

Ton- technik

**selbst
erlebt**



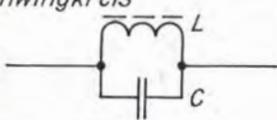
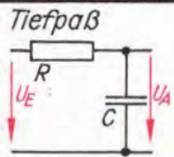
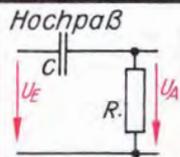
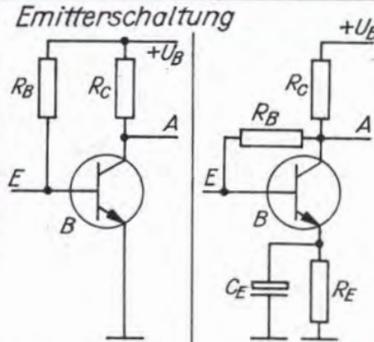
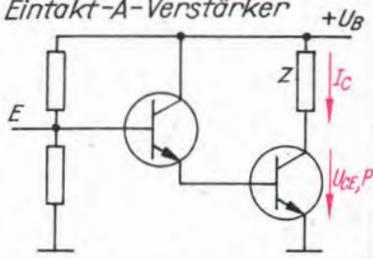
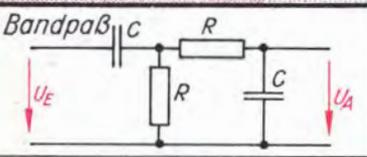
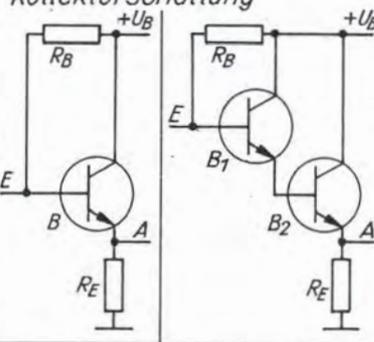
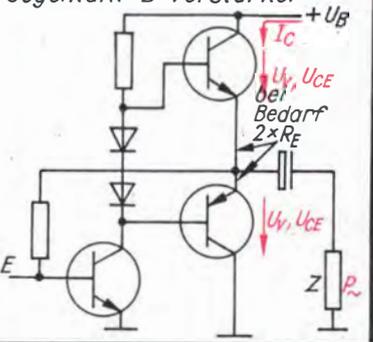
**Lothar
König**

GRÖSSEN

EINHEITEN

Gleichstromkreis		Wechselstromkreis	
$R = \frac{U}{I}$	$1\Omega = 1\frac{V}{A}$		
$R = \rho \frac{l}{A}$			$X_L = \omega L$
$P = U \cdot I$	$1W = 1V \cdot A$	$f = \frac{1}{T}$	$1Hz = \frac{1}{s}$
$P = R \cdot I^2$	$P = \frac{U^2}{R}$	$\omega = 2\pi f$	$U_{SS} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U$
$J = \frac{I}{A}$		$U = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}}$	$I = \frac{\hat{I}}{\sqrt{2}}$
I : Strom	1A	f : Frequenz	1Hz
U : Spannung	1V	ω : Kreisfrequenz	1Hz
R : Widerstand	1Ω	T : Periodendauer	1s
P : Leistung	1W	u : Augenblicksspannung	1V
ρ : spezifischer Widerst.	1Ωm	\hat{U} : Scheitelspannung (Amplitude)	1V
l : Leiterlänge	1m	\hat{I} : Scheitelstrom	1A
A : Leiterquerschnitt	1m²	U : Effektivwert d. Spannung	1V
J : Stromdichte	1A/m²	I : " d. Stromes	1A
		U_{SS} : Spannung von Spitze zu Spitze	1V
$C = \frac{Q}{U}$	$1F = 1\frac{As}{V}$		
$C = \epsilon \frac{A}{d}$			
		$I = \text{konst.}$	$Z = \frac{U}{I}$
Q : Ladungsmenge	1As		$U = \sqrt{U_R^2 + U_X^2}$
U : Spannung	1V	U und I sind in Phase	$Z = \sqrt{R^2 + X^2}$
C : Kapazität	1F		
ϵ : Dielektrizitätskonst.	1As/Vm		
A : Plattenfläche	1m²		
d : Plattenabstand	1m		
$L = \frac{N \cdot \Phi}{I}$	$1H = 1\frac{Vs}{A}$		
			$U = \text{konst.}$
$L = N^2 \cdot A_L$		$X_C = \frac{1}{\omega C}$	
N : Windungszahl	1		
Φ : Kraftfluß	1Vs		$I = \sqrt{I_R^2 + I_X^2}$
I : Strom	1A	I eilt U um $\frac{\pi}{2}$ voraus	$\frac{1}{Z} = \sqrt{\frac{1}{R^2} - \frac{1}{X^2}}$
L : Induktivität	1H		R : Wirkwiderstand
A_L : Induktivitätsfaktor	1H		1Ω
			X : Blindwiderstand
			1Ω
			Z : Scheinwiderstand
			1Ω
			U_p : Wirkspannung
			1V
			U_x : Blindspannung
			1V
			I_R : Wirkstrom
			1A
			I_x : Blindstrom
			1A
$\tau = R \cdot C$		ω : Kreisfrequenz	1Hz
R : Widerstand	1Ω	C : Kapazität	1F
C : Kapazität	1F	X_C : kapazitiver Blindwiderst.	1Ω
τ : Zeitkonstante	1s		

GLEICHUNGEN

Filter	Vorverstärker	Endverstärker
<p>Schwingkreis</p>  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$ <p>L: Induktivität 1H C: Kapazität 1F f: Eigenfrequenz 1Hz</p>	$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$ $B = \frac{I_C}{I_B}$ <p>ΔI_C: Kollektorstromänderung 1A ΔI_B: Basisstromänderung 1A β: Stromverstärkungsfaktor 1 I_C: Kollektorstrom 1A I_B: Basisstrom 1A B: Gleichstromverstärkung 1</p>	$R_{tho} = \frac{\Delta t}{P} - R_{thi}$ <p>Δt: Temperaturdifferenz 1°C P: Verlustleistung 1W R_{thi}: innerer Wärmewiderst. 1°C/W R_{tho}: äußerer Wärmewiderst. 1°C/W</p>
<p>Tiefpaß</p>  <p>Hochpaß</p>  <p>U_A vs f graphs showing roll-off characteristics.</p> $f_{gr} = \frac{1}{2\pi RC}$ <p>R: Widerstand 1Ω C: Kapazität 1F f_{gr}: Grenzfrequenz 1Hz</p>	<p>Emitterschaltung</p>  <p>$R_B = 2BR_C$ $R_B = BR_C$</p> <p>$R_E \leq \frac{1}{10}R_C$ $C_E = \frac{10}{2\pi f R_E}$</p> <p>B: Gleichstromverstärkung 1 R_C: Kollektorwiderstand 1Ω R_B: Basiswiderstand 1Ω R_E: Emittterwiderstand 1Ω f: untere Grenzfrequenz 1Hz C_E: Emittterkapazität 1F</p>	<p>Eintakt-A-Verstärker</p>  <p>$U_{CE} = \sqrt{P \cdot Z}$ $I_C = \frac{P}{U_{CE}}$</p> <p>P: Verlustleistung 1W Z: Scheinwiderstand 1Ω U_{CE}: Arbeitspunktspannung 1V I_C: Arbeitspunktstrom 1A</p>
<p>Bandpaß</p>  <p>U_A vs f graph showing a resonance peak at f_R.</p> $f_R = \frac{1}{2\pi RC}$ <p>R: Widerstand 1Ω C: Kapazität 1F f_R: Resonanzfrequenz 1Hz</p>	<p>Kollektorschaltung</p>  <p>$R_B = B \cdot R_E$ $R_B = B_1 \cdot B_2 \cdot R_E$</p> <p>$B, B_1, B_2$: Gleichstromverstärkung 1 R_E: Emittterwiderstand 1Ω R_B: Basiswiderstand 1Ω</p>	<p>Gegentakt-B-Verstärker</p>  <p>$P_{\sim} = \frac{Z(U_B - 2U_V)^2}{8(R_E + Z)^2}$ $I_{Cm} = \frac{U_B - 2U_V}{2(R_E + Z)}$</p> <p>$U_{CE} = \frac{U_B}{\pi}$ $I_C = \frac{I_{Cm}}{\pi}$</p> <p>Z: Scheinwiderstand 1Ω U_B: Betriebsspannung 1V U_V: Verlustspannung 1V R_E: Emittterwiderstand 1Ω I_{Cm}: maximal. Kollektorstrom 1A P_{\sim}: Sinusleistung 1W U_{CE}: Kollektorspannung 1V I_C: Netzteilstrom 1A</p>

Das kannst auch Du

Lothar König

Tontechnik

selbst erlebt

**Bauen und
Experimentieren**

Leipzig · Jena · Berlin Urania-Verlag

in memoriam

Hans Backe

4. Oktober 1903 27. März 1979

König, Lothar:
Tontechnik selbst erlebt: Bauen u. Experimentieren/
Lothar König. (Fotos: Lutz Liebert; Peter Zschoge.
Zeichn.: Gerhard Pippig). — 2. Aufl. — Leipzig;
Jena; Berlin: Urania-Verlag, 1986. — 320 S.:
355 Ill.
(Das kannst auch du)
NE: GT

2. Auflage 1986. 21.—40. Tausend
Alle Rechte vorbehalten
© Urania-Verlag, Leipzig · Jena · Berlin
Verlag für populärwissenschaftliche Literatur
VLN 212-475/116/86 LSV 3539
Lektor: Eckhart Reinhold
Buchgestaltung: Eveline Cange
Einbandfoto: Werner Reinhold
Fotos: Lutz Liebert, Peter Zschoge
Zeichnungen: Gerhard Pippig
Printed in the German Democratic Republic
Reproduktion: Sachsen Druck Plauen
Lichtsatz, Druck und buchbinderische Verarbeitung:
Karl-Marx-Werk Pößneck V 15/30
Best.-Nr.: 653 833 2
01000

