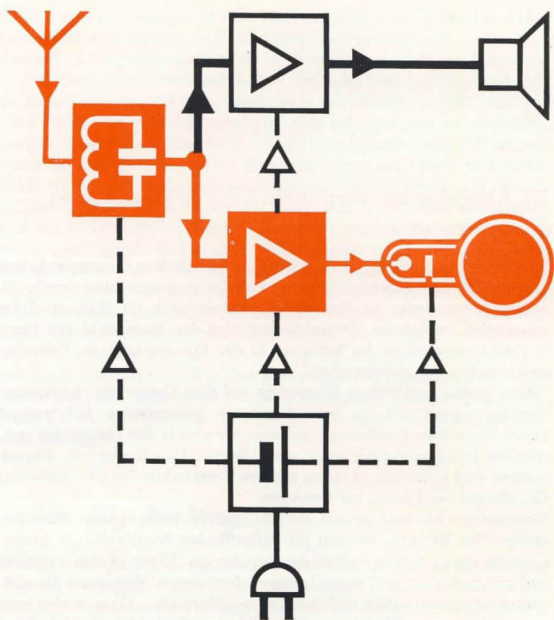
Bild 286  
So ist die Montage-  
platte des Koffer-  
empfängers bestückt  
(Ansicht im Gehäuse)

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.

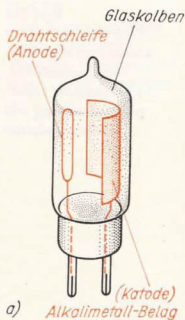
In unserer Experimentier-Fernsehanlage verwenden wir zum Umwandeln von Lichtschwankungen in Stromschwankungen eine *Fotozelle*. Ihr Elektrodensystem ist – ähnlich dem einer Elektronenröhre – von einem Glasgehäuse umgeben, in dem nur ein sehr geringer Druck herrscht. Die Innenseite des Glaskolbens ist 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 „Schriftlemente“ zeilenweise zu lesen. Dabei ist es grundsätzlich gleichgültig, ob wir den einzelnen Buchstaben oder drei, vier Worte als Element auffassen.

## Nipkow zeigt den Weg

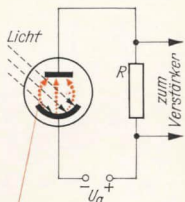
In einer dem Lesen ähnlichen Art müßte sich unsere Fotozelle vor dem Diapositiv bewegen. Das wäre technisch auch durchaus möglich, wenn nicht – im Gegensatz zum Lesevorgang – die Zeitdauer der Bildabtastung begrenzt wäre. Eine Fernsehanlage muß das Bild so schnell abtasten, daß wir den Eindruck haben, 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 Fotzellenbewegung 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* erdacht. 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.



a) *Alkalimetall-Belag (Kathode)*



b)

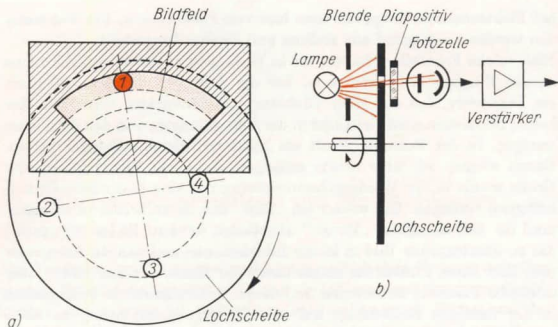


*vom Licht aus der Kathode herausgeschlagene Elektronen*

c)

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.

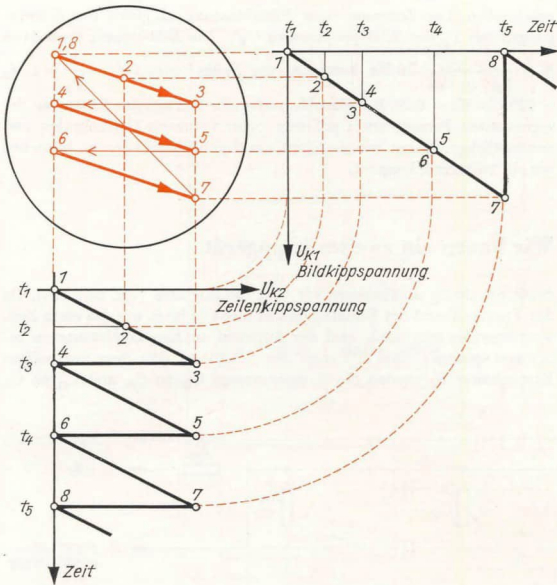
Wir wollen die erste Entwicklungsetappe der Fernsehtechnik nicht weiter verfolgen, da in dieser die Fernsehbilder grundsätzlich mechanisch abgetastet wurden. Überlegen wir vielmehr, welche Lichtquelle leicht und trägheitslos bewegt werden kann und damit für das Abtasten eines Diapositivs geeignet ist. 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-

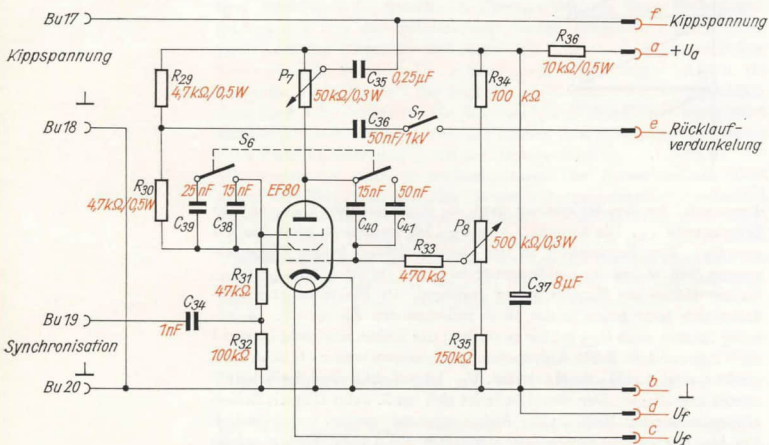


geschrieben. Der Zeitraum einer Bildabtastung ist gleich der Schwingungsdauer  $T_B$  der Bildkippspannung  $U_{K1}$ . Die Bildfrequenz muß dann  $f_B = \frac{1}{T_B} = \frac{1}{0,1\text{ s}} = 10\text{ Hz}$  betragen, die Zeilenfrequenz  $f_z = \frac{z}{T_B} = z \cdot f_B = 625 \cdot 10\text{ Hz} = 6250\text{ Hz}$ . 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

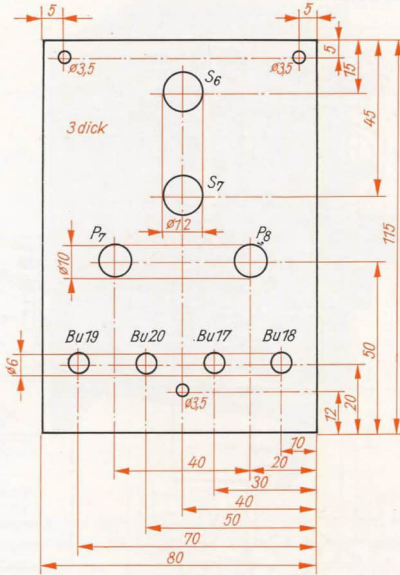
Seine Schaltung übernehmen wir vom Oszillografen (vgl. Bild 120). Da das Frequenzband des Bildkippperätes nicht so breit wie das eines Zeitablenkgerätes sein muß, wird der Aufwand an Kippkondensatoren bedeutend geringer. Bild 290 zeigt das Schaltbild. Mit dem zweipoligen Kippswitcher  $S_6$  werden die Kondensatoren  $C_{39}$  zu  $C_{38}$  und  $C_{41}$  zu  $C_{40}$

Bild 290  
Schaltbild des Bildkippperätes



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 291  
Die Frontplatte des  
Bildkippperätes

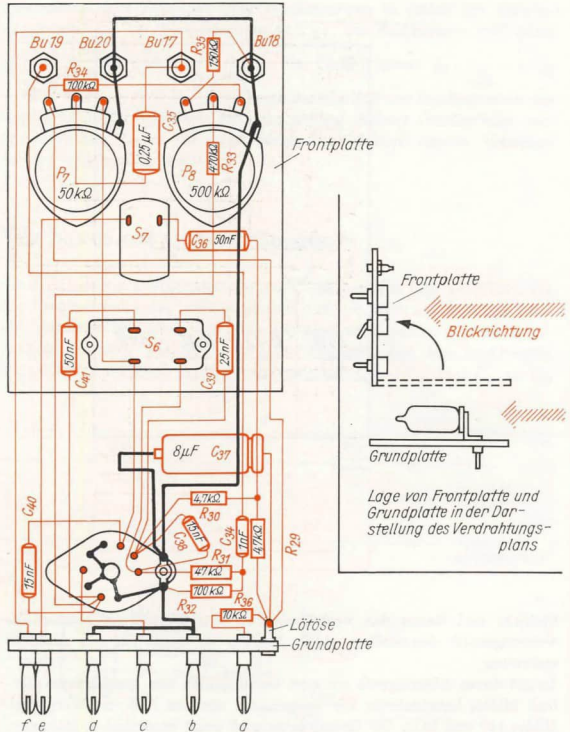


kleinern und damit das Verhältnis von Rasterbreite zu Rasterhöhe wunschgemäß einzustellen.  $R_{36}C_{37}$  ist ein Siebglied für die Anodenspannung.

Damit dieses Ablenkerät mit dem Oszillografen eine geschlossene Einheit bildet, konstruieren wir es genauso wie den Meßverstärker (vgl. Bilder 140 und 141). Die Grundplatte muß einen zusätzlichen Bananenstecker für die Rücklaufverdunkelungsspannung erhalten, die Frontplatte stellen wir nach Bild 291 aus Pertinax her. Der Verdrahtungsplan ist im Bild 292 enthalten, Bild 293 zeigt eine Ansicht des fertigen Bildkippperätes. Wir schieben es an Stelle des Meßverstärkers in das Gehäuse des Oszillografen.

Im ersten Teil der Versuchsreihe sehen wir uns die Spannung des neuen Ablenkerätes an, und zwar im höchsten Frequenzbereich. Dazu ist der Schalterhebel von  $S_6$  nach hinten zu legen und  $P_8$  bis zum rechten Anschlag zu drehen. Den Amplitudenregler  $P_7$  stellen wir etwa auf Mitte. Der Drehschalter des Zeitablenkerätes steht in Stellung 1, das Potentiometer zur Feinregelung am linken Anschlag. Wir schalten ein. Nach kurzer Zeit erscheint auf dem Bildschirm des Oszillografen die zeitliche Abbildung der Bild-Kippschwingung. Etwa 10 Schwingungen können

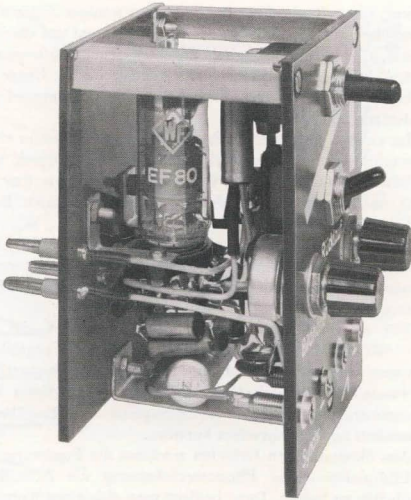
Bild 292  
Verdrahtungsplan  
des Bildkipperätes



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).

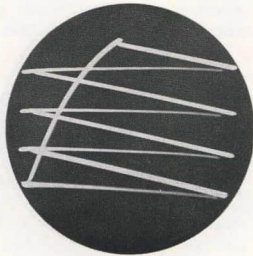
Teil 2 des Versuchs soll uns das Entstehen eines Rasters zeigen. Wir wählen am Drehschalter des Zeitablenkergerätes, das wir von jetzt ab als Zeilenkippergerät verwenden, Frequenzstufe 2. Der Elektronenstrahl

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 Fernsbildern 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  $f_z = 625 \cdot 50 \text{ Hz} = 31250 \text{ Hz}$  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 Fernsehsenders noch zu sprechen kommen.

Aus ökonomischen Gründen erwächst die Forderung, bei ausreichender Bildqualität ohne Flimmererscheinung die Zeilenfrequenz möglichst niedrig zu halten. Dazu bedient man sich eines Kunstgriffes. Das Fernsbild wird in zwei Raten übertragen. Zuerst tastet der Elektronenstrahl die ungeradzahigen Zeilen ab, beim zweiten Male die geradzahigen. 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 Verfügung.

In dieser Zeit muß das Bildkippergerät 2 Schwingungen, das Zeilenkippergerät – bei 625 Zeilen je Bild – 625 Schwingungen erzeugen. Die Halbbildfrequenz beträgt weiterhin 50 Hz, die Zeilenfrequenz sinkt

Bild 295  
Oszillogramm eines  
Rasters mit 20 Zeilen  
und dunkelgetastetem  
Bildrücklauf





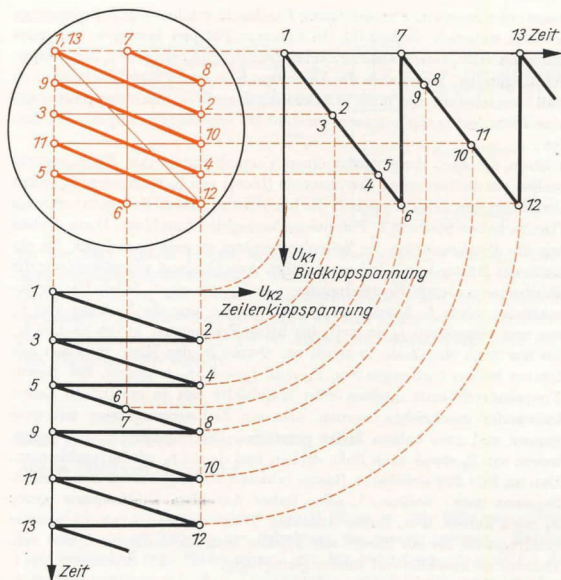


Bild 296  
So entsteht ein Fernseh-  
raster mit Zeilen-  
sprung

jedoch auf  $f_z = \frac{z}{T_B} = \frac{625}{0,04 \text{ s}} = 15625 \text{ Hz}$ . 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 Fernschbildabtastung heißt *Zeilensprungverfahren*. Bild 297 soll veranschaulichen, wie die beiden Halbbilder nacheinander

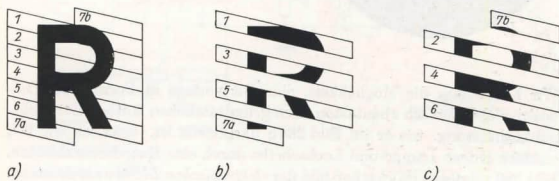


Bild 297  
Entstehung der Halb-  
bilder durch Zeilen-  
sprung: a) 7-Zeilen-  
Raster mit Zeilen-  
sprung, b) 1. Halbbild,  
c) 2. Halbbild

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 normales 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 normales 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*.