Inhaltsverzeichnis

- Grundlagen der Tontechnik** 9
- 1. Bauelemente im Gleichstromkreis** 9
- Experimente mit Flachbatterie und Draht 10
- Der Kondensator speichert Ladungsmengen 11
- Ein nützliches Hilfsgerät:
Die Farbcodescheibe 13
- Die Spule gibt einen Spannungsstoß ab 14
- 2. Experimente mit Wechselspannung** 17
- Der richtige Transformator für unsere Belange 18
- Neue Erscheinungen im Wechselstromkreis 21
- Kondensator, Zeiger und Pythagoras 23
- Die Spule und ihre Widerstände 25
- Einfach – aber vielseitig verwendbar:
Die Meßbrücke 26
- Wir hören Wechselspannung 30
- So begann es 31
- 3. Halbleiterbauelemente – Grundlage der Verstärkertechnik** 32
- Aus Wechselspannung wird Gleichspannung 33
- Die Kennlinie einer Z-Diode 38
- Wir bauen ein Gleichrichterzusatzgerät für den Experimentiertransformator 39
- Der Transistor als Verstärker für Fernhörerbetrieb 40
- 4. Ein Meßgerät für Dioden und Transistoren** 43
- 5. Experimente mit einfachen Tonfrequenzverstärkern** 47
- Ein Diodenempfänger als Tonfrequenzquelle 47
- Vorverstärker sind Spannungsverstärker 50
- Die wichtigsten Schaltungsarten 50
- Wir bauen einen zweistufigen Vorverstärker 52
- Ein Impedanzwandler für unseren Fernhörer 54
- Endverstärker erbringen hohe Leistung 59
- Wir bauen ein leistungsfähiges Regelnetzteil 60
- Hohe Leistung erfordert Kühlung 61
- Der erste Endverstärker entsteht 62
- Wir berechnen und wickeln einen Lautsprecherübertrager 65
- Eine Kompaktbox für den Lautsprecher 67
- Wir schalten unsere erste Verstärkeranlage 68
- Gitarrenklänge – elektronisch verstärkt 71
- Ohne Übertrager geht's noch einfacher! 72
- 6. Kleinlautsprecher als Tauchspulmikrofon** 73
- 7. Ein Tongenerator ist unentbehrlich** 74
- Resonanz an einem Spannungsteiler 74
- Unsere Verstärkeranlage mit *Wien*-Teiler als RC-Generator 76
- Die Teilschaltungen unseres durchstimmbaren Sinus-Rechteck-Generators 77
- Aufbau und Wirkungsweise eines Feldeffekttransistors 77
- Wir nehmen die Kennlinie eines MOSFET auf 79
- Besonderheiten des Sinusgenerators in Brückenschaltung 81
- Ein Spannungsteiler mit konstantem Ausgangswiderstand 82
- Der Trigger als elektronischer Schalter 84
- Wir bauen den Tongenerator 85
- Drehkugehäuse, Skalentrieb und Verdrahtung 86
- Abgleich in Teilschritten 89
- Netzteil und Masseproblematik 91
- Eichen ist Vergleichen 92
- RC-Glieder als Tonfilter 94
- 8. Töne im Hörtest** 95
- 9. Universelles NF-Meßgerät** 97
- Der Klirrfaktor als HiFi-Maß 99
- Gehäusebau und Abgleich 102

- Einsatzmöglichkeiten des NF-Meßgerätes 103
 Strom- und Spannungsmessungen 103
 Klirrfaktormessungen 105
- 10. Leistungsverstärker für höhere Ansprüche** 106
 Ein 7-W-Verstärker in konventioneller Schaltungstechnik 106
 Zwei komplementäre Transistoren steuern die Leistungstransistoren im Gegentak 106
 Wir berechnen die Gegentak-Endstufe 108
 Schaltungsaufbau und Abgleich 110
 Ganz modern:
 Ein integrierter 5-W-Verstärker 113
 Vom Einzeltransistor zur integrierten Schaltung 113
 Berechnung und Bau des Verstärkers mit Schaltkreis 115
- Tonspeichertechnik** 120
- 11. Wir bauen einen Plattenspieler** 120
 Das Laufwerk – die Grundlage für den guten Ton 120
 Der geeignete Antriebsmotor 120
 Kraftübertragung durch Reibung 122
 Die Elektronik des Laufwerkes 123
 Drehzahl-Regelschaltung 124
 Stillstand bei Bewegung heißt Drehzahlkonstanz 125
 Elektronischer Schalter mit Gedächtnis 126
 Wie der Ton von der Platte kommt 129
 Das Abtastsystem 130
 Wir bauen den Tonarm 132
 Schwermetallguß 135
 Elektroendmontage 135
 Ein Minifahrstuhl für den Tonarm 138
 Tonanlage I: Wir mischen Töne 139
- 12. Klangerlebnis Stereophonie** 140
 Verzerrungen – diesmal erwünscht 141
 Das Dezibel (dB) 142
 Messen – Rechnen – Messen:
 Wir entwickeln den Schneidkennlinien-Entzerrer 144
 Ein Klangeinstellnetzwerk 146
 Wir bauen einen Stereoverstärker 151
 Gehäuse und Verdrahtung 153
 Funktionsproben und Stereoplattenspieler 155
- 13. Für die Heimdisco unentbehrlich: das Stereomischpult** 155
 Die Teilschaltungen des Mischpultes 156
 Impedanzwandler und Mischstufe 156
 Hören ohne Stören 157
 Wir bauen das Mischpult 161
 Vormontage der Rückwand 161
 Bestückungs- und Verdrahtungstechnologie für die Deckplatte 166
 Verbindung von Rückwand und Deckplatte 169
 Endmontage und Stromversorgung 170
 Ein Stereokopfhörer aus unseren Fernhörern 172
 Tonanlagen II: Netzbetrieb und Gartenvariante 176
- 14. Lichtmusik für unsere Diskothek** 178
 Lautstärkeabhängige Helligkeit 178
 Frequenzaufbereitung für die Analog-Lichteffektanlage 179
 Aufbau und Abgleich der Experimentieranlage 181
 Kollektorverlustleistung und Lampenleistung 181
 Gehäuseaufbau für die 3-Kanal-Analoganlage 184
 Hohes Leistungsverhältnis der Lampen-Ansteuerschaltung für die Digital-Lichteffektanlage 188
 Zwei Transistoren schalten sich gegenseitig: Blinklichtversuche 189
 Ein spannungsgesteuerter Multivibrator als AD-Wandler 192
 Zwischendurch eine Zusammenfassung: Logikschaltungen 192
 Wir bauen die Digital-Lichteffektanlage 195
- 15. Grundversuche zum Magnettonverfahren** 195
 Auf historischen Pfaden 196
 Ein spezieller Elektromagnet 196
 Das „Geheimnis“ der Gitarrensaite 197
 Wir bauen ein Experimentierlaufwerk 199
 Abwickeltrieb und Aufwickeltrieb 199
 Tonwelle und Schwungmasse 202
 Andruckhebel 203
 Anleihe beim Plattenspieler:
 Motor und Drehzahlregelung 206
 Elektrische und mechanische Einstellarbeiten 208

- Der Elektromagnet wird zum Tonkopf 211
 Aufbau des Experimentier-
 verstärkers 212
 Ein Magnetband für Meßzwecke 214
- 16. Wir bauen Magnetton-
 verstärker 215**
 Entzerrung im Wiedergabeverstärker 216
 Aufzeichnungsversuche 218
 Unser Eigenbau-Magnetkopf
 als Sprechkopf und Löschkopf 219
 Geduld – und immer
 wieder Meßbandstücke 220
 Unser erstes Tonbandgerät 222
 Niedriger Rauschpegel durch HF-
 Vor- und Entmagnetisierung 222
 Universeller Löschgenerator und
 HF-Spannungsmesser 224
 „Spulenloser“ Löschgenerator 226
 HF-Vormagnetisierung – aber nicht
 des Verstärkers! 228
 Und wieder Meßbandaufnahmen 231
 Tonbandgerät mit HF-Vormagnetisierung
 und -Löschung 231
 Leiterplatte für Verstärker,
 Pegelmesser und Netzteil 231
 Probleme mit der Hochfrequenz 233
 Unser Tonstudio 237
- Elektronische Musik-
 instrumente 239**
- 17. Grundversuche zur elektronischen
 Tonerzeugung und Klangbildung 239**
 Der Multivibrator als Tongenerator 239
 Vor der Musik: Mathematik 240
 Unser Elektrophon 246
 Mikroelektronischer Frequenzteiler 248
 Wir bauen ein Experimentiergerät
 für integrierte Schaltkreise 248
 Das Flip-Flop als Frequenzteiler 252
 Klangfilter und Tonmischung 255
- 18. Künstliche Musik vom
 „Synthesizer“ 256**
 Das Vorbild: die Pfeifenorgel mit
 ihren Registern 256
 Instrumentengerechte Klaviatur 257
 Laubsägearbeiten in der Tasten-
 fertigung 257
 Alles braucht seinen Rahmen 262
 Der Tastenkontaktsatz 266
 Ein passendes Gehäuse zum
 Verstärker II 268
- Elektronische Effekte für
 moderne Musik 270
 Ein Tieffrequenzgenerator
 als Steuergerät 270
 Klangschönes Vibrato durch
 Frequenzmodulation 272
 Tremolo durch lichtgesteuerte
 Amplitudenmodulation 274
 Wow-wow – eine „Bomben-
 sache“ 276
 Der Fußschweller als Lautstärke-
 pedal 280
- 19. Elektrogitarre in zwei
 Varianten 283**
 Vom Fernhörer zum Tonabnehmer 283
 Weil die Gitarre sechs Saiten
 hat ... 283
 Natürliche Gitarrenklänge –
 elektromechanisch erzeugt 286
 Klangfilter als Gitarrenelektronik I 286
 Das Mischpult auf der Gitarre 288
 Mixtur der Tonabnehmer-
 spannungen 289
 Harte Beatklänge erfordern
 Tonverzerrungen 290
 Zusätzliche Oberwellen
 durch Frequenzverdopplung 293
 Klangbildauswahl 295
 Wir bauen die Gitarrenelektronik II 297
 Abgleich der Teilschaltungen 297
 Die Gitarre bestimmt den
 Elektronikaufbau 298
 Unsere kleine Hausmusik 302
- Ein Wort zum Schluß 302**
- Empfehlenswerte Literatur 303**
- Tafelanhang 304
 Tafel 1 Internationale Normenreihen für
 Widerstände und Kondensatoren
 Tafel 2 Internationale Farbkennzeich-
 nung für Sichtwiderstände
 und Kondensatoren
 Tafel 3 Kennzeichnung von
 Keramik-Kleinkondensatoren
 Tafel 4 Daten für Kupferlackdraht (CuL)
 Tafel 5 Daten der Eisenkerne für
 Transformatoren
 a) Eisenkerne mit M-Schnitt
 b) Eisenkerne mit EI-Schnitt
 Tafel 6 Unsere Standardwinkel

Tafel 7	Technische Daten von Dioden a) Ge-Spitzendioden b) Si-Schaltdioden c) Si-Gleichrichterioden d) Si-Z-Dioden e) Si-Leistungs-Z-Dioden	Tafel 9	Technische Daten von optoelektronischen Bauelementen a) Fotodioden b) Fototransistoren c) Lichtemitterdioden
Tafel 8	Technische Daten von Transistoren a) Si-npn-NF-Transistoren b) Si-npn-HF-Transistoren c) Si-npn-Leistungstransistoren d) Ge-pnp-Leistungstransistoren e) Si-MOS-Feldeffekttransistoren (n-Kanal-Verarmungstyp) f) Si-MOS-Feldeffekttransistoren (p-Kanal-Anreicherungstyp)	Tafel 10	Wärmewiderstand quadratischer Kühlbleche aus 2 mm dickem Aluminiumblech
		Tafel 11	Stroboskopscheiben zur Drehzahleinstellung und -kontrolle des Plattenspielers