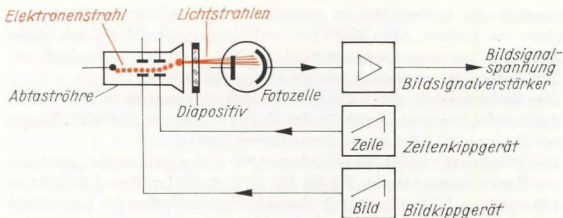


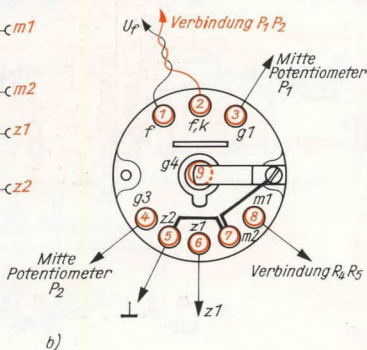
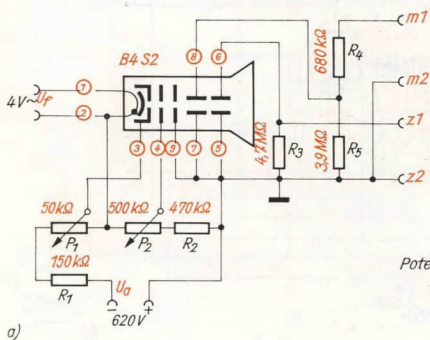
Bild 299  
 Blockschaltbild der  
 elektronischen Licht-  
 punktabtastung

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 Abtastöhre 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  $R_4R_5$ . Nur der an  $R_5$  abfallende Teil der Bildkippspannung gelangt an die Meßplatten.

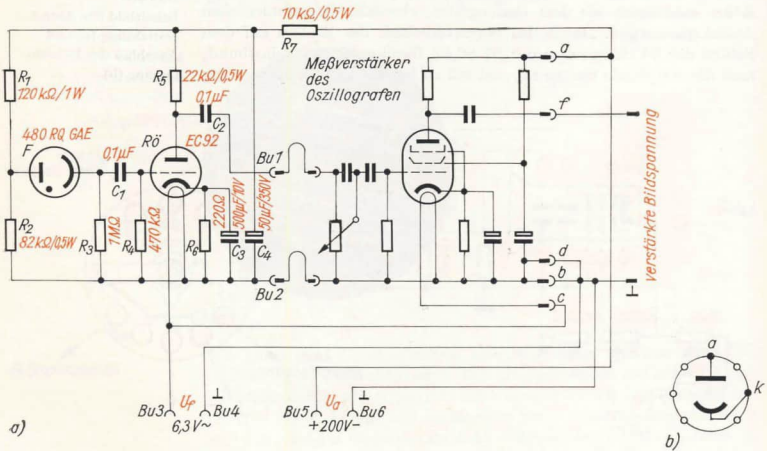
Der Widerstand  $R_1$  setzt die Beschleunigungsspannung so weit herab, daß der Schirmdurchmesser für den Raster voll ausgenutzt wird. Lassen wir ihn weg, wird der geschriebene Raster kleiner.

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)

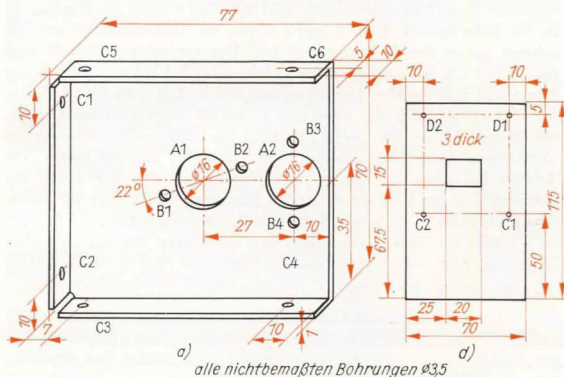


vorverstärkt wird. Zur Endverstärkung verwenden wir den Meßverstärker unseres Oszillografen.

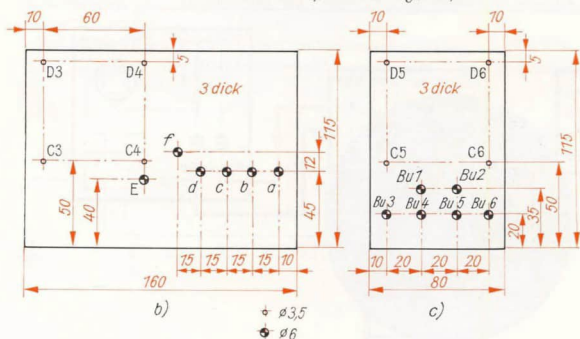
Die Schaltung der Vorstufe weist keine Besonderheiten auf. Das Siebglied  $R_7C_4$  glättet die Anodenspannung des Stromversorgungsgerätes so weit, daß sich die Restwelligkeit im Bild nicht mehr störend bemerkbar macht. Der Spannungsteiler  $R_1R_2$  setzt die Betriebsspannung von 200 V auf etwa 80 V herab. Deshalb brauchen wir für die Fozelle keine besondere Spannungsquelle. Wir verwenden eine Zelle mit der Typenbezeichnung 480 RQ/GAE. Für uns sind nur die letzten drei Buchstaben der Typenangabe von Interesse. G bedeutet Glasgehäuse, A bezeichnet das Katodenmaterial: Antimon-Zäsium mit extrem hoher Absolutempfindlichkeit, und E besagt, daß die Zelle mit einem Edelgas geringen Druckes gefüllt ist. Vakuumzellen, die als letzten Buchstaben

Bild 302

Die Gehäuseteile des Bildsignal-Verstärkers  
a) Chassis und Deckel,  
b) Rückwand, und  
c) Frontplatte,  
d) Stirnwand



alle nichtbemaßten Bohrungen  $\varnothing 3,5$



b)

$\varnothing 3,5$   
 $\varnothing 6$

c)

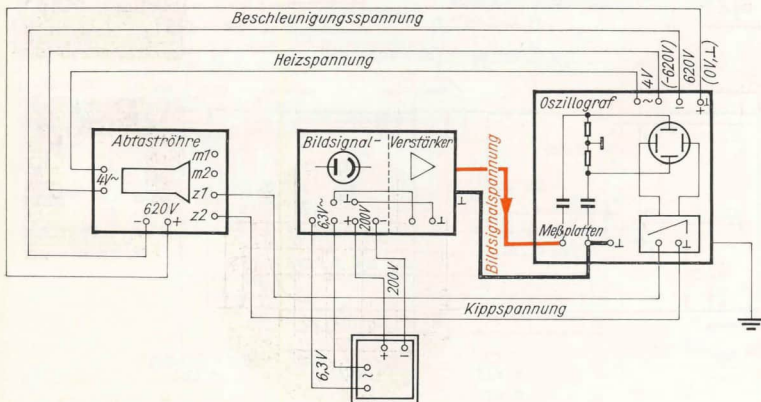


ein V haben, sind für unseren Zweck nicht geeignet. Bild 301 b zeigt die Sockelschaltung der Fotozelle.

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 Abtastrohre 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 Bildkippergerät entfernen wir. Der Drehschalter für die Zeilenfrequenz befindet sich in Stellung 2. Die Betriebsspannung für die Abtastrohre 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 Abtastrohre mit dem Ausgang des Zeilenkippergerätes 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 Tuschse 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 Abtastrohre 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 Abtastrohre. 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)

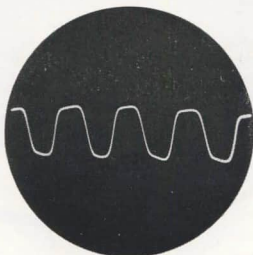
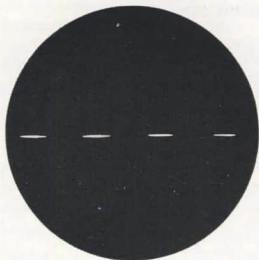


Bild 305  
Oszillogramm der Bildsignalspannung

Bild 306

Das Bildsignal moduliert den Elektronenstrahl unseres Oszillografen



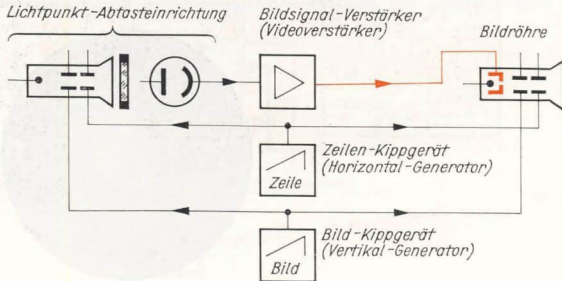
(schwarzen) Streifen auf einen durchsichtigen (weißen) springt der Strahl nach unten, beim Übergang von weiß auf schwarz nach oben.

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 hellkeitsmoduliert. 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

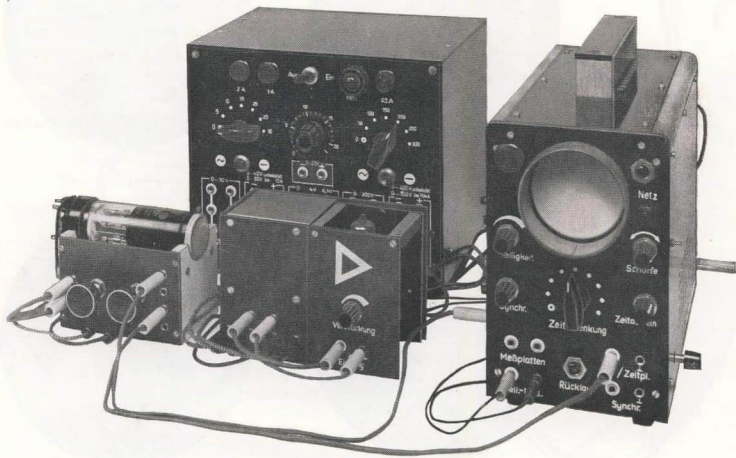


sehanlage dargestellt. Wichtig für das Entstehen eines originalgetreuen Bildes ist der Gleichlaufzwang zwischen Bildabtastung und Bildwiedergabe. Die Elektronenstrahlen beider Röhren müssen sich zu gleichen Zeiten an genau den gleichen Rasterstellen befinden. Das ist in der Schaltung nach Bild 307 gewährleistet, 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 Abströhre verbunden wird. Wir können die Kippspannungsleitungen auch einpolig verlegen, da die Masseverbindung zwischen Abströhre und Oszillografen über die Plusleitung erfolgt. Die Kippgeräte stellen wir folgendermaßen ein: Zeilenfrequenz grob: Drehschalter Stellung 4, fein: Potentiometer etwa  $100^\circ$  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



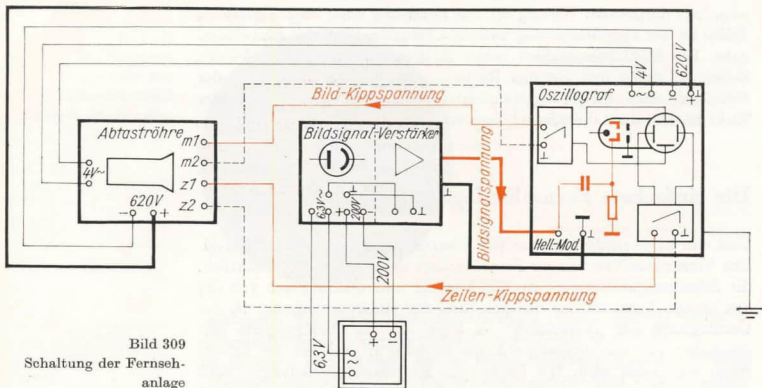
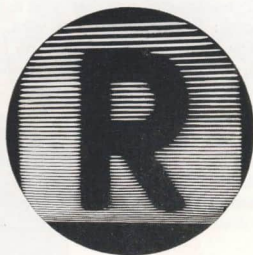
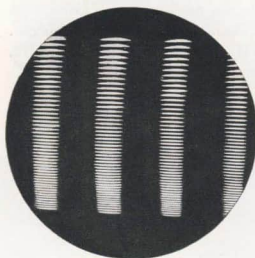


Bild 310  
Die Empfängerbilder  
der Diapositive nach  
Bild 304

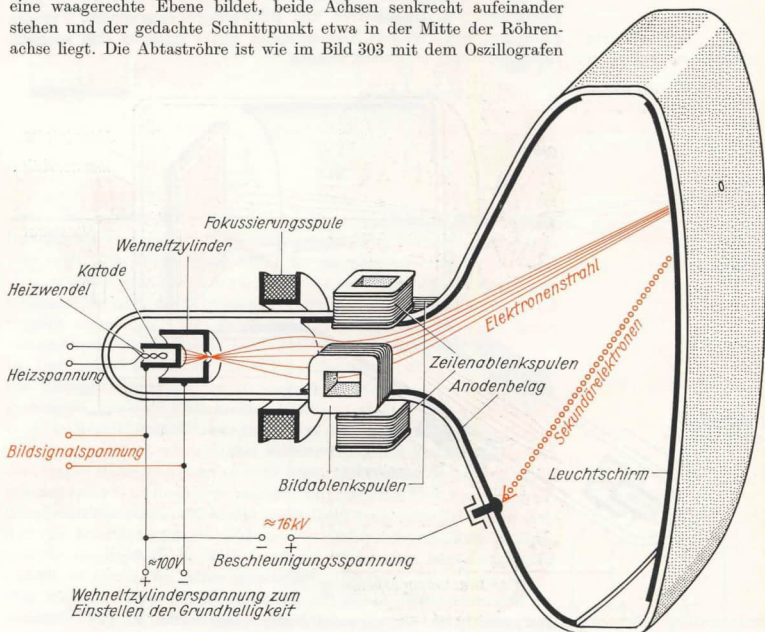




Den günstigsten Abstand zwischen Abtaströhre und Verstärker ermitteln wir durch Versuch. Er wird zwischen einem und fünf Zentimetern liegen. Wir achten beim Abtasten der Diapositive darauf, daß sie unmittelbar am Schirm anliegen, sonst wird das Fernsehbild unscharf. Welche Vorlagen wir übertragen, bleibt 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* Strahlableitung unserer Oszillografenröhren werden die Elektronenstrahlen in technischen Fernsehanlagen grundsätzlich *elektromagnetisch* abgelenkt. Schauen wir uns auch das in einem Versuch an! Als Ablenkspule verwenden wir die Experimentierspule des „Empfängers“ aus dem Grundlagenversuch zur drahtlosen Energieübertragung (vgl. Bild 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 Röhrenachse liegt. Die Abtaströhre ist wie im Bild 303 mit dem Oszillografen