Sachwörterverzeichnis 315

Grundlagen der Tontechnik

Die Akustik ist die Lehre vom Schall, also von einem schwingenden Medium, und die Elektroakustik untersucht speziell die Umwandlungen der mechanischen Schall-schwingungen in elektrische und umgekehrt. Wie der Titel verrät, geht es in dem vorliegenden Buch aber nicht schlechthin um Schall, sondern um die dem menschlichen Ohr sehr angenehme Welt der Töne, sofern ihr Erzeugen oder Fixieren etwas mit der Elektrotechnik zu tun hat. Der Autor setzt voraus, daß der Leser mit den elementarsten Grundlagen bereits vertraut ist. Der Verlag möchte hier insbesondere auf den Grundlagenband »Elektrotechnik und Elektronik selbst erlebt« von Hans Backe und Lothar König (2. Aufl. der Neubearbeitung – Leipzig/Jena/Berlin: Urania-Verlag 1980) in der Reihe »Das kannst auch Du« verweisen. Die vorgestellten Geräte müssen nicht alle der Reihe nach gebaut werden – aber lesen sollte man unter allen Umständen nacheinander und nicht gleich mit dem Bau des 7-W-Stereoverstärkers beginnen. Obwohl versucht wurde, die Konstruktionen möglichst einfach zu halten, ist der Aufwand für die Laufwerke des Plattenspielers und erst recht des Bandgerätes nicht unerheblich.

Einzige Gründe für den Selbstbau können hier wirklich nur das außergewöhnliche Interesse am technischen Sachverhalt bzw. die Selbstbestätigung handwerklicher Mei-

sterschaft und nicht etwa eine mögliche Kosteneinsparung sein.

Da zu Beginn der Arbeiten am Manuskript noch kein Silizium-Leistungstransistor aus eigener Produktion zur Verfügung stand, wurde auf einen Importtyp von TESLA zurückgegriffen. Er läßt sich im allgemeinen durch den SD 168 ersetzen, obwohl dessen geringe Stromverstärkung mitunter Probleme bereiten kann; außerdem sind die Kühlblechbohrungen dann entsprechend zu verändern. In einer Reihe von Leiterplattenfotos ist weiter der bereits veraltete Gleichrichter SY 200 abgebildet, für den im Buch jeweils der Nachfolgetyp SY 320 genannt ist.

Wenn Sie beim Lesen, Experimentieren oder beim Aufbau der Geräte Fehler oder Ungenauigkeiten im Buch entdecken bzw. Fragen zur dargestellten Problematik haben, dann lassen Sie es bitten den Verlag wissen; nur über ein Materiallager verfügen weder Autor noch Verlag!

Sollte ein Gerät oder eine Schaltung nicht gleich zufriedenstellend funktionieren, so verlieren Sie nicht den Mut. Die systematische Eingrenzung eines Fehlers ist weit schwieriger als der einfache Nachbau, denn sie setzt vollkommenes Verständnis und eigenes, schöpferisches – also mit neuen Ideen verbundenes – Denken voraus. Das vorliegende Buch möchte mithelfen, diese Fähigkeiten zu entwickeln.

1. Bauelemente im Gleichstromkreis

Vor dem Gerätebau ist es sinnvoll, uns einiger Gesetzmäßigkeiten der Elektrizitätslehre zu erinnern, mittels einfacher Experimente wichtige neue Zusammenhänge kennenzulernen und so ein solides Fundament für unseren Exkurs in das interessante Gebiet der Elektroakustik zu schaffen. Die Grundgesetze des Gleichstromkreises und

die Grundbauelemente Widerstand und Kondensator sind Ihnen, lieber Leser, ganz sicherlich (z. B. aus dem Grundlagenband »Elektrotechnik und Elektronik selbst erlebt«) bekannt, so daß wir an dieser Stelle nicht noch einmal besonders darauf eingehen müssen, sondern bereits mit deren Anwendung beginnen können.

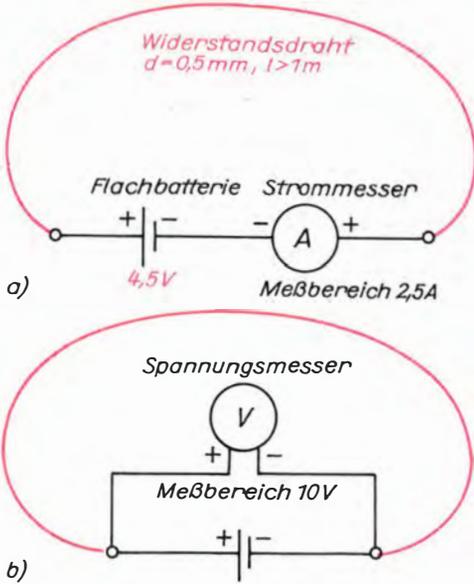


Bild 1.1. Widerstandsermittlung durch Strommessung (a) und Spannungsmessung (b)

Experimente mit Flachbatterie und Draht

Widerstände mit Werten kleiner als 10 Ω und für höhere Belastbarkeit werden nur selten benötigt und deshalb vom Handel kaum angeboten; wir stellen sie aus Widerstandsdraht selbst her. Je länger und je dünner der verwendete Draht ist, um so größer wird sein Widerstand, der außerdem noch vom *spezifischen Widerstand* ρ (Rho)

des Materials abhängt: $R = \rho \cdot \frac{l}{A}$

Für die Meßbrücke im Bild 2.17 brauchen wir u. a. einen Widerstand von 1 Ω , der sich bei einem Strom von 1 A noch nicht übermäßig erwärmen soll. Deshalb darf die

Stromdichte $J = \frac{I}{A}$ den Erfahrungswert von

$4 \frac{A}{mm^2}$ nicht merklich übersteigen. Mit der

Gleichung der Kreisfläche $A = \frac{\pi d^2}{4}$ erhalten wir

$J = \frac{4 I}{\pi d^2}$, stellen nach d um und berechnen einen Drahtdurchmesser von

$$d = \sqrt{\frac{4 I}{J \cdot \pi}} = \sqrt{\frac{4 A \cdot mm^2}{4 A \cdot \pi}} = \sqrt{\frac{1}{\pi}} mm = 0,56 mm.$$

Da der Widerstand nicht ständig mit 1 A belastet wird, dürfen wir bis auf 0,5 mm zurückgehen. Gut eignet sich als Widerstandsdraht eine handelsübliche Heizwendel (sie wird meist als »Heizspirale« bezeichnet und ist als Ersatzteil für Elektrowärmegeräte erhältlich) für 220 V/1000 W.

Nach $P = \frac{U^2}{R}$ liegt ihr Widerstand bei

$$R = \frac{U^2}{P} = \frac{220^2 V^2}{1000 W} = 48 \Omega, \text{ so daß wir hier}$$

nur etwa ein Fünzigstel der Wendel brauchen. Die richtige Länge ermitteln wir durch Strom- und Spannungsmessung nach Bild 1.1. Wir messen jeweils nur so lange, bis der höchste Strom und die niedrigste Spannung angezeigt werden. Sind wir mit

$$I = 1,95 A \text{ und } U = 2,15 V \text{ bei } R = \frac{U}{I}$$

$$= \frac{2,15 V}{1,95 A} = 1,10 \Omega \text{ angekommen, ziehen}$$

wir die Wendel an dieser Stelle auseinander und messen erneut. Erst wenn die beiden Meßwerte nach Division 1,00 Ω ergeben, wird die Wendel mit einem Seitenschneider getrennt.

Aus der eben durchgeführten Spannungsmessung erhebt sich die Frage, weshalb die Spannung von 4,5 V auf 2,15 V zurückgeht. Die fehlenden 2,35 V können nur innerhalb der Flachbatterie selbst abgefallen sein, d. h., unsere Spannungsquelle

muß einen *Innenwiderstand* von $R_i = \frac{U}{I}$

$$= \frac{2,35 V}{1,95 A} = 1,21 \Omega \text{ haben. Das ist kein besonderes}$$

Merkmal unserer Flachbatterie. Jedes elektrische Gerät hat einen solchen inneren Widerstand. Er wird nicht als Bauelement zusätzlich eingebaut, sondern durch den im Gerät vorhandenen Draht in Form der Glühwendel bei jeder Lampe oder der Spulenwicklung bei Motoren und Generatoren bzw. in Form des Elektrolyten bei galvanischen Spannungsquellen gebildet. Im Bild 1.2 ist die sogenannte *Ersatzschaltung* eines *Grundstromkreises* dargestellt, auf die wir jede auch noch so unterschiedliche Zusammenschaltung elektrischer Geräte zurückführen können. E ist die Maximal-

spannung der Spannungsquelle, die als *U_i* bezeichnet wird. *U_i* ist der *innere Spannungsabfall* und *U_a* die Spannung am Außenwiderstand *R_a* bzw. die an den Klemmen meßbare *Klemmenspannung*. Im speziellen Fall können Spannungsquelle und »Verbraucher« zwei Stufen einer Informationsübertragungsstrecke sein, wobei dann *R_i* der Ausgangswiderstand der einen Stufe und *R_a* der Eingangswiderstand der Folgestufe sind. Mit einem Versuch nach Bild 1.3a verschaffen wir uns Klarheit über die dann notwendigen Bedingungen. Ein besonderer »Innenwiderstand« von 100 Ω/0,125 W wirkt batterieschonend und gestattet es, den weit geringeren batterieeigenen zu vernachlässigen. Mit zwei Meßgeräten können wir Strom und Spannung gleichzeitig, mit einem müssen wir nacheinander messen. Für *R_a* = 0 verwenden wir normalen Schldraht mit vernachlässigbarem Widerstand (*Kurzschluß*), *R_a* gegen ∞ (unendlich) verwirklichen wir durch Leitungsunterbrechung zwischen den Minuspolen von Batterie und Strommesser (*Leerlauf*). Für die übrigen *R_a*-Werte setzen wir jeweils einen 0,125-W-Schichtwiderstand ein. Die einzelnen Meßwerte halten wir in einer Tabelle fest:

<i>R_a</i> in Ω	<i>I</i> in mA	<i>U_a</i> in V	<i>P</i> in mW
0	45	0	0
10	40	0,4	16
22	36	0,8	28,8
47	30	1,45	43,5
100	22	2,3	50,6
220	14	3,1	43,4
470	8	3,7	29,6
1000	4	4,1	16,4
∞	0	4,5	0

Nach den Messungen berechnen wir mit $P = U_a \cdot I$ die jeweiligen Leistungswerte und nehmen sie ebenfalls in die Tabelle auf. Sowohl bei Kurzschluß als auch bei Leerlauf erhalten wir $P = 0$, bei $R_a = 100 \Omega$ ergibt sich ein Höchstwert.