Bild 311  
Schema einer Fernseh-  
bildröhre



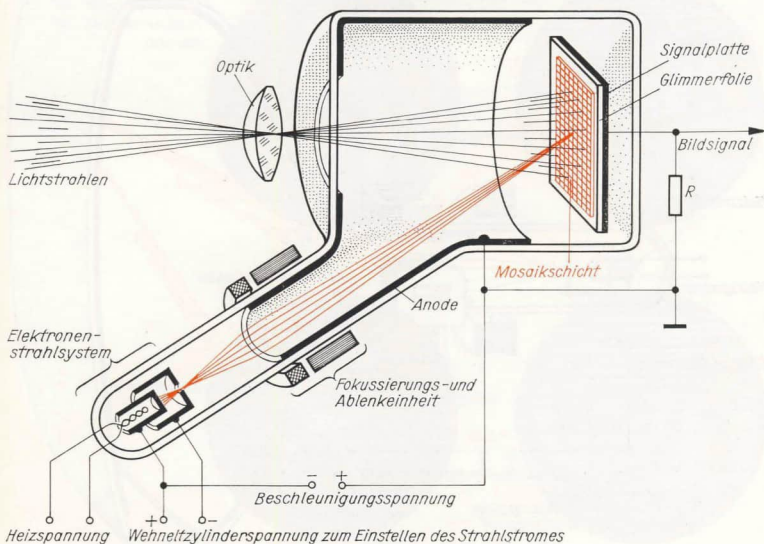
verbunden. Er dient in diesem Versuch lediglich als Netzgerät und zur Zeitablenkung. Dann legen wir an die gesamte Wicklung der Ablenkspule eine Wechselspannung von 5 V aus unserem Stromversorgungsgerät. Sofort erscheint auf dem Schirm der B4 S2 das bekannte Oszillogramm der Wechselspannung. Wir erkennen, 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 Teilspuln 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 Fernsehöhre ist aus diesem Grunde einfacher als das einer Oszillografenröhre. Bild 311 zeigt den Aufbau einer Fernsehöhre.

## So arbeiten Fernsehaufnehmeröhren

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 *Ikonskops*, 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 Ikonskops betrachten wir zunächst Bild 313 a. Ein Lichtstrahl trifft auf ein Flächenelement aus lichtempfindlichem Material. Dabei

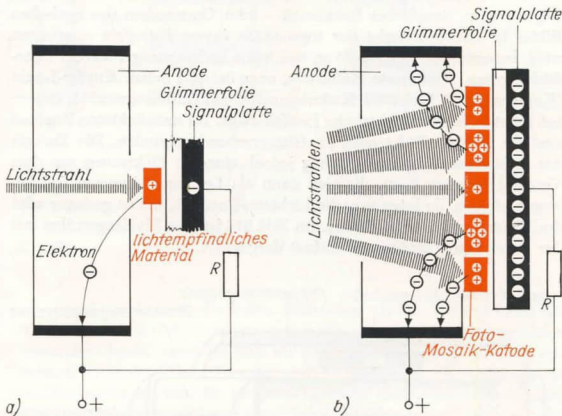


Bild 313  
Entstehung des  
Ladungsbildes auf der  
Speicherplatte eines  
Ikonskops

wird – wie aus der Katode einer Fozelle – 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 Fozelle besteht die Fotoschicht auf der Bildspeicherplatte eines Ikonskops 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 Mosaiksicht entsteht ein der Helligkeitsverteilung entsprechendes *Ladungsbild*. Es bleibt auch bestehen, wenn kein Licht mehr einfällt, ist also in der Röhre gespeichert.

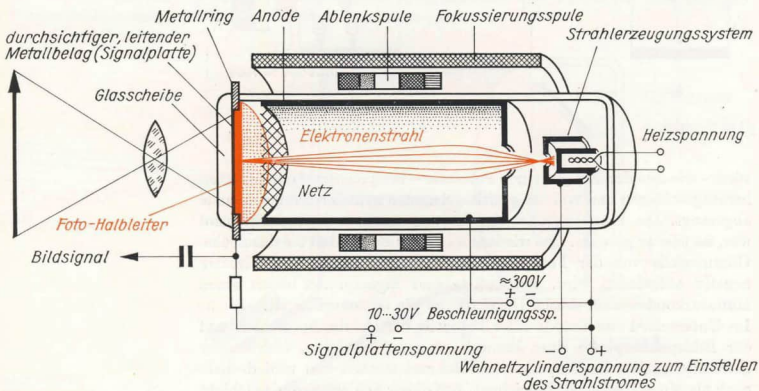
Nun wird das Ladungsbild zeilenweise mit einem Elektronenstrahl abgetastet. Jedes Mosaikteilchen nimmt dabei so viele Elektronen auf,

wie es positive Ladungen hatte. Genau die gleiche Elektronenmenge fließt im selben Augenblick von der Signalplatte ab und ruft am Arbeitswiderstand einen Spannungsabfall hervor, der weiter verstärkt wird.

Auf der Grundlage dieser Abtaströhre wurden immer bessere Bildfängerrohren entwickelt. Da sie jedoch mehr oder weniger nach dem Prinzip des Ikonoskops arbeiten, lassen wir sie unberücksichtigt.

Um 1950 wurde eine neuartige Aufnahmeöhre 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 Bildfängeröhre 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



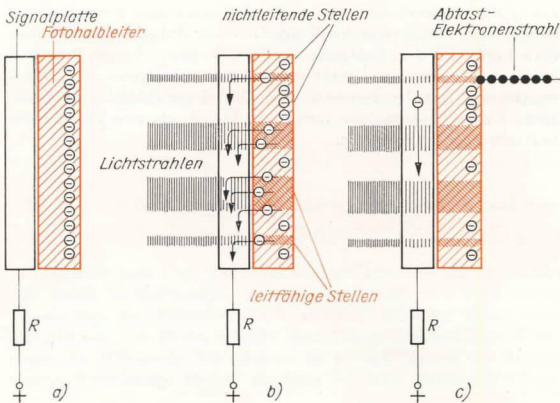


Bild 315  
Zur Wirkungsweise des  
Vidikons

sich seine Leitfähigkeit. An hellen Bildstellen wird er besser leitend als an dunklen. Im Bild 315b 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 315c), 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.

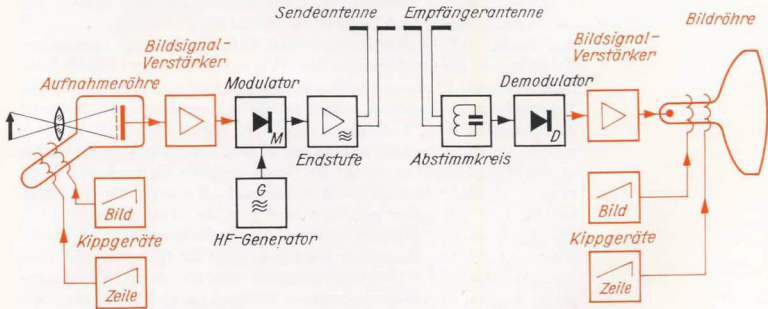
Sein großer Vorteil liegt aber in der Unempfindlichkeit gegenüber mechanischen Einflüssen und der hohen Lichtempfindlichkeit. Diese Vorzüge haben dem Vidikon eine neue Einsatzmöglichkeit geschaffen: das *industrielle Fernsehen*. Mit Hilfe der kleinen Röhre war es erstmalig möglich, Miniaturfernsehkameras 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 Fernsehroundfunk 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 Lichtpunktastabstasters. Der schwarz gehaltene Teil des Blockschaltbildes stellt die üblichen Stufen eines Senders und eines Empfängers dar (vgl. Bilder 160 und 167).

Die Ablensspannungen 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 Geradeempfänger 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.

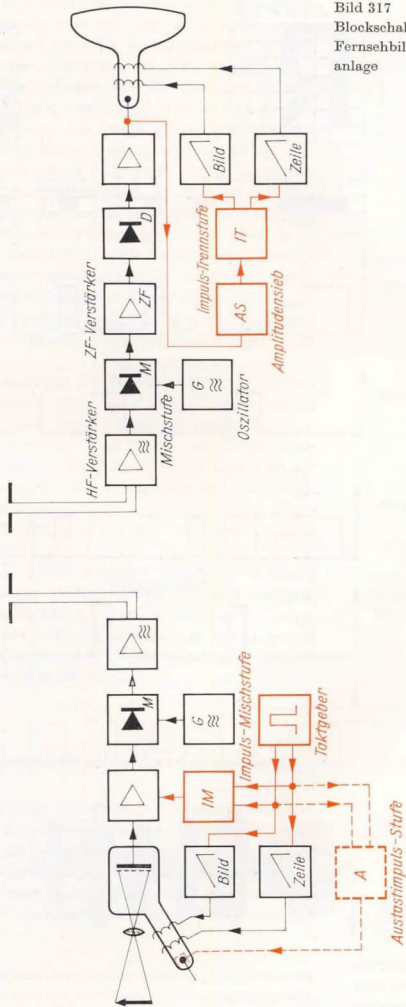
An Hand des Blockschaltbildes und der schematischen Darstellung nach Bild 318 machen wir uns nun mit der Wirkungsweise einer Fernsehfunkeanlage vertraut. Die im Bild 318a enthaltene Bildvorlage wird auf der Signalplatte der Abtaströhre scharf abgebildet. Der Elektronenstrahl soll sie in sieben Zeilen 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 *Zeilen-synchronimpulse* beenden jeweils die Zeilenabtastung, der *Bildsynchronimpuls* löst den Bildrücklauf aus. Beide Impulsarten unterscheiden sich durch ihre Zeitdauer oder Breite (vgl. Bild 318f).

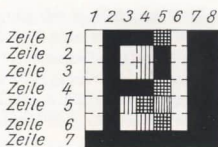
Der gesteuerte Elektronenstrahl tastet die unterschiedlich hellen „Bildpunkte“ zeilenweise ab. Dieser Vorgang ist im Bild 318b schematisch dargestellt. Unter einem Bildpunkt versteht man in der Fernsehtechnik ein quadratisches Flächenelement, dessen Kantenlänge gleich der Dicke einer Zeile ist. Die Abtaströhre 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 317  
 Blockschaltbild einer  
 Fernsehbild-Funk-  
 anlage





a)

i)

b)

Bildsignal-Spannung  
(B-Signal)

schwarz

weiß

Zeit

Austastimpuls-Spannung  
(A-Signal)

d)

Austastung der  
ZeilenrückläufeAustastung des letzten Zeilen-  
rücklaufes und des Bildrücklaufes

Zeit

Spannung des  
BA-Signals

e)

Zeit

Synchronisierimpuls-  
Spannung  
(S-Signal)

f)

Zeitenimpulse

Bildimpuls

Zeit

Spannung des  
BAS-SignalsSynchronpegel  
Schwarzpegel

g) Weißpegel

Zeit

Mit dem BAS-Signal  
amplitudenmodulierte  
HF-Schwingung

h)

Zeit

Bild 318  
Signalschema eines  
Fernse senders



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 Fernsehsenders 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 Kippperäten der Bildröhre geleitet. Damit ist ein synchrones Arbeiten der Ablenkgeräte der Abtaströhre und aller Bildröhren gewährleistet. Die Wirkungsweise der kennzeichnenden Empfängerstufen zur Impulsrückgewinnung sehen wir uns noch genauer an.

Auf dem Schirm der Fernsehbildröhre erscheint Bild 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)<sup>1</sup> wird das zu übertragende Bild mit dem Breite-Höhe-Verhältnis 4:3 in 625 Zeilen nach dem Zeilensprungverfahren bei 25 Bildwechsell 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.

<sup>1</sup> 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 Bildabstastzeit gebraucht. Das sind  $\frac{1}{25 \cdot 625}$  s =  $64 \cdot 10^{-6}$  s =  $64 \mu\text{s}$ , davon

entfallen auf die 81,15% der Zeile mit Bildinformation  $\frac{81,15}{100} \cdot 64 \mu\text{s}$

=  $52 \mu\text{s}$ . In dieser Zeit sind 780 Bildpunkte abzutasten. Wie wir im Versuch zur Entstehung der Bildsignalspannung beobachtet hatten, vermag eine Schwingung der Videospannung zwei Streifen bzw. Bildpunkte unterschiedlicher Helligkeit zu übertragen. In unserem Beispiel muß das Videosignal in  $52 \mu\text{s} \frac{780}{2}$  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. Rundfunkfunk 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 Fernsender infolge der Modulation zwei Seitenbänder. Das Band eines im Kanal 10 auf 210,25 MHz arbeitenden Fernsenders 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

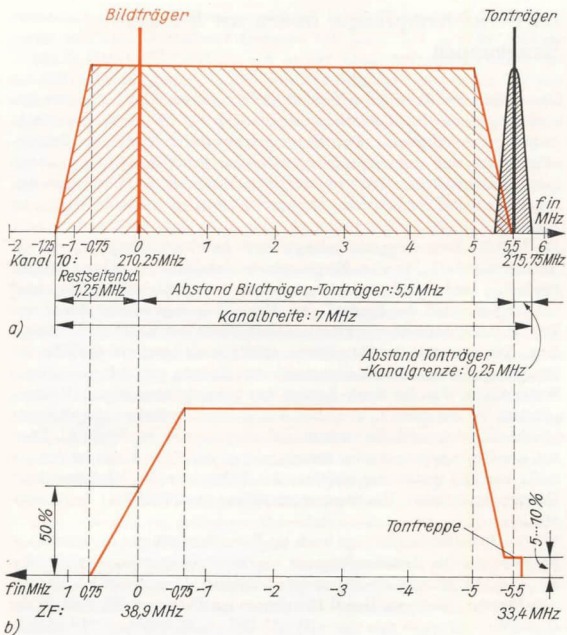


Bild 319  
 Gegenüberstellung von Senderband und Durchlaßkurve des ZF-Verstärkers:  
 a) Ideales Frequenzband eines Fernsehsenders, b) Ideale Durchlaßkurve eines ZF-Verstärkers

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.

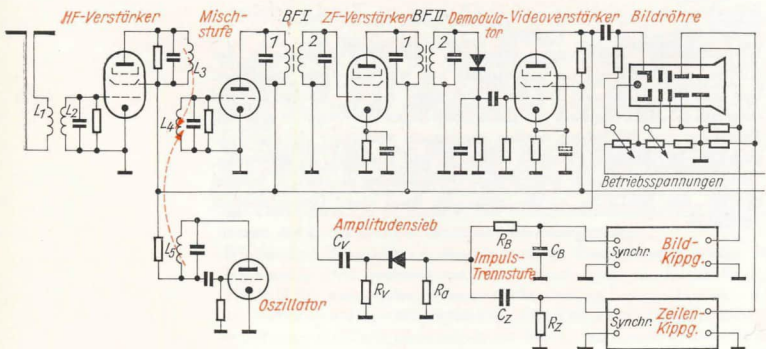
## Im Fernsehempfänger finden wir bekannte Baugruppen . . .

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  $f_O = f_E + f_{ZF} = 210,25 \text{ MHz} + 38,9 \text{ MHz} = 249,15 \text{ MHz}$

Bild 320  
Prinzipschaltbild eines  
Fernsehempfängers





schwingen. Mit dem Tonträger, der im Kanal 10 215,75 MHz beträgt, ergibt sich eine Tonzwischenfrequenz von  $f_{ZF} = f_0 - f_E = 249,15 \text{ MHz} - 215,75 \text{ MHz} = 33,4 \text{ MHz}$ . Auch in der Zwischenfrequenz bleibt der 5,5-MHz-Abstand zwischen Bild und Ton bestehen. Aber eines fällt uns auf: Während im Senderband der Tonträger oberhalb des Bildträgers liegt, erscheint er in der Zwischenfrequenz um den gleichen Abstand darunter. Durch die Überlagerung entsteht ein „Spiegelbild“.

Im 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  $f_0 = 249,15 \text{ MHz}$  eine Zwischenfrequenz von  $f_{ZF} = f_0 - f_E = 249,15 \text{ MHz} - 210,25 \text{ MHz} = 38,9 \text{ MHz}$ , 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.

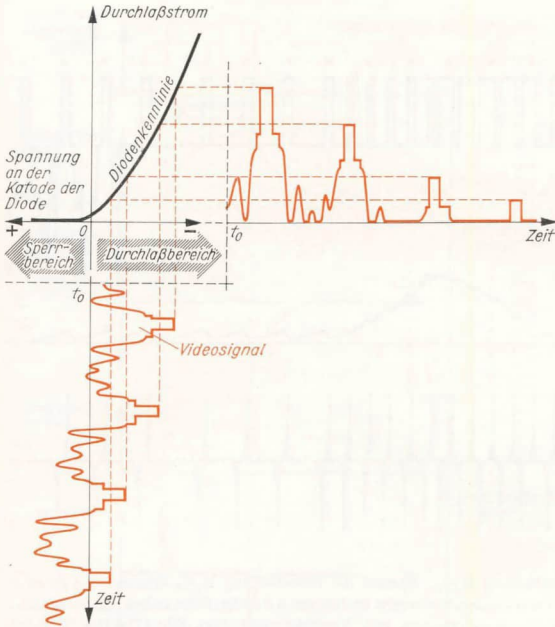
### ... und neuartige Schaltungen

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-

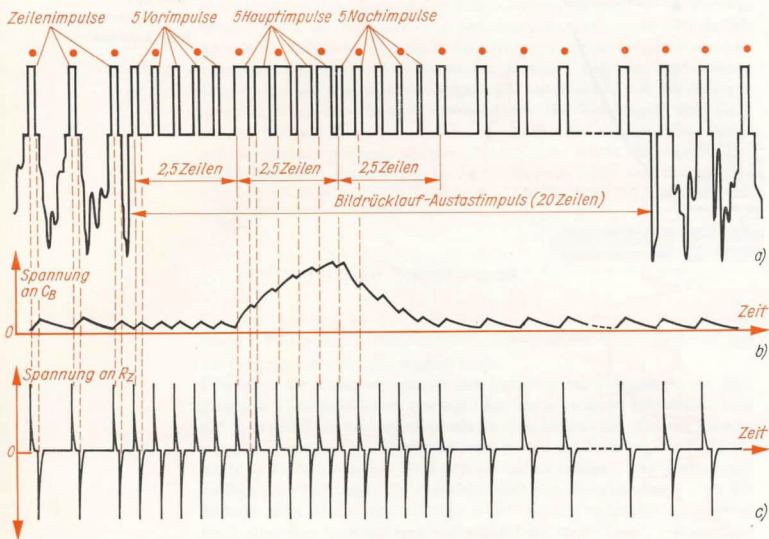


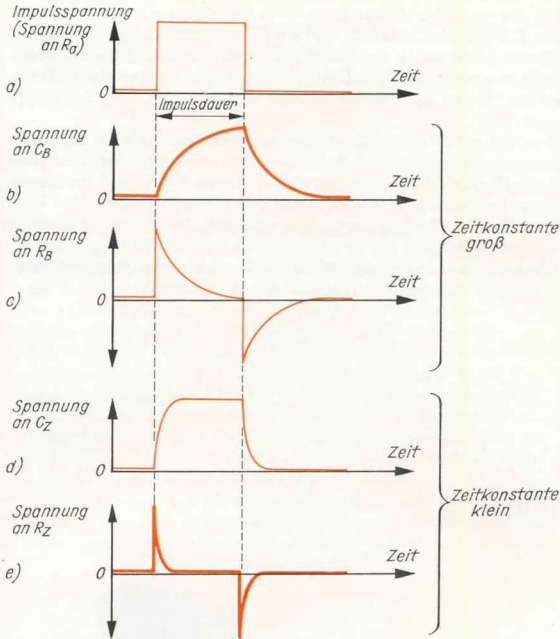
Bild 322  
Impulsfolge des Halbbild-Synchronimpulses und Trennung von Zeilenimpulsen und Bildimpuls

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 323 a an die Reihenschaltung  $R_B C_B$  gelangt, wird  $C_B$  über  $R_B$  aufgeladen. Dieser Vorgang ist im Bild 323 b 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 323 c). 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  $\tau$  (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 Kippperäten 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

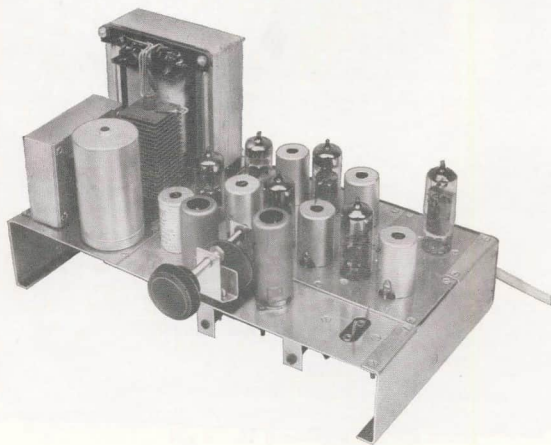
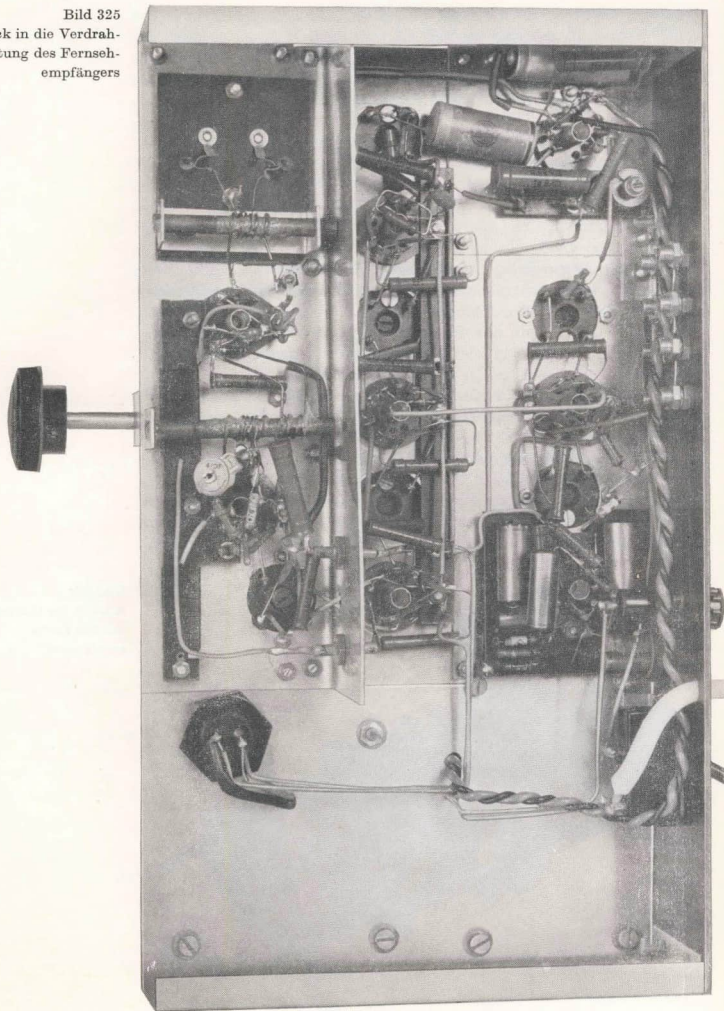


Bild 324  
Ansicht des Chassis  
unseres Fernseh-  
empfängers

Bild 325  
Blick in die Verdrahtung des Fernsehempfängers



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 Einzelheiten 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:

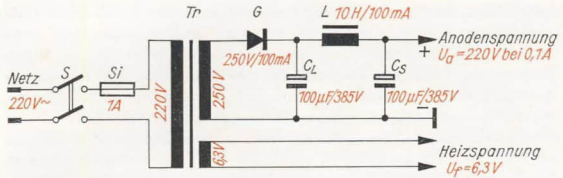
Eisenkern M85a

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,  $d_{s2} = 1,25 \text{ mm}$

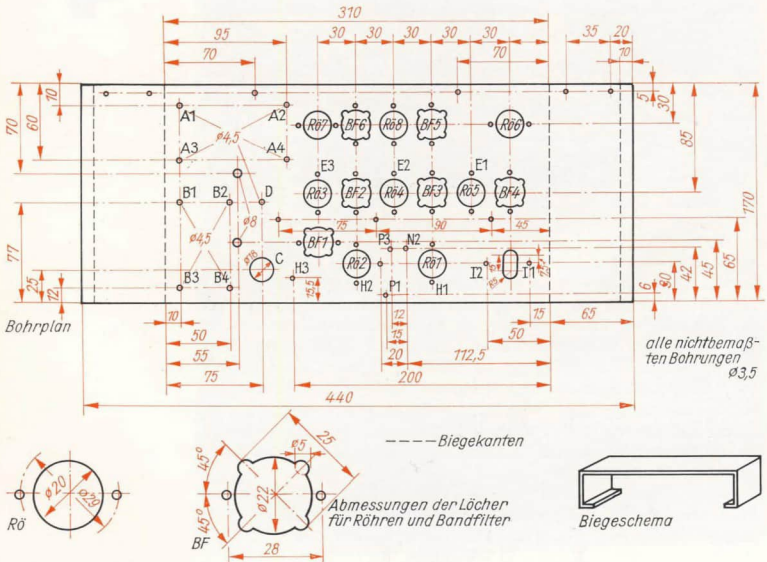
Bild 326  
Schaltbild des Netzgerätes für den Fernschempfänger



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 Einwegschtaltung mit LC-Siebung. Die Welligkeitsspannung am Siebkondensator soll nicht größer als 0,05 V sein. Bei Kapazitätswerten von jeweils 100  $\mu\text{F}$  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-

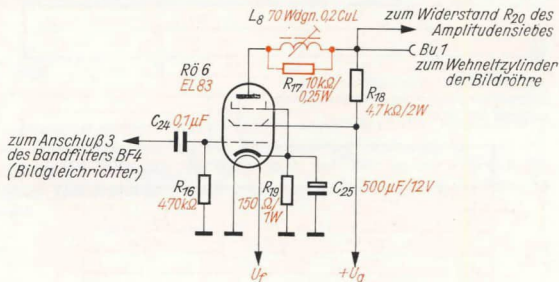


Bild 328  
Das Schaltbild des  
Videoverstärkers

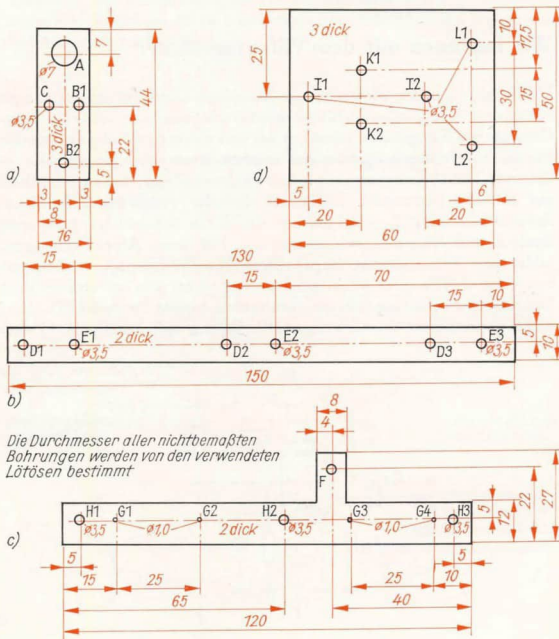


gegenwirken. Sie bildet mit der Ausgangskapazität der EL 83, der Schaltkapazität und der Eingangskapazität der Bildröhre einen Schwingkreis, den wir auf eine Frequenz um 4 MHz abstimmen.  $R_{17}$  verhindert, daß ausgeprägte Resonanzerscheinungen oder gar Einschwingvorgänge auftreten.