Im Diagramm nach Bild 1.3b sind die Meß- bzw. Rechenwerte als Punkte eingetragen und die jeweils gleichartigen miteinander verbunden worden. Wir erkennen jetzt recht deutlich, wie mit steigendem Außenwiderstand der Strom zurückgeht, die Klemmenspannung größer wird und die Leistung ein Maximum durchläuft; es liegt

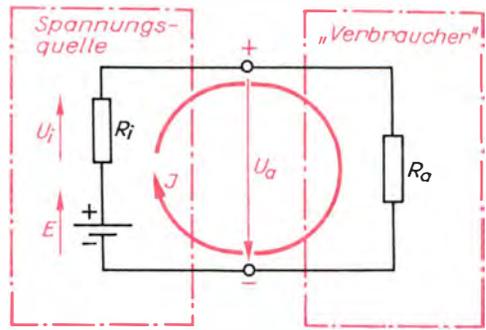
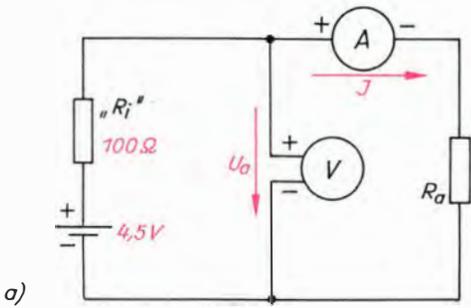


Bild 1.2. Ersatzschaltung des Grundstromkreises

allgemein bei $R_a = R_i$. Dieser Fall der *Anpassung* ist dann anzustreben, wenn beispielsweise ein Lautsprecher an einen Endverstärker angeschlossen wird und maximale Sprechleistung abgeben soll. In nahezu allen anderen Fällen des Zusammenschaltens **e**lektronischer Baustufen oder Geräte darf die Klemmenspannung durch die angeschlossene Last möglichst nur geringfügig vermindert werden, hier ist also Leerlauf ($R_a \gg R_i$) anzustreben.

Der Kondensator speichert Ladungsmengen

Um die Eigenschaft eines Kondensators zu erkennen, führen wir einen Versuch nach Bild 1.4 durch. Die Einzelteile verbinden wir entweder mittels Steckerschnüren und Krokodilklemmen, oder wir bauen vorher ein *Experimentierbrett* nach Bild 1.5 aus Hartpapier (Pertinax). In den achtzehn 4-mm-Bohrungen schrauben wir Apparateklemmen fest; die 3-mm-Eckbohrungen dienen zum Anschrauben zweier etwa 20 mm hoher und 15 mm breiter Holzleisten. Auf diesem Experimentierbrett lassen sich die Bauelemente mit ihren Anschlußfahnen gut festschrauben, und wir vermeiden dadurch Kontaktschwierigkeiten. An Flachbatterie und Lampenfassung löten wir kurze, abisolierte Schldrahtstücke, als »Umschalter« verwenden wir ein umsteckbares Kabel, das sich vorerst in Stellung »Entladen« befindet. Untersuchungsobjekt selbst ist ein Elektrolytkondensator 2200 µF/10 V. Unser Experimentierbrett mit dem Versuchsauf-



schaltungen Elektrolytkondensatoren eingesetzt sind. Nun stecken wir auf »Entladen« um. Wiederum gibt das Lämpchen einen Lichtblitz ab. Die im Kondensator gespeicherte Ladungsmenge treibt einen Entladestrom durch das Lämpchen; der Kondensator entlädt sich.

Ein Kondensator ist also in der Lage, eine Ladungsmenge zu speichern. Wie allgemein üblich, wird auch hier die Aufnahmefähigkeit als *Kapazität* bezeichnet; gemes-

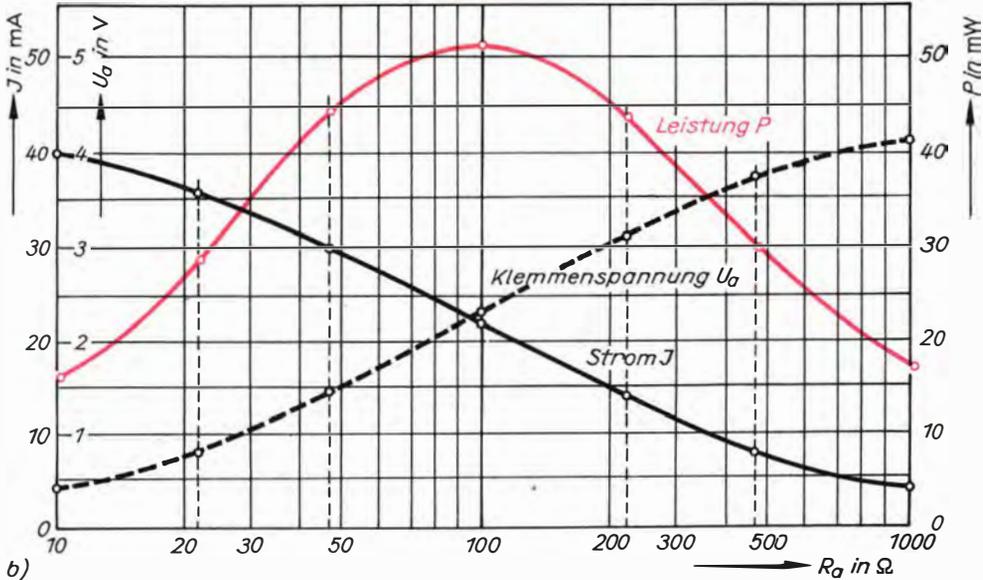


Bild 1.3. Wir ermitteln die Abhängigkeit des Stromes und der Klemmenspannung vom Außenwiderstand: a) Schaltung, b) Kennlinien

bau ist im Bild 1.6 zu sehen. Stecken wir nun das Umschalterkabel in Stellung »Laden«, blitzt das Glühlämpchen kurzzeitig auf. Es registriert die von der Batterie in den Kondensator fließende Elektrizitäts- oder *Ladungsmenge* $Q = I \cdot t$. Sobald der Kondensator aufgeladen ist, hört der Stromfluß auf. Der Spannungsmesser parallel zum Kondensator zeigt auch dann noch eine Spannung an, wenn wir mit dem Umschalterkabel die Verbindung zur Batterie unterbrechen, ohne schon auf »Entladen« umzu-stecken. Nach einer halben Minute zeigt der Spannungsmesser noch 4 V an und verdeutlicht, wie lange eine Kondensatorspannung bestehen bleibt. Daran erinnern wir uns später, wenn in Experimentier-

sen wird sie in *Farad* (F). In der Elektrotechnik sind nur Teile dieser Einheit üblich: das *Mikrofarad* ($1 \mu\text{F} = 10^{-6}\text{F}$), das *Nanofarad* ($1 \text{nF} = 10^{-9}\text{F}$) und das *Picofarad* ($1 \text{pF} = 10^{-12}\text{F}$).

Mit einem Experiment nach Bild 1.7 soll die gespeicherte Ladungsmenge gemessen werden; der Strommesser – Meßbereich 2,5 mA – dient uns hier jedoch als Ladungsmesser. Da nach der Ladungsmengengleichung die Maßeinheit der Ladung $1 \text{A} \cdot 1 \text{s} = 1 \text{As}$ (Ampere-sekunde) beträgt, ist diese bereits in das Schaltzeichen des Meßgerätes im Bild 1.7 eingetragen. Der Versuchselektrolytkondensator hat eine Kapazität von $47 \mu\text{F}$. Nach Aufladung stecken wir auf Entladen um und versuchen, den

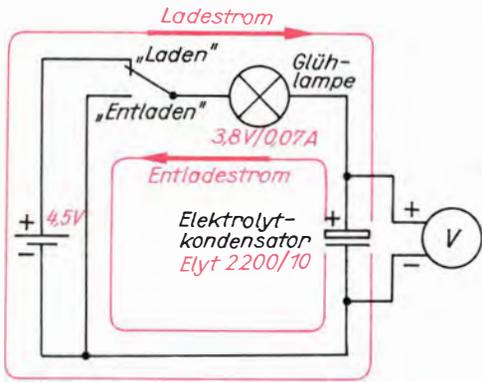


Bild 1.4. Der Kondensator als Ladungsspeicher

größten Ausschlag möglichst genau abzulesen, und zwar in Skalenteilen ST. Das gelingt erst beim zweiten oder dritten Male.

Anschließend wiederholen wir den Versuch mit einer Spannung von 9 V, d. h. mit zwei in Reihe geschalteten Flachbatterien. Die Versuchsergebnisse stellen wir in einer kleinen Tabelle zusammen

C in μF	U in V	Q in ST
47	4,5	9
47	9,0	18

und erkennen, daß Ladungsmenge und Spannung proportional sind. Wir haben ein *Naturgesetz* gefunden: $\frac{Q}{U} = \text{konstant}$. Es ist naheliegend, dieses Gesetz für die *Definition* der Kapazität zu verwenden, denn sie blieb während unserer Versuche unverändert:

$$C = \frac{Q}{U}$$

Daraus ergibt sich die Einheitengleichung

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

Ein nützliches Hilfsgerät: die Farbcodescheibe

Das Bestimmen der Werte von Widerständen und Kondensatoren, die keinen Zahlenaufdruck, sondern farbige Punkte oder Ringe zur Kennzeichnung haben, bereitet einige Mühe. Bild 1.8 zeigt eine Drehscheibenkombination, von der alle Werte ohne aufwendige Umrechnungen auf die günstigsten Einheiten direkt ablesbar sind. Scheibe 1 stellen wir aus Sperrholz oder Hartfaserpappe mit einem Durchmesser von 100 mm her; die übrigen vier Scheiben aus etwa 1 mm dicker, fester Pappe haben Durchmesser von 90 mm, 80 mm, 50 mm