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  
Fernsempfänger:  
a) Montagebrettchen  
für Videoverstärker,  
b) Lötösenleiste für  
ZF-Verstärker,  
c) Spulenträger für  
HF-Verstärker, Misch-  
stufe 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 Schaltdraht eine Zylinderspule mit einem Durchmesser von rund 4 cm und etwa 5 Windungen. Ein Spulende 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.

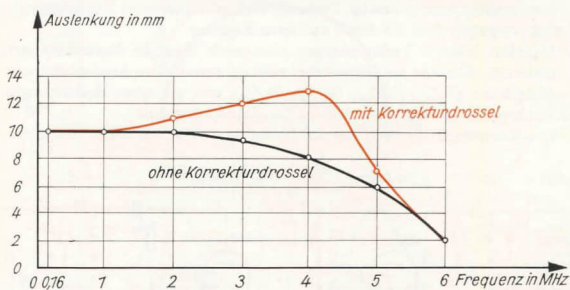


Bild 330  
Frequenzgang des  
Videoverstärkers ohne  
und mit Korrektur-  
drossel

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

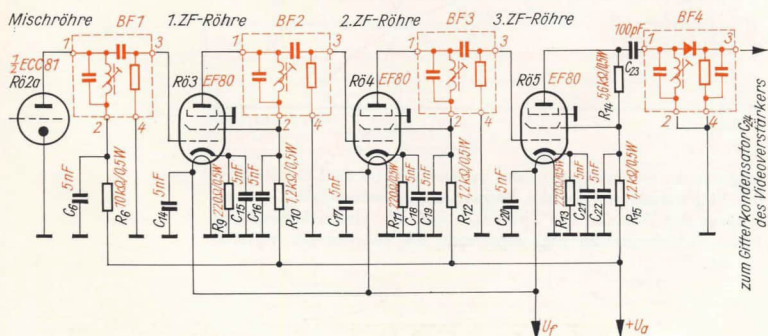
Die im Bild 331 dargestellte Schaltung des dreistufigen Bild-ZF-Verstärkers mit Demodulator weist im Vergleich zum Aufbau unserer bisherigen ZF-Verstärker für die Rundfunkempfänger eine Besonderheit auf. Die Stufen sind nicht induktiv, sondern in der altbekannten Art über ein RC-Glied gekoppelt. Die 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 319b 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 Siebglie der ( $R_8C_6$ ,  $R_{10}C_{16}$ ,  $R_{12}C_{19}$ ,  $R_{15}C_{22}$ ) 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

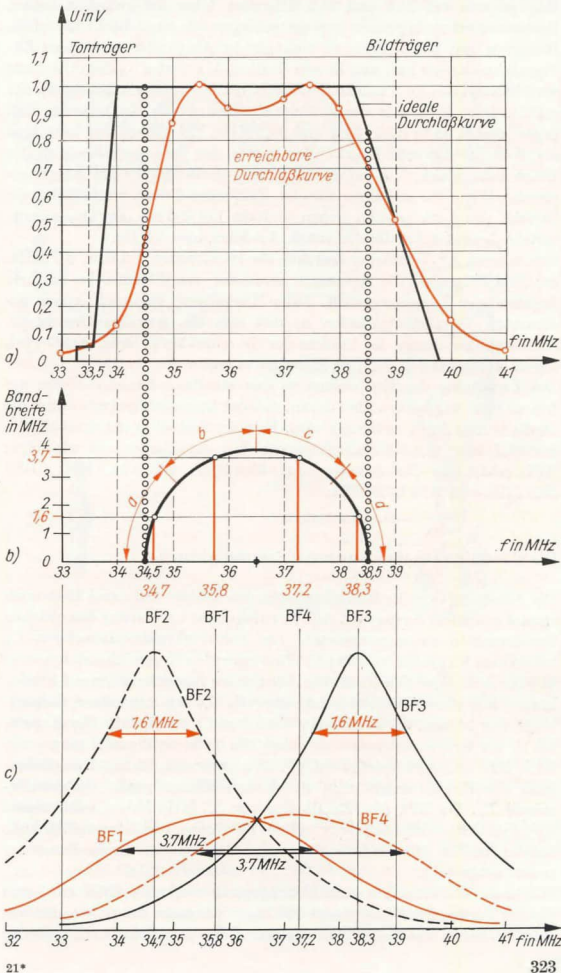


fachen grafischen Verfahren. Ausgangspunkt ist die ideale Durchlaßkurve eines ZF-Verstärkers, die im Bild 332a noch einmal dargestellt ist. Da die Ablesegenauigkeit des Resonanzfrequenzmessers, mit dem

Bild 332

So ermitteln wir die Resonanzfrequenzen und Bandbreiten der ZF-Einzelkreise:

- Ideale und erreichbare Durchlaßkurve unseres
- ZF-Verstärkers,
- Ermittlung der Resonanzfrequenzen und Bandbreiten,
- 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 332 b 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 332 c 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.

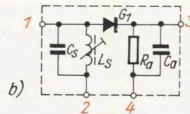
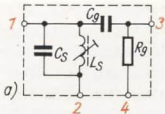
### Die Bandfilter machen uns keine Schwierigkeiten

Die Schaltung der vier Bandfilter ist in den Bildern 333 a und 333 b noch einmal gesondert dargestellt. Alle Schwingkreise werden aus den gleichen Bauelementen zusammengesetzt. Die Schwingkreiskondensatoren  $C_s$  haben eine Kapazität von 20 pF. Wir verwenden Keramik Kondensatoren 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 verschiedene 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 333 c sind die Werte aller Bauelemente für die Bandfilter zusammengestellt.

Wir bauen die Filter auf einer Montageplatte nach Bild 333 d 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



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

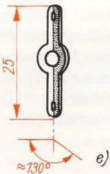
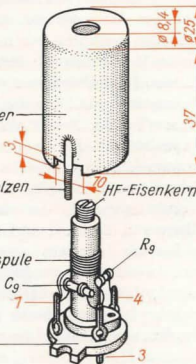
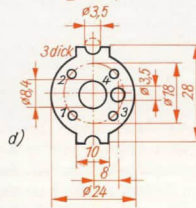


	BF1	BF2	BF3	BF4
$f$	35,8 MHz	34,7 MHz	38,3 MHz	37,2 MHz
$C_S$	20 pF	20 pF	20 pF	20 pF
$L_S$	6 Wdgn.	6 Wdgn.	6 Wdgn.	6 Wdgn.) <sup>1</sup>
$C_g$	100 pF	100 pF	100 pF	—
$R_g$	3,9 k $\Omega$	22 k $\Omega$	47 k $\Omega$	—
$G_1$	—	—	—	GA 105) <sup>2</sup>
$R_a$	—	—	—	4,7 k $\Omega$
$C_a$	—	—	—	10 pF

<sup>1</sup>) Spulendraht: 0,5 CuL, Spulendurchmesser innen: 8,4 mm

<sup>2</sup>) oder OA 626, GA 101, OA 645

c)



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-Siebcondensator  $C_a = 10 \text{ pF}$  ein.

Die Abschirmbecher werden in der bekannten Art aus defekten Elektrolitkondensatoren 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.

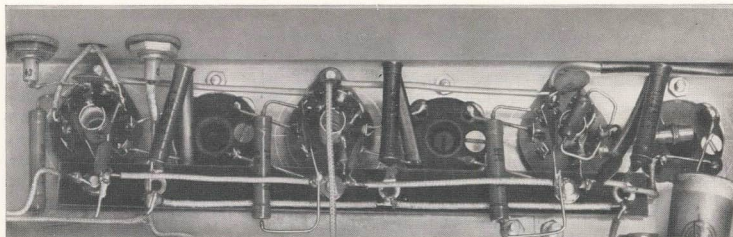
Zunächst muß die Oberfläche des Aluminiums von der Oxidschicht befreit werden. Mit einem Taschenmesser schaben wir eine Stelle blank, geben einen Tropfen Nähmaschinenöl oder auch Maschinenöl darauf und schaben nochmals. Der Öltropfen verhindert den Luftzutritt und damit die sonst sofort einsetzende Oxydation. 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 R53, verbinden aber den ZF-Verstärker noch nicht mit dem Videoverstärker, weder über C<sub>24</sub> 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 R52 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 R65 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 R62. 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 Brumton 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 farblich 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

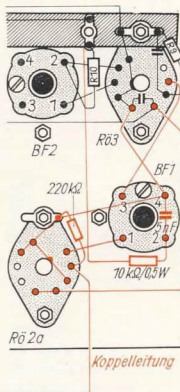


Bild 336  
Vorläufige Verdrahtung des ZF-Verstärkers





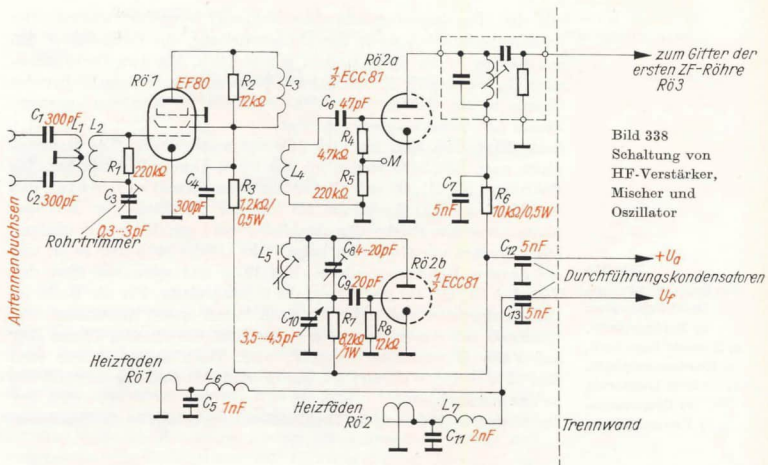


Bild 338  
Schaltung von  
HF-Verstärker,  
Mischer und  
Oszillator

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.

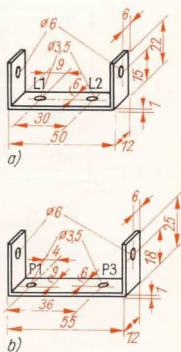


Bild 339  
Die Haltewinkel der  
Spulenkörper:  
a) Haltewinkel für  
Antennentrafo ( $L_1$ ,  $L_2$ ),  
b) Haltewinkel für  $L_3$ ,  
 $L_4$  und  $L_5$

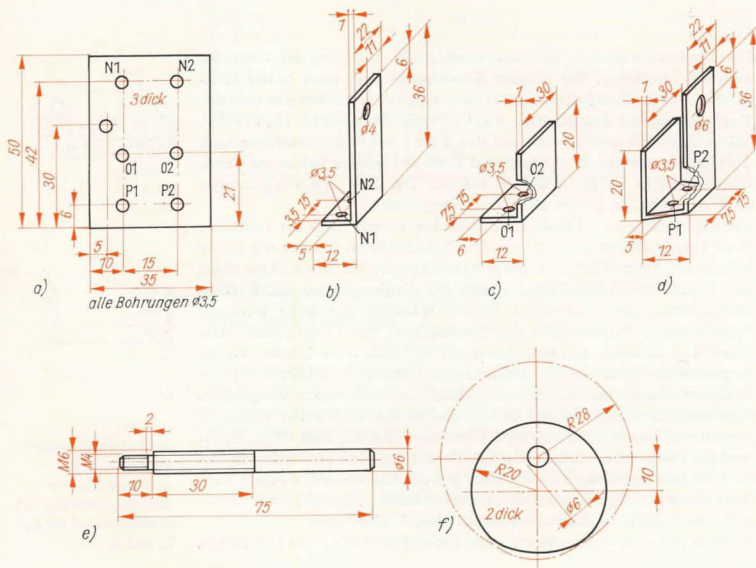


Mit drei Bauelementen kann die Frequenz verändert werden. Der Scheibentrimmer  $C_8$  dient der Grobeinstellung, ein Gewindekern  $M_5$  aus Messing in der Spule  $L_5$  dem Feinabgleich. Mit dem Drehkondensator  $C_{10}$  können wir die Oszillatorfrequenz auch nach dem Einbau des Chassis in ein Gehäuse 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



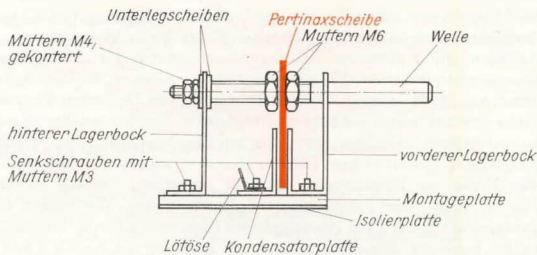


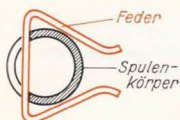
Bild 341  
Montage des Kondensators

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.

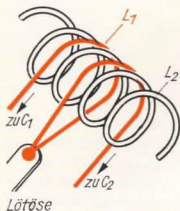
Bevor der fertige Drehkondensator auf das Chassis gesetzt wird, schrauben wir bei P3 mit einer Senkschraube M3 den Haltewinkel für die Spulen  $L_3$ ,  $L_4$  und  $L_5$  an der Chassisunterseite fest. Der versenkte Schraubenkopf muß mit der Chassisoberfläche abschließen. Dann legen wir die Isolierplatte 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 R52. Zusammen mit den Fassungen von R52 und R51 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)



b)

Bild 342

Zur Wicklung der Spulen: a) Feder des Oszillator-Spulenkerens,

b) So wickeln wir die Antennenspule zwischen die mittleren Windungen von  $L_2$

Bild 343

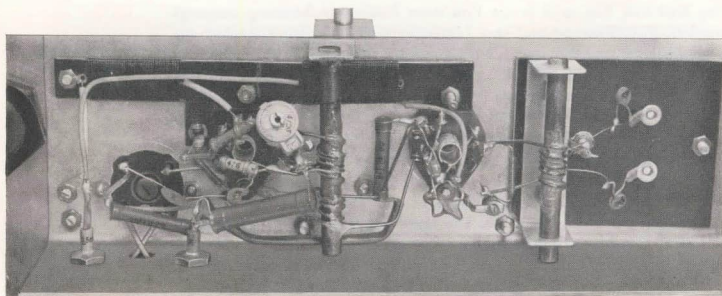
Blick in die Verdrahtung der Eingangsstufen

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 Helptenberg (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 $\Omega$  parallel, oder wir ersetzen  $R_2$  durch einen 4-k $\Omega$ -Widerstand.