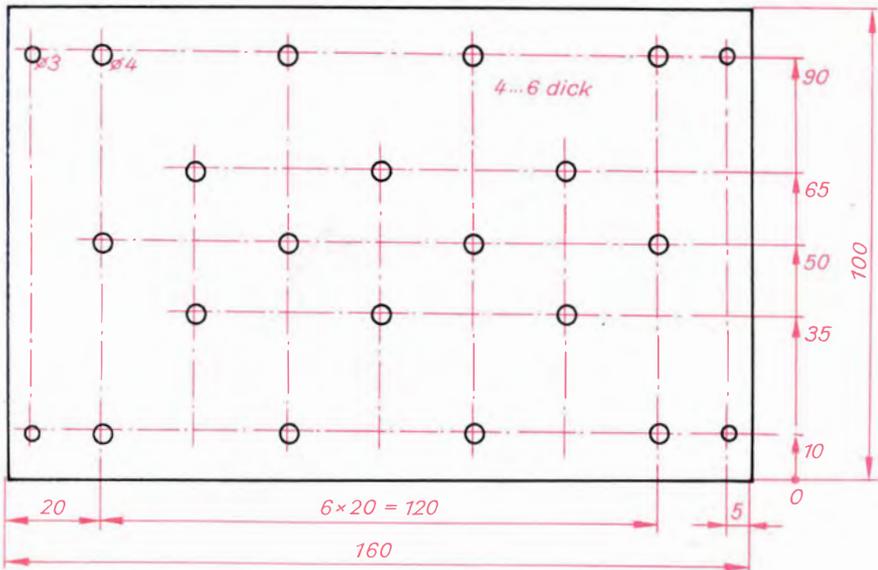


Bild 1.5. Die Grundplatte des Experimentierbrettes

und 30 mm. Jede Scheibe wird mit weißem Zeichenkarton beklebt, in 12 Sektoren zu je 30° eingeteilt und mit Guasch- oder Wasserfarben angestrichen. Für Gold und Silber verwenden wir entsprechende Bronzen. Dann beschriften wir jeden Sektor einer jeden Scheibe entsprechend den Angaben in folgender Tabelle:

Farbe der Sektoren	Scheiben-Nr.				
	1	2	3	4	5
Schwarz	0	0	Ω pF		
Braun	1	1	0 Ω pF	1 %	100 V
Rot	2	2	00 Ω pF	2 %	200 V
Orange	3	3	k Ω nF		300 V
Gelb	4	4	0 k Ω nF		400 V
Grün	5	5	00 k Ω nF		500 V
Blau	6	6	M Ω μ F		600 V
Violett	7	7	0 M Ω		700 V
Grau	8	8	00 M Ω		800 V
Weiß	9	9	G Ω		900 V
Gold			x 0,1 Ω pF	5 %	1 kV
Silber			x 0,01 Ω pF	10 %	2 kV

Ein Anstrich mit farblosem Nitrolack schützt die Beschriftung gegen Abrieb. Nach dem Trocknen erhält jede Scheibe eine Mittel-

punktsbohrung von 3 mm Durchmesser, und in Scheibe 1 kleben wir von der Rückseite eine Schraube M3 mit Epasol EP 11 fest. Ist die Klebestelle ausgehärtet, werden die Scheiben nach fallenden Durchmessern auf den Gewindebolzen gesteckt und mit Unterlegscheibe und Mutter M3 zusammengehalten.

Haben wir beispielsweise die Farbfolge Rot-Violett-Orange-Gold-Grün auf einem Kondensator zu entziffern, stellen wir die Farben der Scheiben in dieser Reihenfolge nacheinander ein und lesen ab: 27 nF/5%/500 V. Damit vereinfacht sich einiges!

Die Spule gibt einen Spannungsstoß ab

Widerstände und Kondensatoren bietet der Handel in allen notwendigen Größenordnungen an – mit Spulen ist das nicht so einfach; wir bauen sie deshalb selbst und beginnen mit den Spulenkörpern nach Bild 1.9a. Um einen 13 ··· 15 mm dicken Eisenstab, aus dem wir auch die Spulenkern herstellen, kleben wir mit Duosan einen etwa 5 cm breiten Streifen aus Zeichenkarton mit so viel Lagen, daß die Wanddicke des entstehenden Rohres gut 1 mm dick wird. Damit das Rohr nicht am Eisenstab festklebt, ist es günstig, vorher zwei bis drei Lagen aus dünnem Papier ohne Kleber aufzuwickeln. Während der Trocknung schnei-

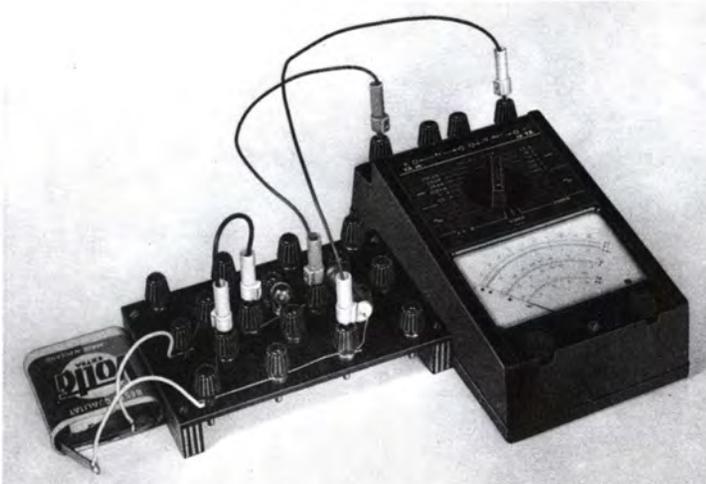


Bild 1.6. Unser Experimentierbrett mit Versuchsschaltung

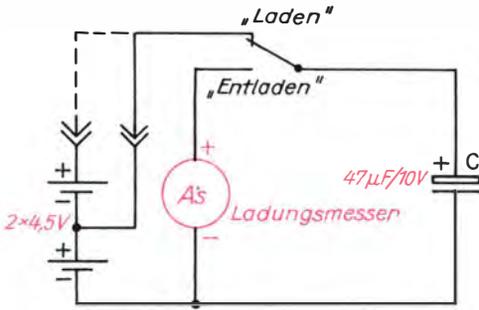


Bild 1.7. Wir ermitteln den Zusammenhang zwischen Spannung und Ladung

den wir aus 1 mm dicker, fester Pappe vier Kreisscheiben mit 25 mm Außendurchmesser aus; die Innendurchmesser richten sich nach dem Außendurchmesser des Rohres. Von diesem schneiden wir dann zwei 16 mm lange Stücke ab, schieben je zwei Scheiben auf, richten sie aus und verkleben alles mit Duosan. Zwei- bis dreimalige Tränkung in Schellack erhöht die Festigkeit, schafft glatte Oberflächen und verleiht gute Isolationseigenschaften. Nach mindestens zwölfstündiger Trockenzeit wickeln wir aus 0,10 mm dünnem, lackisoliertem Kupferdraht (CuL 0,10) 2000 Windungen auf den einen Körper. Mit der Hand ist das nicht ganz einfach. Hier bewährt sich eine einfache Wickelvorrichtung, wie sie in dem erwähnten Buch »Elektrotechnik und Elektronik selbst erlebt« vorgestellt wird. Damit die

Spulenenenden nicht abreißen, ist sowohl an den Anfang als auch an das Ende ein etwa 20 cm langes und wenigstens 0,3 mm dickes Kupferdrahtstück zu löten, das wir zwei- bis dreimal um den Spulenkörper wickeln. Zur Isolation wird die Lötstelle nach Bild 1.9b mit einem Stückchen Plastfolie abgedeckt. Sollte der Draht beim Wickeln einmal reißen, werden die Enden abisoliert, entsprechend Bild 1.9c verdreht, verlötet und wieder abgedeckt. Die zweite Spule ist wie die erste zu wickeln. Sie erhält jedoch bei 1000 Windungen eine Anzapfung. Bild 1.9 d zeigt, wie wir das machen. Nach dem Wickeln decken wir die Spulen mit einem Streifen Zeichenkarton ab, der wieder mit Schellack zu streichen ist. Eine der fertigen Spulen sehen wir im Bild 2.18.

Von dem ursprünglich als Wickelhilfe für das Rohr der Spulenkörper dienenden Eisenstab sägen wir zwei Längen von 18 mm ab, feilen die Stirnseiten eben und winklig und stecken einen davon in die Spule mit Anzapfung. An die Enden der Spule schließen wir den Spannungsmesser an, Meßbereich 100 mV. Für den Versuch benötigen wir weiter einen keramischen Dauermagneten, wie er beispielsweise in den Magnettürverschlüssen enthalten ist; wir kaufen gleich zwei Exemplare der größeren Ausführung. Nach Entfernung des Plastgehäuses und der beiden Polbleche setzen wir diesen Magneten mit einer der großen Flächen auf den Spulenkern: Der Zeiger des

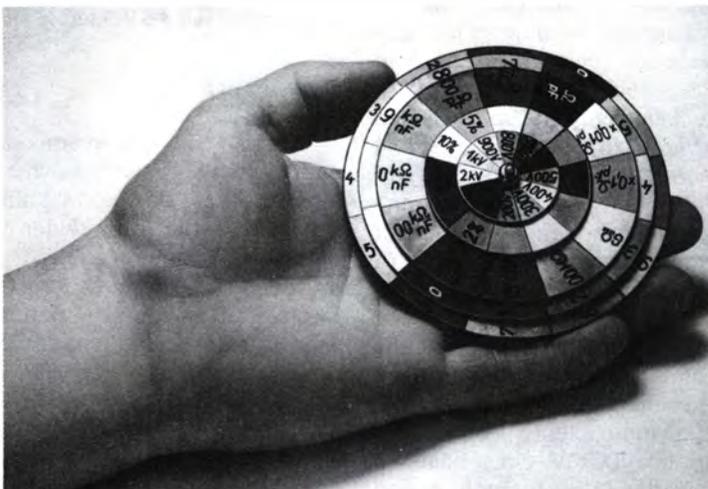


Bild 1.8. Die Farbcodescheibe

Spannungsmessers schlägt nach einer Seite aus und geht wieder zurück; beim Abziehen erfolgt ein Ausschlag in der anderen Richtung. Wir wählen diejenige Polseite, die beim Abheben den Zeiger nach rechts bewegt. Der größte Ausschlag liegt bei etwa 9 Skalenteilen (ST).

Mit diesem Experiment haben wir das Prinzip zum Erzeugen einer Induktionsspannung gefunden: Eine Magnetfeldänderung induziert in den Windungen einer Spule eine Spannung. Wir wiederholen den Versuch mit halber Windungszahl; der größte Ausschlag beträgt jetzt nur noch 4,5 ST. Es gilt: Je höher die Windungszahl, um so höher die Spannung. Auf diesen Zusammenhang werden wir noch des öfteren zurückkommen.

Für den nächsten Versuch ist jedoch eine andere Tatsache bedeutungsvoll. Der induzierte Spannungstoß ist ein Maß für die Stärke des Magneten, für den magnetischen Kraftfluß Φ (Phi), den wir als Gesamtheit der Feldlinien je Spulenwindung auffassen dürfen. Unser Meßgerät zeigt das Produkt aus Windungszahl und Kraftfluß $N_M \cdot \Phi$ an; ein direktes Maß für Φ selbst erhalten wir, wenn die Anzeige durch die Windungszahl N_M dividiert wird.