Bevor die zylindrischen Spulenkörper in die Haltwinkel und gleichzeitig in die gewickelten Spulen eingeschoben werden, bringen wir am Röhren 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 Halbwellendipol, 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



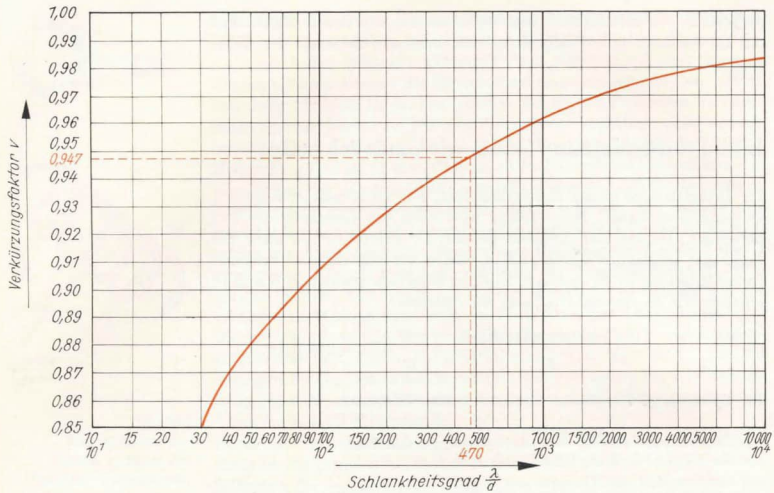


Bild 344  
Verkürzungsfaktor  
eines Halbwellendipols  
in Abhängigkeit vom  
Schlankheitsgrad

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 Halbwellendipol hat in der Mitte einen Scheinwiderstand von etwa 60  $\Omega$ , 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  $240 \Omega$ . Als Verbindungsleitung zwischen Empfänger und Antenne verwenden wir *UKW-Bandkabel*, dessen *Wellenwiderstand* ebenfalls  $240 \Omega$  beträgt. Um nun dieses Kabel an die Antenne anzupassen, schließen wir es nicht in der Dipolmitte an – dort beträgt der sogenannte *Fußpunkt*widerstand nur  $60 \Omega$  –, 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.

## 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  $C_3$  langsam durch. Sollte dabei auf dem Bild-

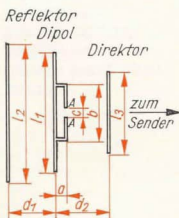


Bild 345  
3-Element-Antenne

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).

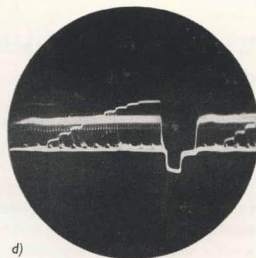
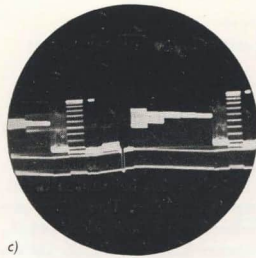
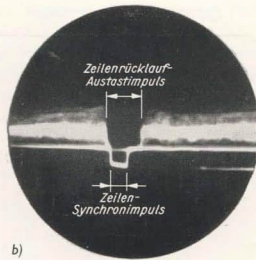
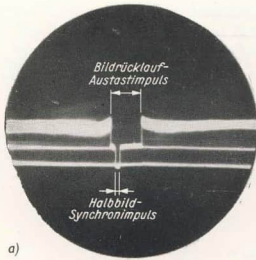


Bild 346

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) Bild-oszillogramm (Testbild des DFF nach Bild 352), d) Zeilen-oszillogramm (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 Spulenkörpern 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.

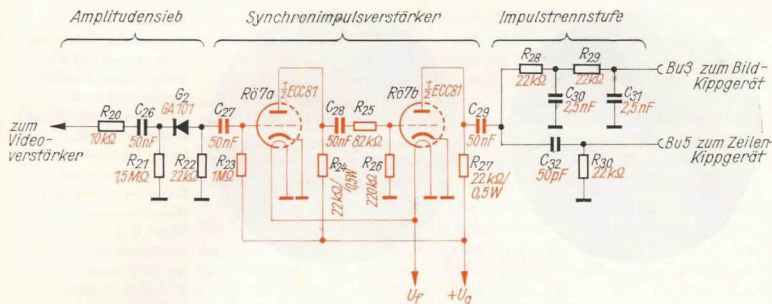


Bild 347  
Schaltbild des  
Amplitudensiebes mit  
Synchronimpuls-  
verstärker und  
Impulstrennstufe

## 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

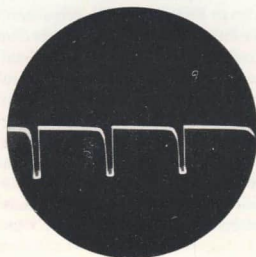


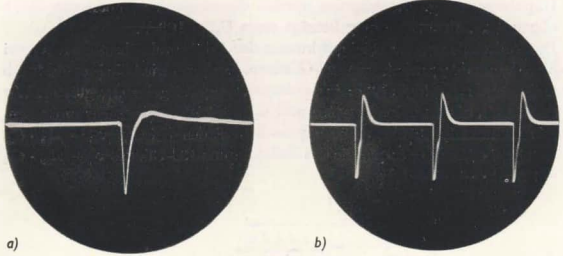






Bild 350  
Oszillogramme der  
Synchronimpulse:

a) Halbbild-Synchronimpuls, b) Zeilensynchronimpuls



Bevor wir die Synchronimpulse an die Ablenkgeräte 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 Zeilenkippöhre 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 Kippperäten geführt werden. Nach wenigen Minuten arbeiten die Ablenkgeräte 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 Bildöhre 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

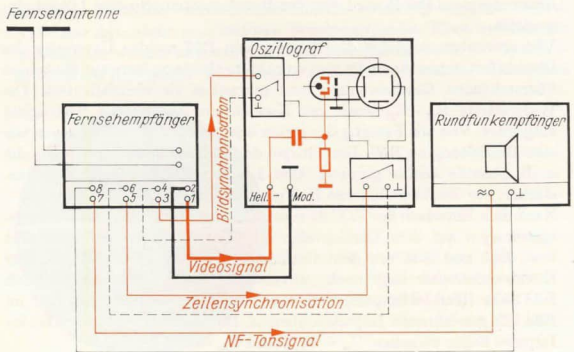




Bild 352  
Schirmbilder unseres  
Fernsehempfängers

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 Fernsehsehton nicht amplituden-, sondern *frequenzmoduliert* ausgestrahlt wird. Mit dieser Modulationsart und den

Bild 353  
Schaltbild des Ton-  
DF-Verstärkers

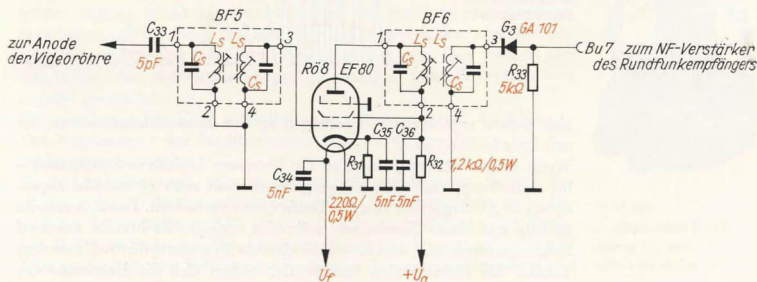
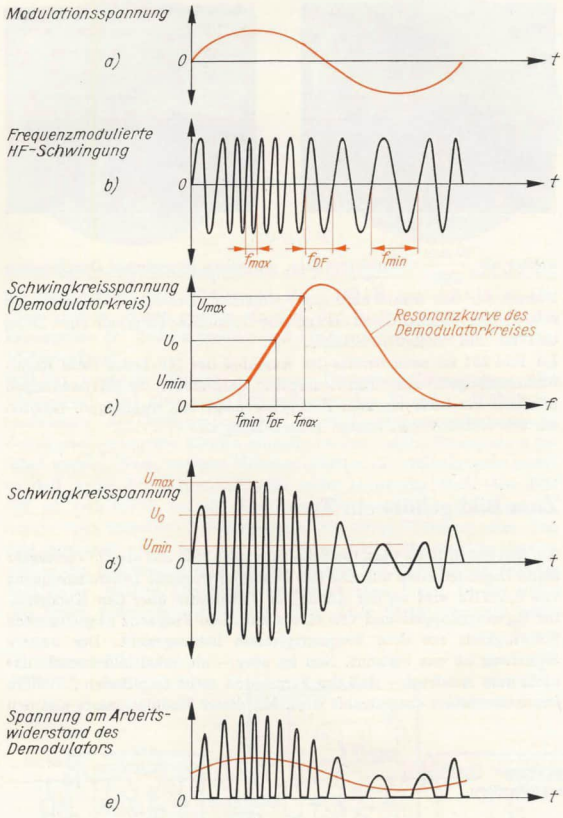


Bild 354  
Prinzip der Demodulation frequenzmodulierter Schwingungen



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 auftretenden 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 354a ist eine harmonische Tonschwingung (NF) dargestellt, Bild 354b 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 354c 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 354d 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 Schwingkreis Kondensatoren  $C_S$  verwenden wir wieder Keramikausführungen der Kapazität 50 pF, die Spulen  $L_S$  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 Schwingkreis kapazität 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

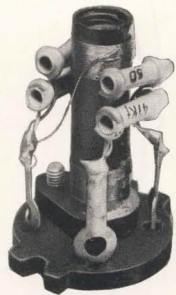


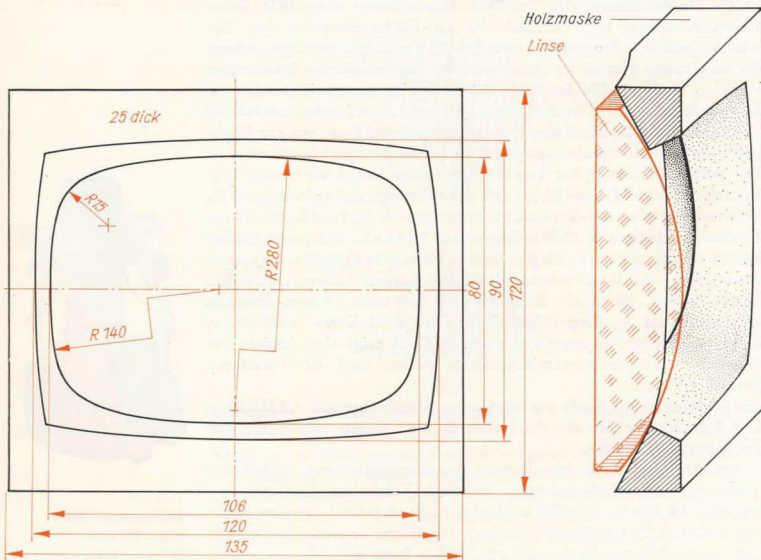
Bild 355  
Aufbau eines Bandfilters für den DF-Verstärker

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 Brummtön 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  $6\text{ cm} \times 9\text{ cm}$  große Negative verwendet. Die Linse kitten 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  $10\text{ cm}$ , der günstigste Betrachtungsabstand liegt bei ungefähr  $50\text{ cm}$  bis  $80\text{ cm}$ .

Unser vollständiger Fernsehempfänger mit Bildvergrößerungslinse und dem NF-Verstärker des Transistor-Koffereempfängers 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 Fernsehtechnik 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 Jakubasch für ihre wertvollen Verbesserungen des Manuskripts.

Dresden, im Frühjahr 1969

*Dr. Lothar König*

## Empfehlenswerte Literatur

### *Einzelwerke:*

- Autorenkollektiv: *elektronicum*. Deutscher Militärverlag, Berlin 1967
- Autorenkollektiv: *Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateuer*. 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 Farbfernsehtchnik*. 4. Aufl. VEB Verlag Technik, Berlin 1970
- Finke, K.-H.: *Fernsehservice*. 2. Aufl. VEB Verlag Technik, Berlin 1971
- Fischer, H.-J.: *Transistortechnik für den Funkamateuer*. 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.: Amateurtechnologie. 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 Blos, 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 Funkamateureur. 2. Aufl. 1963
- 52 Kronjäger, O.: Formelsammlung für den Funkamateureur, Teil 2. 1965
- 68 Kronjäger, O.: Formelsammlung für den Funkamateureur, 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, Thermolemente 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.: Transistormeißgeräte. 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 Funkamateureur. 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 mittlere Größe
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 Handbohr- maschine 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)

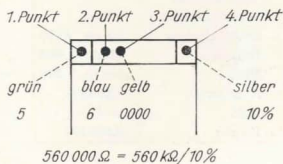
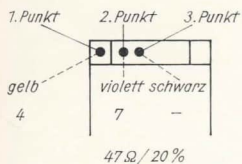
Stückzahl	Art	Abmessungen	
1	Meßschieber	160 mm	
1	Reißnadel		
1	Spitzzirkel		
1	Anschlagwinkel		
1	elektrischer LötKolben		100 W
1	Pinzette		
2	Prüfspitzen		
1	Spannungsprüfer		
1	Vielchmeßgerät für Gleich- und Wechselstrom, Strombereich bis mindestens 1 A, Spannungsbereich bis mindestens 500 V (z. B. Multiprüfer II, PGH Melodie Tonmechanik Klingenthal oder Universalmesser IV, VEB Elektro-Apparate-Werke Berlin-Treptow)		

Tafel 2 Spezifischer Widerstand

Material	$\rho$ 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

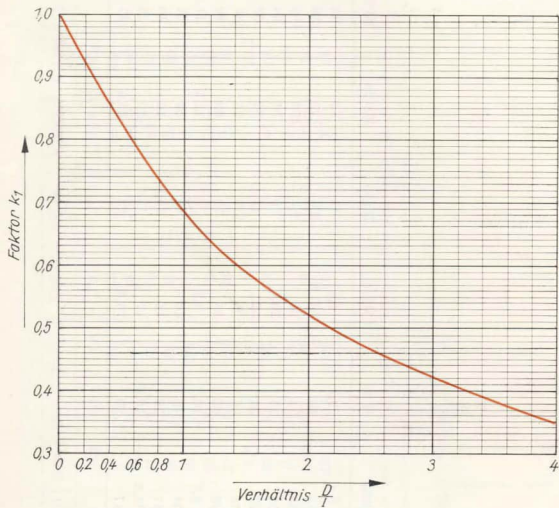
Material	$\epsilon_r$
Epsilan 7000	7000
Condensa F	80
Condensa N	40
Tempa X	30
Tempa S	14
Aluminiumoxid	8,5
Calit	6,5
Glas und Glimmer	5...8
Hartpapier	3,5...6
Schellack	2,7...3,7
Polystyrol (Styroflex)	2,4
Papier	1,5...2,5
Luft	$\approx 1$