Zur Untersuchung des elektromagnetischen Feldes einer stromdurchflossenen Spule bauen wir ein Experiment nach Bild 1.10 auf. Magnetspule und Meßspule sind nebeneinander auf einem Schenkel eines Kernes EI 66 (vgl. Tafel 5 im Anhang) angeordnet. Die Kernbleche gewinnen wir von einem alten Lautsprecherübertrager. Wir schieben zunächst soviel E-Bleche wie möglich wechselseitig in die Spulenöffnung und stecken dann erst die I-Bleche dazwischen. Vier Schrauben M3 oder M4 halten den Kern zusammen. Diesmal verwenden wir als Meßspule diejenige ohne Anzapfung; durch die andere lassen wir zur Magnetfelderregung einen Strom von 5 mA fließen. Dann entfernen wir den Strommesser und legen ihn als Spannungsmesser, Meßbereich 2,5 V, direkt an die Meßspule. Seinen Anschluß wählen wir so, daß beim Öffnen des Schalters ein Ausschlag nach rechts erfolgt. Dann stellen wir den Spannungsmesser auf 100 mV ein, schließen den Schalter, warten einen Augenblick und öffnen ihn: Der Zeiger schlägt um 10 ST

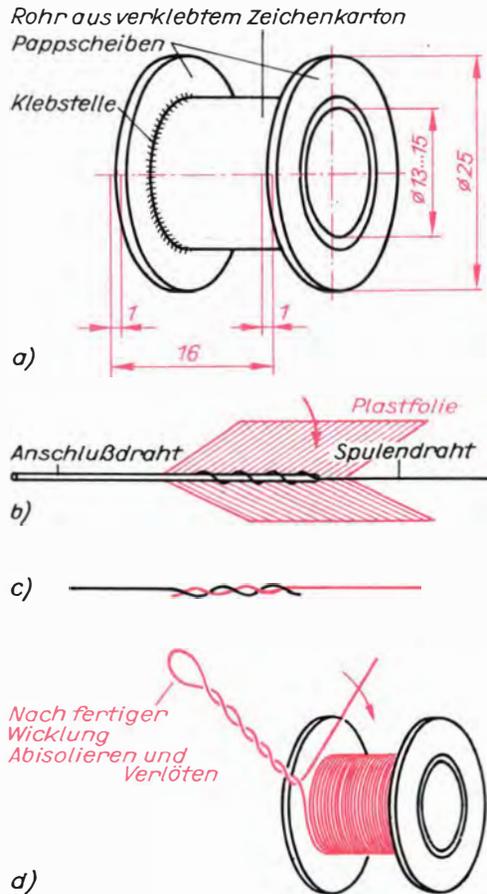


Bild 1.9. Zur Spulenwickellei:
a) der Spulenkörper,
b) so decken wir eine Lötstelle ab,
c) richtiges Verdrillen bei Drahtriß,
d) so zapfen wir die Wicklung an

aus, also $N_M \cdot \Phi = 10 \text{ ST}$ und $\Phi = \frac{10 \text{ ST}}{2000} = 5 \cdot 10^{-3} \text{ ST}$. Alle Werte stellen wir in einer Tabelle zusammen, die auch noch eine Spalte für das Produkt aus Windungszahl und Kraftfluß $N \cdot \Phi$ der Magnetspule enthält (S. 17 oben).

Im zweiten Teilversuch erhöhen wir den Strom auf 10 mA, und im dritten verwenden wir nur 1000 Windungen; den Strom stellen wir auf 10 mA nach.

Aus dem Vergleich der Teilversuche 1 und 2 wird deutlich: Kraftfluß und Strom sind proportional, also gilt $\frac{\Phi}{I} = \text{konstant}$; das ist wiederum ein Naturgesetz. So wie

2. Experimente mit Wechselspannung

Teilversuch	I in mA	N	N_M	$N_M \cdot \Phi$ in ST	Φ in ST	$N \cdot \Phi$ in ST
1	5	2000	2000	10	$5 \cdot 10^{-3}$	10
2	10	2000	2000	20	$10 \cdot 10^{-3}$	20
3	10	1000	2000	10	$5 \cdot 10^{-3}$	5

der vom Spulenstrom I erzeugte Kraftfluß die Windungen N_M der Meßspule durchsetzt, wird er auch die Windungen N der eigenen Spule beeinflussen; demnach muß auch $\frac{N \cdot \Phi}{I} = \text{konstant}$ gelten, und damit definieren wir die kennzeichnende Eigenschaft einer Spule, die *Induktivität*

$$L = \frac{N \cdot \Phi}{I}$$

Ihre Maßeinheit ist das *Henry* (H); es gilt $1 \text{ H} = 1 \frac{\text{Vs}}{\text{A}}$.

Dem Vergleich der Teilversuche 2 und 3 entnehmen wir, daß Kraftfluß und Win-

dungszahl proportional sind; die Induktivität muß daher vom Quadrat der Windungszahl abhängen. Auch das bestätigt unsere Tabelle: Halbierung von N führt dazu, daß $N \cdot \Phi$ als Vergleichsmaß der Induktivität von 20 ST auf 5 ST, also auf ein Viertel, absinkt. Deshalb dürfen wir für die Induktivität auch

$$L = N^2 \cdot A_L$$

schreiben, wobei A_L der von der geometrischen Form und dem Material abhängige *Induktivitätsfaktor* ist. Er wird entweder vom Hersteller des Spulenkerns angegeben, oder wir ermitteln ihn so, wie auf S. 26 noch erläutert wird.

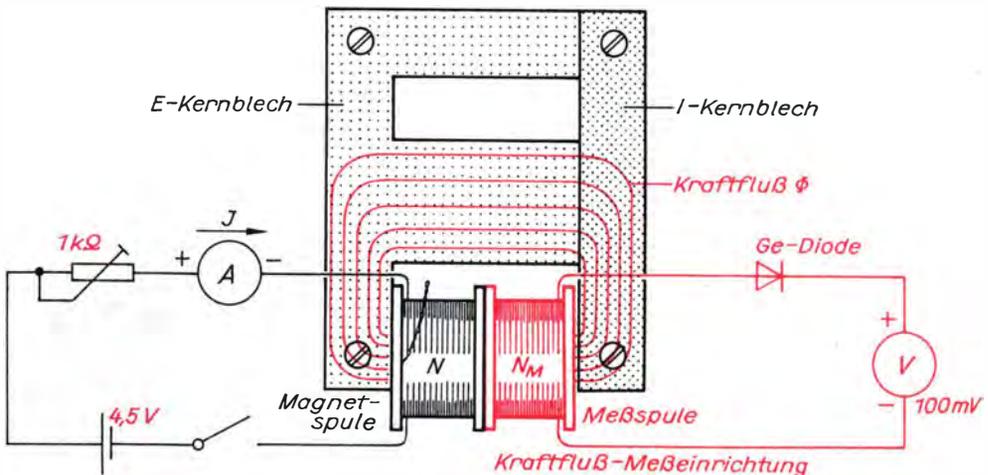


Bild 1.10. Wir ermitteln die Abhängigkeit des Kraftflusses von Strom und Windungszahl

2. Experimente mit Wechselspannung

Die dazu notwendige Spannungsquelle müssen wir kaufen oder von einem Fachmann bauen lassen: einen *Transformator* oder kurz *Trafo*. Auf keinen Fall arbeiten wir direkt mit der für uns lebensgefährlichen Netzwechselspannung von 220 V! Als Behelf kann zunächst ein Klingeltrafo dienen;

vorteilhafter ist jedoch ein Experimentiertrafo, an dem wir eine ganze Reihe niedriger Wechselspannungen abgreifen können, z. B. ein Modellbahntrafo für 16 V und mit 2-V-Abstufungen. Das Prinzip des Transformators haben wir bereits im Versuch nach Bild 1.10 kennengelernt: Durch

Stromänderung in der *Primärspule* (lat.: primus = der Erste) wird in der *Sekundärspule* (lat.: secundus = der Zweite) eine

Spannung induziert. Bei sinusförmigem Primärstrom hat auch die Sekundärspannung sinusförmigen Verlauf.

Der richtige Transformator für unsere Belange

Wickelt uns ein Elektriker den Trafo, bitten wir um drei getrennte Sekundärwicklungen. Die eine (für Experimentierzwecke und Leistungsverstärker) soll $U_{s1} = 24\text{ V}$ mit $I_{s1} = 2\text{ A}$, eine zweite (für eine Lichteffektanlage) $U_{s2} = 14\text{ V}$ mit $I_{s2} = 1\text{ A}$ und die dritte schließlich $U_{s3} = 9\text{ V}$ mit $I_{s3} = 0,5\text{ A}$ (für Motorantriebe) liefern können.

Das ergibt Sekundärleistungen von $P_{s1} = U_{s1} \cdot I_{s1} = 24\text{ V} \cdot 2\text{ A} = 48\text{ W}$, $P_{s2} = 14\text{ W}$ und $P_{s3} = 4,5\text{ W}$; die gesamte Sekundärleistung beträgt damit $P_s = 66,5\text{ W}$. Da auch der Trafo wie jede Maschine Verluste hat, muß die Primärleistung etwas höher liegen. Man berechnet sie mit $P_p = 1,2 P_s = 1,2 \cdot 66,5\text{ W} \approx 80\text{ W}$.

Dafür ist nach $A_{Fe} = k_1 \cdot \sqrt{P_p}$ mit $k_1 = 1 \frac{\text{cm}^2}{\sqrt{\text{W}}}$ ein Eisenquerschnitt von mindestens $A_{Fe} = 1 \frac{\text{cm}^2}{\sqrt{\text{W}}} \cdot \sqrt{80\text{ W}} = \sqrt{80}\text{ cm}^2 = 8,95\text{ cm}^2$ erforderlich. Tafel 5 im Anhang ist zu entnehmen, daß dafür ein Kern M 85a mit einem Querschnitt von $A_{Fe} = 9,4\text{ cm}^2$ notwendig ist. Ebenso können natürlich auch drei getrennte Transformatoren für entsprechend geringere Leistungen (und Eisenquerschnitte) verwendet werden – das hängt ganz vom jeweiligen Angebot ab. Aus Bild 2.1a ist ersichtlich, wie ein handelsüblicher Transformator der erwähnten Kerngröße für unsere Belange vom Fach-