Tafel 5 Relative Permeabilität

Material	$\mu_r$
Hyperperm (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	$\approx 1$
Kupfer	0,999 991



Tafel 6 Korrekturfaktor aus dem Durchmesser-Länge-Verhältnis zur Induktivitätsberechnung einlagiger Zylinderspulen

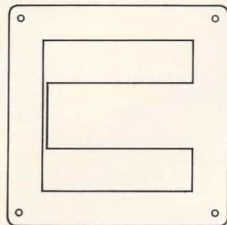


Tafel 7 Daten der Eisenkerne für Transformatoren

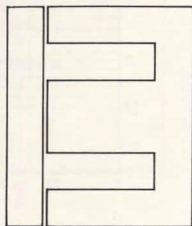
a) Eisenkerne mit M-Schnitt

	M42	M55	M65	M74	M85a	M85b	M102a	M102b
Eisenquerschnitt in cm <sup>2</sup>	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

	EI42	EI48	EI54	EI00	EI06	EI78	EI84a	EI84b	EI100a	EI106b	EI130a	EI130b
Eisenquerschnitt in cm <sup>2</sup>	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
Blechkhöhe mit Joeh 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

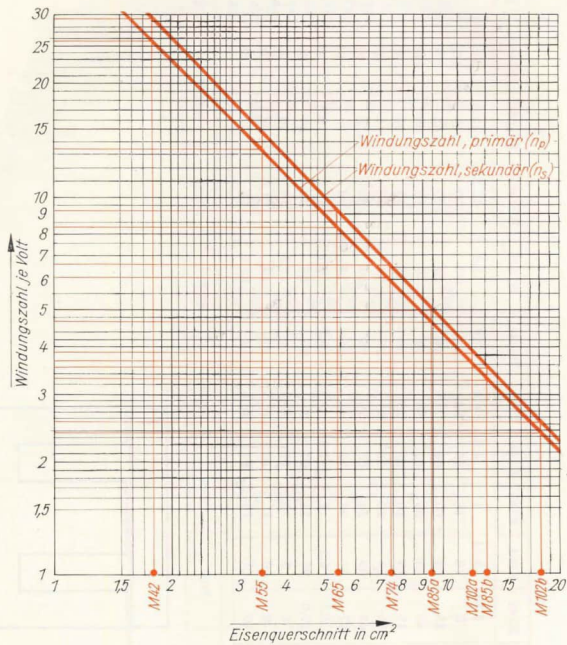


M-Schnitt



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<sub>M</sub>: Heizfaden-Mitte
- g: Steuergitter bei Trioden
- g<sub>1</sub>: Steuergitter bei Mehrgitterröhren
- i. V.: innere Verbindung, Kontakt darf grundsätzlich nicht beschaltet werden

Bedeutung der Röhrenbezeichnung:

1. Buchstabe: Heizungsart

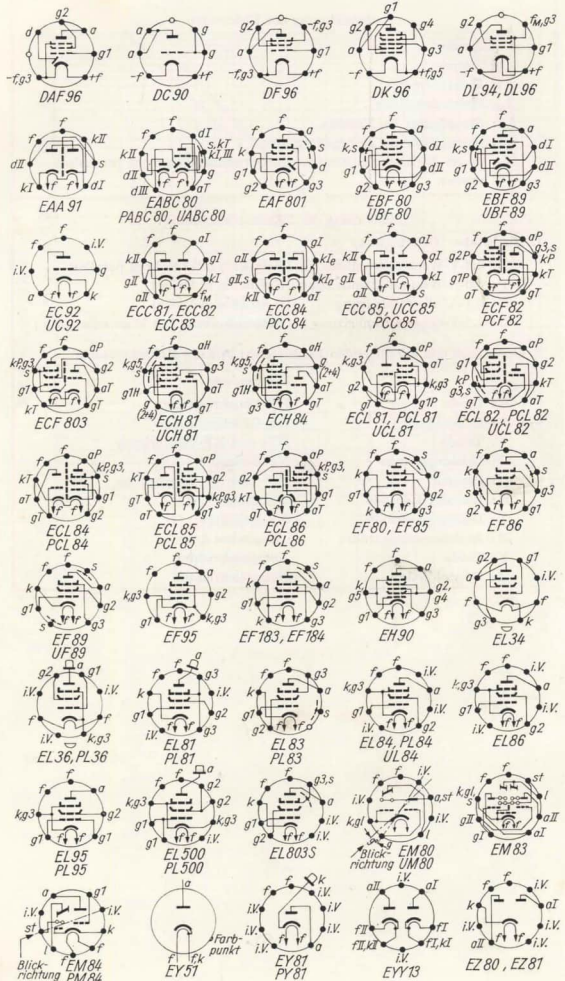
- E: 6,3-V-Wechselstromheizung (Heizfäden aller Röhren parallel)
- P: 0,3-A-Wechselstromheizung (Heizfäden in Reihe)
- U: 0,1-A-Allstromheizung (Heizfäden in Reihe)
- D: 1,4-V-Gleichstromheizung (Batterieheizung mit Monozelle 1,5 V)

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: Leistungstriode	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	Andenspannung $U_a$ in V	Andenstrom $I_a$ in mA	Schrittgitterspannung $U_{g2}$ in V	Schrittgitterstrom $I_{g2}$ in mA	Gittervorspannung $U_g$ in V	Steilheit $S$ in mA/V	Maximale Anodenbelastung $P_{am}$ in W	Maximale Schrittgitterbelastung $P_{gm}$ in W	+ Maximale Spitzenspannung ++ Maximaler Diodengleichstrom ∅ Maximale Transformatorspannung
DAF 96	Diode Pentode	1,4	25	100 <sup>+</sup> 85	0,2 <sup>++</sup> 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 Verstärkertriode 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 <sup>+</sup>	9 <sup>++</sup>					0,5		Zweifachdiode für FM-Demodulation
EABC 80	Diode Duodode Triode	6,3	450	350 <sup>+</sup> 350 <sup>+</sup> 250	1 <sup>++</sup> 10 <sup>++</sup> 1,3			-3	1,2	1		AM-Demodulation FM-Demodulation NF-Verstärkung
EAF 801	Diode Pentode	6,3	300	350 <sup>+</sup> 250	0,8 <sup>++</sup> 9	100	2,8	-2	3,8	2,25	0,45	AM-Demodulation ZF-Verstärkung
EBF 80	Diode Pentode	6,3	300	350 <sup>+</sup> 250	0,8 <sup>++</sup> 5	85	1,68	-2	2,2	1,5	0,3	Zweifachdiode für AM-Demodulation und Regelspannungserzeugung HF- und ZF-Verstärkung

Typ	System	Heizspannung $U_i$ in V	Heizstrom $I_i$ in mA	Andenspannung $U_a$ in V	Andenstrom $I_a$ in mA	Schirmgitterspannung $U_{g3}$ in V	Schirmgitterstrom $I_{g2}$ in mA	Gittervorspannung $U_g$ 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	350 250	0,8 9	100	2,8	-1	3,8	2,25	0,45	Zweifachdiode für AM-Modulation und Regelspannungserzeugung HF- und ZF-Verstärkung (regelbar)
EC 92	Triode	6,3	150	250	10			-2	5,5	2,5		Misch-, Oszillator- und Verstärkertriode für UKW
ECC 81	Triode	6,3 12,6	300 150	250	10			-2	5,5	2,5		UKW-Doppeltriode
ECC 82	Triode	6,3 12,6	300 150	250	10,5			-8,5	2,2	2,75		Doppeltriode für Oszillator-, Sperrschringer- und Multivibratorschaltungen
ECC 83	Triode	6,3 12,6	300 150	250	1,2			-2	1,6	1		Doppeltriode für NF-Verstärker
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	150 200	11 10	110	3,5	-2 -0,9	5,8 5,5	1,5 2	0,5	Steile Triode-Pentode für Mischstufen, ZF-Verstärker, Amplitudenstebe in Fernschernempfängern
ECF 803	Triode Pentode	6,3	380	100 170	15 10	120	3		9 11	1,5 2	0,3	Triode-Regeltriode als Misch- und Oszillatorröhre für UKW oder ZF-Verstärker für UHF

Typ	System	Heizspannung $U_i$ in V	Heizstrom $I_i$ in mA	Andenspannung $U_a$ in V	Andenstrom $I_a$ in mA	Schirmgitterspannung $U_{g2}$ in V	Schirmgitterstrom $I_{g2}$ in mA	Gittervorspannung $U_{g1}$ in V	Stellzeit $S$ in mA/V	Maximale Anodenbelastung $P_{am}$ in W	Maximale Schirmgitterbelastung $P_{gm}$ in W	Art und Verwendungszweck
ECH 81	Triode Heptode	100 250	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	150 200	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	100 200	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	200 220	720	200 220	3 18	220	3,2	-1,7 -3,3	4 10	1 4	1,7	Triode-Endpentode für Ablenschaltungen in Fernsehempfängern
ECL 85	Triode Pentode	100 65	860	100 65	10 285	210	45	0 -1	5,5	0,5 7	1,5	Triode als Oszillator und Vorverstärker, Pentode als Endröhre für die Vertikalablenkung
ECL 86	Triode Pentode	250 250	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	250	300	250	10	250	2,8	-3,5	6,8	2,5	0,7	HF-Pentode für Breitbandverstärkung
EF 85	Pentode	250	300	250	8	90	2	-1,8	6	2,5	0,65	Steile Regelpentode für HF- und ZF-Breitbandverstärkung
EF 86	Pentode	250	200	250	0,87	140	0,16	-2	2	1	0,2	Kling- und brummarme NF-Pentode
EF 89	Pentode	250	200	250	9	100	3	-1,9	3,6	2,25	0,45	Mittelsteile Regelpentode für HF-, ZF- und NF-Verstärkung

Typ	System	Heizspannung $U_i$ in V	Heizstrom $I_i$ in mA	Anodenspannung $U_a$ in V	Anodenstrom $I_a$ in mA	Schrittgitterspannung $U_{g2}$ in V	Schrittgitterstrom $I_{g2}$ in mA	Gittervorspannung $U_g$ in V	Steilheit $S$ in mA/V	Maximale Anodenbelastung $P_{am}$ in W	Maximale Schrittgitterbelastung $P_{gm}$ 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	Bildpentode, 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 $U_a$ in V	Anodenstrom $I_a$ in mA	Schrittgitterspannung $U_{gs}$ in V	Schrittgitterstrom $I_{gs}$ in mA	Gittervorspannung $U_g$ in V	Steilheit $S$ in mA/V	Maximale Anodenbelastung $P_{am}$ in W	Maximale Schrittgitterbelastung $P_{sm}$ 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 Breitbandverstärker
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 <sup>++</sup>							Einweg-Hochspannungs-Gleichrichterröhre zur Erzeugung der Anodenspannung einer Fernsehbildröhre
EY 81	Diode	6,3	820	4 500 <sup>+</sup>	150 <sup>++</sup>							Schaltdiode (Booster-Diode)
EYY 13	Diode	6,3	2 500	400 <sup>ø</sup>	175 <sup>++</sup>							Universal-Netzgleichrichterröhre
EZ 80	Diode	6,3	600	350 <sup>ø</sup>	90 <sup>++</sup>							Zweiweg-Netzgleichrichterröhre
EZ 81	Diode	6,3	1 000	350 <sup>ø</sup>	150 <sup>--</sup>							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

C: NF-Transistor

D: NF-Leistungstransistor

E: Tunnelodiode

F: HF-Transistor

L: HF-Leistungstransistor

P: Strahlungsempfindliches  
Bauelement

(z. B. lichtempfindlich)

S: Schalttransistor

U: Leistungsschalttransistor

R: Halbleiterbauelement mit  
Durchbruchkennlinie für  
Schalt- und Steuerzwecke

T: Thyristor

Y: Halbleiter-Gleichrichterdiode  
bis 10 A

Z: Zenerdiode, Referenzdiode



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	$\leq 1$	Gleichrichter in Spannungsanzeigern zum Nachweis von UHF-Energie in Koaxial- und Hohlleitern	1
OA 602	5	15	$\leq 1$		1
OA 603	10	20	$\leq 1$	Einsatz in Durchgangs- und Abschlußleistungsmessern für UHF	1
OA 604	10	20	$\leq 1$		1
OA 605	20	20	$\leq 1$	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 $U_{sp}$ in V	Maximal zu- lässiger Durchlad- strom $I_{dm}$ in mA	Sperrstrom bei $U_{sp}$ $I_{sp}$ in $\mu$ A	Verwendungs- zweck	Bauforn
	alt						
GA 100	OA 625		20	20	$\approx$ 500	Universaldiode, niederohmig	2
GA 101	OA 645		40	15	$\approx$ 400	Universaldiode, niederohmig	2
GA 102	OA 665		60	12	$\approx$ 350	Universaldiode, niederohmig	2
GA 103	OA 685		80	10	$\approx$ 250	Universaldiode, niederohmig	2
GA 104	OA 705		110	10	$\approx$ 200	Universaldiode, hochohmig	2
GA 105	OA 626		20	20	$\approx$ 500	Videodiode	2
GA 106	OA 647		25	20	$\approx$ 40 <sup>+</sup>	Schaltdiode, Einsatz in elektronischen Rechengeräten	2
GA 107	OA 666		60	20	$\approx$ 70		2
GA 108	OA 686		80	20	$\approx$ 100		2
2GA 109	2OA 646		40	15	$\approx$ 300	Diodenpaar, Einsatz in hochohmigen FM-Demodulatoren	2
2GA 113	-		25	30 <sup>++</sup>	$\approx$ 40 <sup>+</sup>	Diodenpaar, Einsatz in niederohmigen FM-Demodulatoren	2
4GA 114	-		25	30 <sup>++</sup>	$\approx$ 40 <sup>+</sup>	Diodenquartett, Einsatz in Modula- tions- und Regel- schaltungen der Schwachstrom- technik	2
-	OA 675		40	15	$\approx$ 300	Diodenquartett, Einsatz als Meß- gleichrichter und als Frequenzumsetzer von Träger- frequenzen	2 a
-	OA 720		20	50	$\approx$ 1000	Golddraht-Schaltdiode	2
-	OA 721		20	75	$\approx$ 1000	Golddraht-Schaltdiode	2
-	OA 741		40	75	$\approx$ 500	Golddraht-Schaltdiode, Einsatz in elektronischen Rechengeräten	2
-	OA 780		80	50	$\approx$ 250	Golddraht-Schaltdiode	2