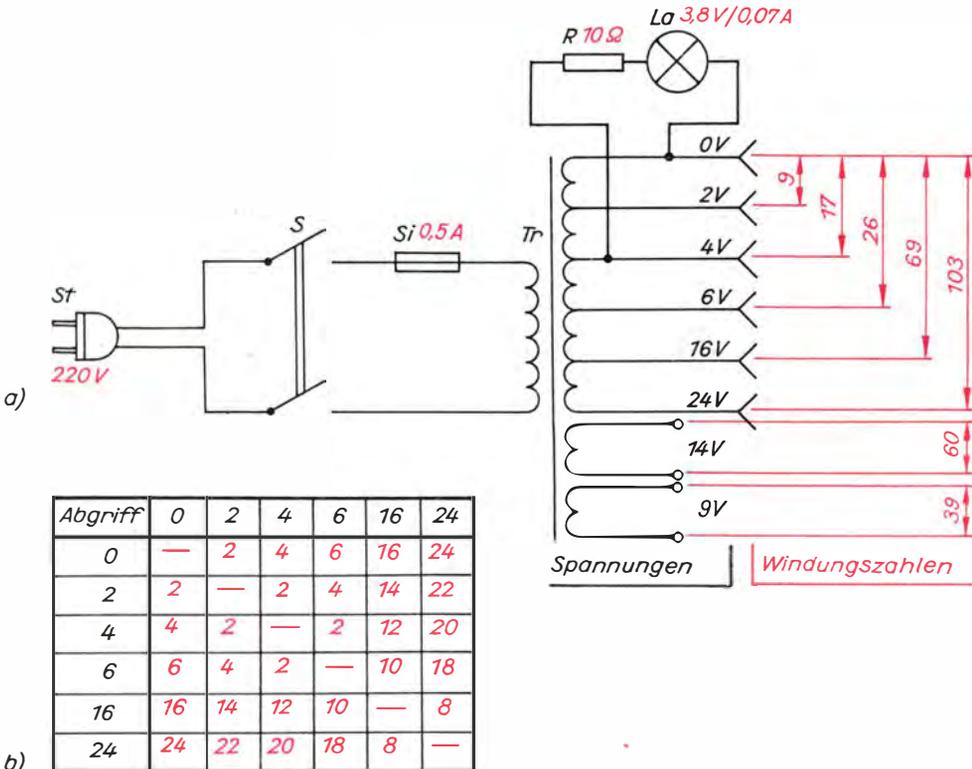


Bild 2.1. Schaltung des Experimentiertrafos (a) und abgreifbare Spannungen (b)

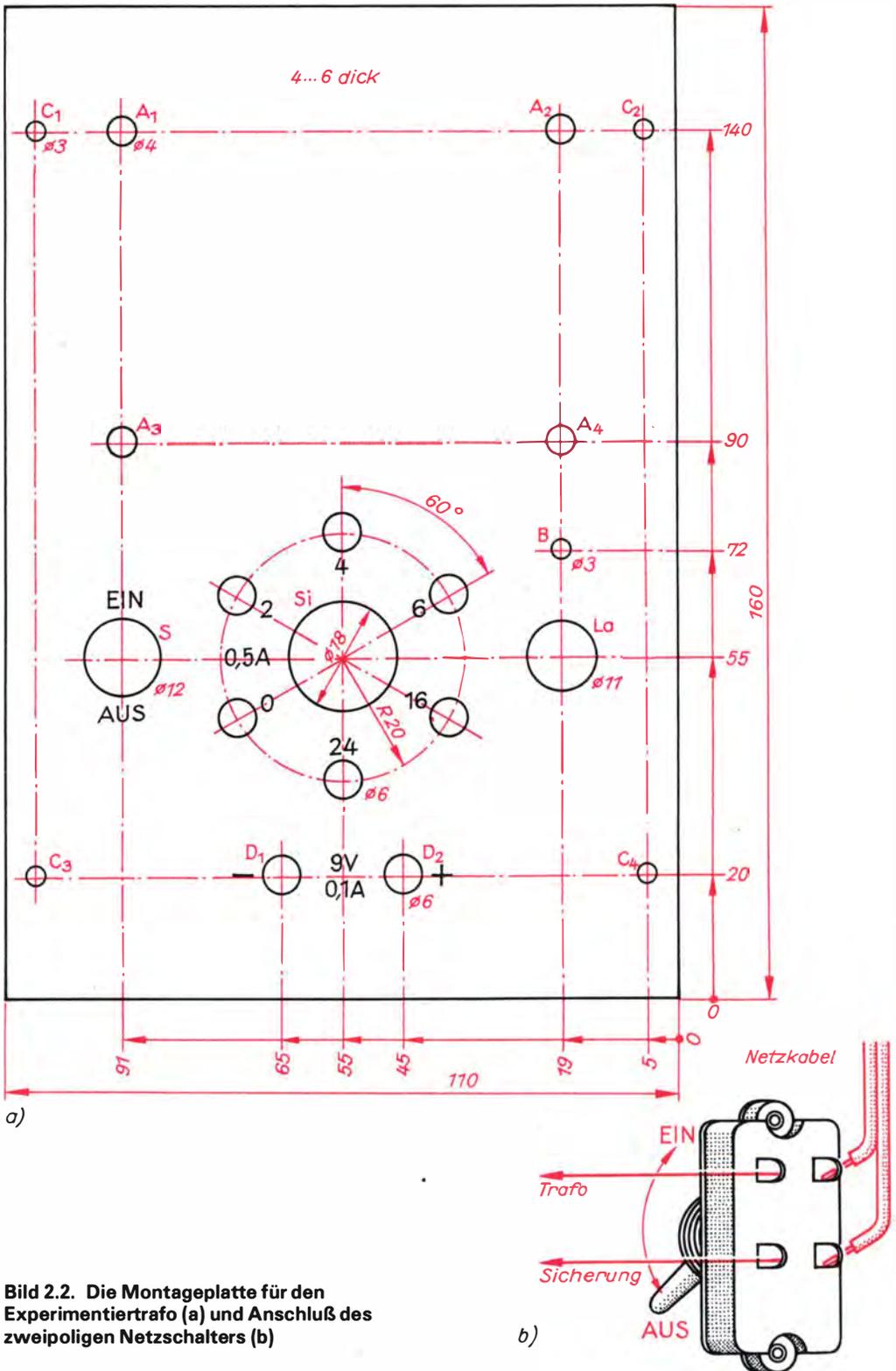


Bild 2.2. Die Montageplatte für den Experimentiertrafo (a) und Anschluß des zweipoligen Netzschalters (b)

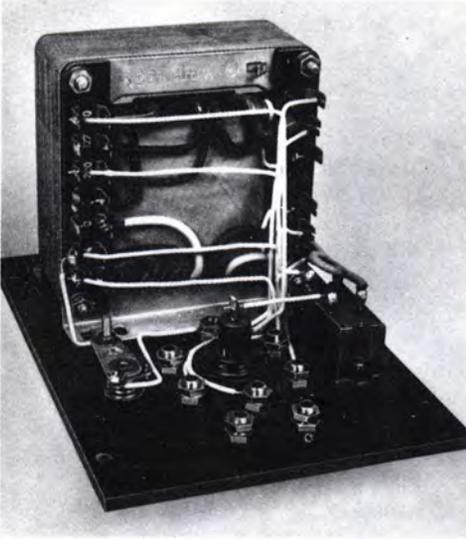


Bild 2.3. Der Experimentiertrafo auf der Montageplatte

mann umgewickelt werden kann, damit die im Bild 2.1b enthaltenen Teilspannungen zwischen den einzelnen Abgriffen entnehmbar sind. Über die notwendigen Drahtdurchmesser gibt Tafel 4 Auskunft.

Den fertigen Transformator bauen wir in ein Gehäuse, wobei die Montageplatte nach Bild 2.2a aus Hartpapier (Pertinax) gleichzeitig Deckplatte wird. Das Beschriften kann durch Einritzen oder Aufkleben von Zeichenkarton analog der Farbcode-scheibe geschehen. Mit vier Schrauben und Muttern M4 befestigen wir bei A₁ ... A₄ den Trafo und bei B eine Glühlampenfassung E 10, deren Fassungskörper durch La ragt. Die richtige Anordnung sehen wir im Bild 2.3, das unseren fertigen Experimentiertrafo auf der Montageplatte zeigt. Die 14-V- und die 9-V-Wicklung werden vorläufig nicht angeschlossen. Bohrung Si nimmt das Gehäuse einer Feinsicherung für den Primärstrom auf. Sicherungen legt man in elektronischen Geräten für etwa den doppelten Betriebsstrom aus. Der Primärstrom unseres Trafos beträgt bei voller Belastung

$$I_p = \frac{P_p}{U_p} = \frac{80 \text{ W}}{220 \text{ V}} = 0,364 \text{ A};$$

wir verwenden deshalb eine 0,5-A-Sicherung.

Rund um das Sicherungsgehäuse schrauben wir sechs Telefonbuchsen für die Sekundärspannungen ein und verbin-



Bild 2.4. Das Schutzgehäuse unseres Experimentiertrafos

den sie über igelitisolierten Schaltdraht von mindestens 0,75 mm Drahtdurchmesser mit den entsprechenden Lötösen des Trafos. Von den Buchsen für 0 V und 4 V geht außerdem je eine Leitung zur Lampenfassung – die eine über einen 10-Ω-Wider-

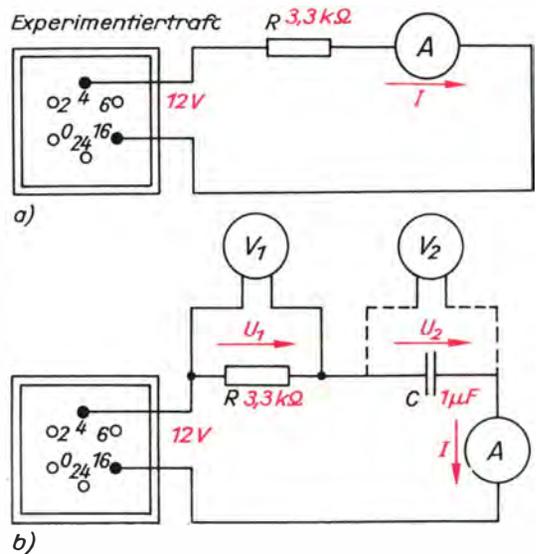


Bild 2.5. Wir ermitteln den Wechselstromwiderstand (a) und messen die Teilspannungen einer Reihenschaltung (b)

stand; so hält die Lampe lange! In S wird ein zweipoliger Kippauschalter als Netzschalter eingesetzt, den wir nach Bild 2.2b mit dem Sicherungsgehäuse und dem Primäranschluß des Trafos verbinden. Die Bohrungen D₁ und D₂ nehmen später Telefonbuchsen für einen Gleichspannungsausgang auf.

Den Gehäuserahmen fertigen wir aus 10 mm dicken und 90 mm breiten Sperrholzbrettern. Er schließt mit der Deckplatte ringsum bündig ab und wird mit vier Holzschrauben bei C₁... C₄ angeschraubt. Durch eine Bohrung im Rahmen fädeln wir schließlich ein handelsübliches Netzkabel mit angegossenem Stecker und löten es entsprechend Bild 2.2b an den Kippschalter.

Dann muß ein Elektriker unser fertiges Gerät (Bild 2.4) begutachten und es bei sachgemäßem Aufbau für den Betrieb frei-

geben. Erst danach beginnen unsere Wechselstromversuche nach Bild 2.5!