c) Silizium-Flächendiode 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 $\mu A$	Verwendungszweck	Bauform
OA 900	25	250	$\parallel \wedge$ 5	Besonders hoher Sperrwiderstand und geringer Durchlaßwiderstand, Einsatz in Regelschaltungen bis zu einigen MHz bei höheren Umgebungstemperaturen	2
OA 901	50	250	$\parallel \wedge$ 5		2
OA 902	75	250	$\parallel \wedge$ 5		2
OA 903	150	250	$\parallel \wedge$ 5		2
OA 904	250	250	$\parallel \wedge$ 5		2
OA 905	350	250	$\parallel \wedge$ 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 $\mu A$	Verwendungszweck	Bauform
neu	alt					
GY 099	-	12	0,1	$\parallel \wedge$ 100	Gleichrichter für kleine Ströme	3
GY 100	OY 100	24	0,1	$\parallel \wedge$ 100		3
GY 101	OY 101	40	0,1	$\parallel \wedge$ 100		3
GY 102	-	75	0,1	$\parallel \wedge$ 100		3
GY 103	OY 102	100	0,1	$\parallel \wedge$ 100		3
GY 104	OY 103	150	0,1	$\parallel \wedge$ 100		3
GY 105	-	200	0,1	$\parallel \wedge$ 100		3
GY 109	-	12	1	$\parallel \wedge$ 200	Gleichrichter für mittlere Ströme	4
GY 110	OY 110	24	1	$\parallel \wedge$ 200		4
GY 111	OY 111	40	1	$\parallel \wedge$ 200		4
GY 112	-	75	1	$\parallel \wedge$ 200		4
GY 113	OY 112	100	1	$\parallel \wedge$ 200		4
GY 114	OY 113	150	1	$\parallel \wedge$ 200		4
GY 115	-	200	1	$\parallel \wedge$ 200		4
GY 120	OY 120	20	10	$\parallel \wedge$ 2000	Gleichrichter für hohe Ströme	5
GY 121	OY 121	40	10	$\parallel \wedge$ 2000		5
GY 122	OY 122	65	10	$\parallel \wedge$ 2000		5
GY 123	OY 123	100	10	$\parallel \wedge$ 2000		5
GY 124	OY 124	150	10	$\parallel \wedge$ 2000		5
GY 125	OY 125	200	10	$\parallel \wedge$ 2000		5

e) Silizium-Flächengleichrichter

Verwendungszweck: Gleichrichter für mittlere Ströme und hohe Spannungen

Maximal zulässiger Durchlaßstrom:  $I_{dm} = 0,8 A$

Sperrstrom bei  $U_{spm} : I_{sp} \leq 10 \mu A$

Bauform: 6

Typ			Maximal zulässige Sperr- spannung $U_{spm}$ in V
Katode		Anode	
am Gewinde neu	alt	am Gewinde 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 15 Technische Daten von Transistoren

## a) Germanium-NF-Transistoren

Typ		Stromverstärkung $\beta$	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	$\nabla$ 18	30	15	15	NF-Vorstufen rauscharme NF-Vorstufen	8/7
GC 101	OC 870	$\nabla$ 18	30	15	15		8/7
GC 102	-	$\nabla$ 29	30	50	15	NF-Vorstufen rauscharme NF-Vorstufen	8
GC 103	-	$\nabla$ 29	30	15	9		8
GC 104	-	$\nabla$ 29	30	15	9		8
GC 111	-	$\nabla$ 10	120	125	80		für hohe Spitzenspannung
GC 112	-	$\nabla$ 10	120	125	80	NF-Vor- und Treiberstufen	8
GC 115	OC 815	$\nabla$ 10	120	125	20		8
GC 116	OC 816	$\nabla$ 18	120	125	20	rauscharme NF-Vorstufen	8
GC 117	OC 817	$\nabla$ 18	120	125	20		8
GC 118	-	$\nabla$ 18	120	50	20	NF-Endstufen kleiner Leistung	8
GC 120	OC 820	$\nabla$ 10	120	150	20		8
GC 121	OC 821	$\nabla$ 18	120	150	20	30-V-Schalttransistor 60-V-Schalttransistor	8
GC 122	OC 822	$\nabla$ 18	120	150	33		8
GC 123	OC 823	$\nabla$ 18	120	150	66	NF-Treiber- und Endstufen	8
GC 301	-	$\nabla$ 18	400	500	32		8

## b) Germanium-NF-Leistungstransistoren

Typ		Stromverstärkung $\beta$	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	$\nabla$ 10	1	1,3	18	NF-Leistungsendstufen	9
GD 110	OC 831	$\nabla$ 20	1	1,3	18		9
GD 120	OC 832	$\nabla$ 20	1	1,3	30	30-V-Schalttransistor 48-V-Schalttransistor	9
GD 125	-	$\nabla$ 20	1	1,3	48		9
GD 130	OC 833	$\nabla$ 20	1	1,3	60	60-V-Schalttransistor NF-Leistungsendstufen	9
GD 150	OC 835	$\nabla$ 7,5	4	3	18		9
GD 160	OC 836	$\nabla$ 15	4	3	18	NF-Leistungsendstufen 30-V-Schalttransistor	9
GD 170	OC 837	$\nabla$ 15	4	3	30		9
GD 175	-	$\nabla$ 15	4	3	48	48-V-Schalttransistor 60-V-Schalttransistor	9
GD 180	OC 838	$\nabla$ 15	4	3	60		9

## c) Germanium-HF-Transistoren

neu	Typ		Stromverstärkung $\beta$	Maximale Verlustleistung $P_{vm}$ in mW	Maximaler Kollektorstrom $I_{cm}$ in mA	Maximale Kollektorspannung $U_{cm}$ in V	Verwendungszweck	Bauform
	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 (Baslertransistoren)

Typ		Stromverstärkung $\beta$	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	$\sphericalangle$ 10	50...100	50	10	NF-Vorstufen	8
LC 820	LA 50	$\sphericalangle$ 10	120...150	150	-	NF-Treiber und Endstufen	8
LC 824	LA 100	$\sphericalangle$ 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	$\sphericalangle$ 20	30	15	-	ZF-Stufen für AM	7
LF 880	LA 40	$\sphericalangle$ 20	-	10	-	Mischstufen bis 8 MHz	10
LF 881	LA 40	$\sphericalangle$ 20	-	10	-	ZF-Stufen für FM	10

e) Silizium-NF-, -Schalt- und -HF-Transistoren

Typ	Stromverstärkung $\beta$	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	$\sphericalangle$ 15	600	100	20	Transistoren für HF-Verstärkung und für Schaltzwecke bei Umgebungs-temperaturen bis 125°C	11
SF 122	$\sphericalangle$ 15	600	100	33		11
SF 123	$\sphericalangle$ 15	600	100	66		11
SF 126	$\sphericalangle$ 20	600	500	33		11
SF 127	$\sphericalangle$ 20	600	500	66		11
SF 128	$\sphericalangle$ 20	600	500	100		11
SF 131	$\sphericalangle$ 20	300	50	20		10 a
SF 132	$\sphericalangle$ 20	300	50	40		10 a
SF 136	$\sphericalangle$ 20	300	200	20		10 a
SF 137	$\sphericalangle$ 20	300	200	40		10 a



f) Silizium-Miniplast-Transistoren

Typ	Stromverstärkung $\beta$	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 Fernsehempfängers und einige Antennenmaße

Kanal	Bildträger in MHz	Tonträger in MHz	Station		Polarisation	Windungszahlen der Spulen					Antennenmaße in mm		
			FS-Sender	FS-Kleinsender		L <sub>1</sub>	L <sub>2</sub>	L <sub>3</sub>	L <sub>4</sub>	L <sub>5</sub>	b	d <sub>1</sub>	d <sub>2</sub>
3	55,25	60,75	Heipterberg		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								
6	182,25	187,75	Brocken		horizontal	2	6	4	4	4	375	300	340
			Schöneck (Vogtland)		vertikal								
			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	336	270	305
			Rhinow		horizontal								
10	210,25	215,75	Dresden		vertikal	2	5	3	3	3	325	260	295
11	217,25	222,75	Schwerin		horizontal	2	5	3	3	3	315	250	285
			Frankfurt (Oder)		horizontal								
12	224,25	229,75	Blebberg		horizontal	2	5	3	3	3	307	242	282

*Tafel 17 Anschriften der Fachfilialen des  
VEB Industrieertrieb Rundfunk und Fernsehen*

VEB Industrieertrieb Rundfunk und Fernsehen  
Fachfiliale RFT AMATEUR  
1034 Berlin, Warschauer Straße 71

VEB Industrieertrieb Rundfunk und Fernsehen  
Fachfiliale RFT AMATEUR  
1058 Berlin, Kastanienallee 87

VEB Industrieertrieb Rundfunk und Fernsehen  
Fachfiliale RFT AMATEUR  
75 Cottbus, Marktstraße 2

VEB Industrieertrieb Rundfunk und Fernsehen  
Fachfiliale RFT AMATEUR  
801 Dresden, Ernst-Thälmann-Straße 9

VEB Industrieertrieb Rundfunk und Fernsehen  
Fachfiliale RFT Radio-television  
728 Eilenburg, Leipziger/Ecke Bernhardstraße

VEB Industrieertrieb Rundfunk und Fernsehen  
Fachfiliale RFT Radio-television  
122 Eisenhüttenstadt, Leninallee 10

VEB Industrieertrieb Rundfunk und Fernsehen  
Fachfiliale RFT AMATEUR  
425 Eisleben, Sangerhäuser Straße

VEB Industrieertrieb Rundfunk und Fernsehen  
Fachfiliale RFT AMATEUR  
501 Erfurt, Hermann-Jahn-Straße 11/12

VEB Industrieertrieb Rundfunk und Fernsehen  
Fachfiliale RFT AMATEUR  
92 Freiberg, Korngasse 10

VEB Industrieertrieb Rundfunk und Fernsehen  
Fachfiliale RFT Radio-television  
58 Gotha, Hauptmarkt 32

VEB Industrieertrieb Rundfunk und Fernsehen  
Fachfiliale RFT AMATEUR  
402 Halle, Große Steinstraße 58

VEB Industrieertrieb 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

- Abgleichen 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-Zweikreisler 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 Fernsehempfängers 328  
 Einkreis 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, Rücklaufverdunkelung 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  
 Experimentierstände für Oszillografenröhre 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  
 Fernschraster 280  
 Fernschraster, 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  
 Kreuzwickelspanne 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  
 Nennspannung 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  
 Phasenschiebung 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  
 Spulenenden, Festlegen von 26  
 Spulenwickelvorrichtung 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-Kofferempfänger 251
- Transistor-NF-Verstärker 240, 251
- Transistor-Super 246
- Transistor-Zweikreis 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
- Wechselspannung, 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
- Zweikreis 180, 260
- Zweiweggleichrichtung 37
- Zwischenfrequenz (ZF) 192
- Zylinderspule 25

## Inhalt

<b>Technische Anwendung von Naturgesetzen — selbst erleben</b>	5
<b>1. Was zuerst notwendig ist</b>	7
<b>Grundlagen der Funktechnik</b>	11
<b>2. Vor dem Gerätebau: Die Teile des Ganzen</b>	12
<i>Wir bauen einen Abstimm-Kondensator</i>	18
<i>Wir berechnen und wickeln eine Spule</i>	26
<i>Unser erster Rundfunkempfänger</i>	28
<b>3. Das Herz unseres Experimentierplatzes — ein Stromversorgungsgerät</b>	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
<b>4. Wir messen allerlei Widerstände</b>	54
<i>Eigenartige Widerstandskombinationen im Wechselstromkreis</i>	59
<b>5. Versuche mit Elektronenröhren</b>	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
<b>6. Wir bauen ein Gerät zum Aufzeichnen elektrischer Schwingungen: einen Oszillografen</b>	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
<b>Rundfunktechnik</b> .....	125
<b>7. Experimente vermitteln uns die physikalischen Grundlagen der drahtlosen Nachrichtenübermittlung</b> .....	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
<b>8. Wir bauen ein vollständiges Radio</b> .....	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
<b>9. Ein Frequenzmesser ist unbedingt erforderlich</b> .....	161
<i>Wir gleichen unseren Empfänger ab</i> .....	166
<i>Unser Resonanz-Frequenzmesser ist vielseitig verwendbar</i> .....	167
<b>10. Einiges über schmale und breite Bänder</b> .....	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
<b>11. Wir bauen einen Bandfilter-Zweikreiser</b> .....	180
<i>Der Zweikreiser verdrängt das Audion</i> .....	186
<b>12. Überlagerung — ein neues Empfangsprinzip</b> .....	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

<b>13. Ein Batterie-Empfänger macht uns unabhängig vom Netz</b> .....	211
<i>Zunächst wieder eine Audionschaltung</i> ...	213
<i>... und dann ein Überlagerungsempfänger</i> .....	218
<b>14. Der Halbleiter — eine Grundlage der modernen Rundfunktechnik</b> .....	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
<b>15. Wir bauen einen Taschenempfänger</b> .....	242
<b>16. Ein Transistorenprüfgerät entsteht</b> .....	247
<b>17. Ein transistorbestückter Kofferempfänger nach dem Bausteinprinzip</b> .....	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
<b>Fernsehtechnik</b> .....	275
<b>18. Experimente vermitteln uns die Grundlagen des Fernsehens</b> .....	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
<b>19. Wir verfolgen den Signalweg von der Aufnahmekamera des Senders bis zur Bildröhre des Empfängers</b> .....	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 Fernschbild</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 Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen .....</i>	<i>377</i>
<i>Sachwörterverzeichnis .....</i>	<i>379</i>









U R A N I A