Neue Erscheinungen im Wechselstromkreis

Nach Bild 2.5a messen wir zunächst den Wechselstrom, der bei 12 V Wechselspannung von unserem Transformator über einen Schichtwiderstand von 3,3 kΩ fließt; der Strommesser zeigt 3,6 mA an. Wir berechnen einen Wechselstromwiderstand von $R = \frac{12 \text{ V}}{3,6 \text{ mA}} = 3,33 \text{ k}\Omega$. Dieses Ergebnis stimmt recht gut mit dem Aufdruck überein. Da wie im Gleichstromkreis die elektrische Leistung an diesem Widerstand in Wärme umgewandelt wird, bezeichnet man ihn auch als *Wirkwiderstand*.

Im folgenden Versuch schalten wir ent-

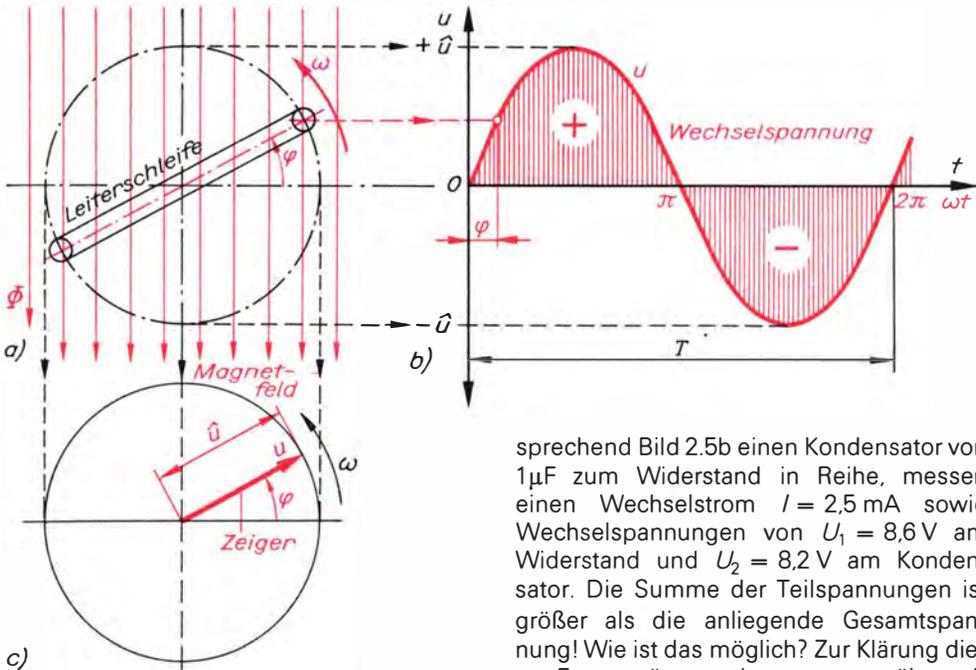


Bild 2.6. Während der Drehung einer Leiterschleife im Magnetfeld (a) wird eine sinusförmige Wechselspannung induziert (b). c) Zeigerdarstellung der Wechselspannung

sprechend Bild 2.5b einen Kondensator von 1 μF zum Widerstand in Reihe, messen einen Wechselstrom $I = 2,5 \text{ mA}$ sowie Wechselspannungen von $U_1 = 8,6 \text{ V}$ am Widerstand und $U_2 = 8,2 \text{ V}$ am Kondensator. Die Summe der Teilspannungen ist größer als die anliegende Gesamtspannung! Wie ist das möglich? Zur Klärung dieser Frage müssen wir uns etwas näher mit den Besonderheiten des Wechselstromes beschäftigen.

Bild 2.6a verdeutlicht die Drehung einer Leiterschleife im Magnetfeld, Bild 2.6b die dabei induzierte, sinusförmige Wechselspannung. Sie hat zu jedem Zeitpunkt t einen anderen Wert, ist also zeitabhängig. Größen dieser Art werden in der Elektro-

technik mit Kleinbuchstaben gekennzeichnet; positiver und negativer Größtwert heißen *Amplitude* \hat{u} (»U-Dach«). Während einer Umdrehung entsteht eine *Periode* der Wechselspannung. Die dafür notwendige Zeit nennt man *Periodendauer* T . Bei 50 Umdrehungen in einer Sekunde hat die Wechselspannung eine *Frequenz* $f = 50 \text{ Hz}$ (Hertz, $1 \text{ Hz} = \frac{1}{\text{s}}$). Das ist die Frequenz des technischen Wechselstromes, mit dem wir arbeiten; seine Periodendauer beträgt

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50 \text{ Hz}} = 0,02 \text{ s.}$$

Wie die Geschwindigkeit v der gleichförmig geradlinigen Bewegung mit $v = \frac{s}{t}$ definiert ist, kann die Dreh- oder *Winkelgeschwindigkeit* ω (Omega) als Verhältnis des Drehwinkels φ (Phi, Kleinbuchstabe zu Φ) zur Zeit t festgelegt werden: $\omega = \frac{\varphi}{t}$. Der Winkel $\varphi = \omega \cdot t$ wird in der Wechselstromtechnik oft – neben der Zeit – auf der Abszissenachse grafischer Darstellungen abgetragen. Für $t = T$, d. h. für eine volle Umdre-

hung, nimmt der Winkel $\left(= \frac{\text{Kreisbogen}}{\text{Radius}} \right)$ den Wert $\varphi = \frac{2\pi r}{r} = 2\pi$ an, so daß wir

$\omega = \frac{\varphi}{t}$ auch mit $\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f$ präzisieren können. In dieser Form heißt ω die *Kreisfrequenz* des Wechselstromes; bei $f = 50 \text{ Hz}$ beträgt sie $\omega = 2\pi \cdot 50 \text{ Hz} = 314 \text{ Hz}$.

Es ist sicherlich leicht einzusehen, daß unsere Meßgeräte weder Augenblicks- noch Größtwerte anzeigen können; wir messen stets sogenannte *Effektivwerte*. Darunter ist z. B. der Wert eines Wechselstromes zu verstehen, der an einem Widerstand die gleiche Wärmeleistung wie ein entsprechender Gleichstrom hervorruft. Nach $P = R \cdot I^2$ ist die Gleichstromleistung vom Quadrat des Stromes abhängig; gleiches gilt auch für die Wechselstromleistung. Im Bild 2.7 ist zu einer Wechselstromkurve i mit $\hat{i} = 3$ Einheiten (A, mA) ihr Quadrat eingetragen. Diese Kurve hat nur noch positive Werte, denn $(-3)^2$ ergibt ebenso wie $(+3)^2 = 9$. Schneiden wir nun in Gedanken die »Höcker« genau in der Mitte, bei $\frac{\hat{i}^2}{2} = 4,5$ Einheiten, ab und vertei-

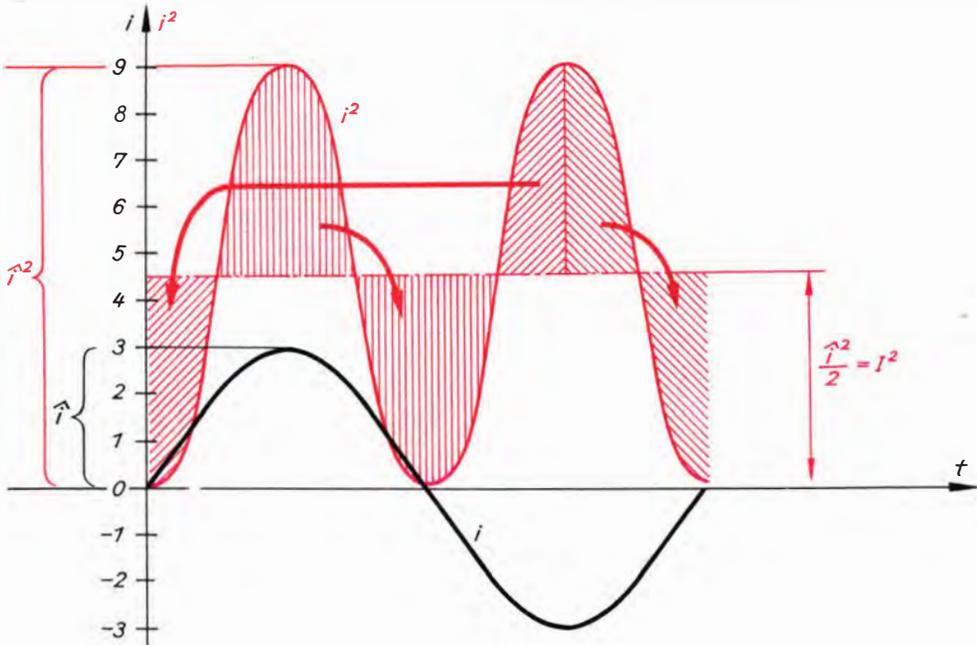


Bild 2.7. Zur Herleitung des Effektivwertes eines Wechselstromes

2. Experimente mit Wechselspannung

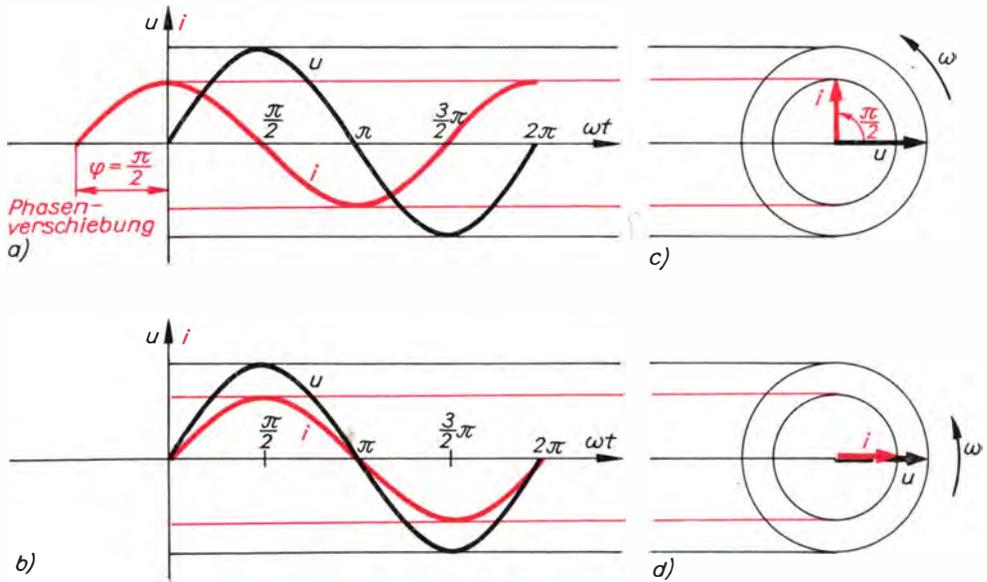


Bild 2.8. Die Phasenlage von Strom und Spannung am Kondensator (a) und am Wirkwiderstand (b), c) Zeigerdiagramm des kapazitiven Blindwiderstandes, d) Zeigerdiagramm des Wirkwiderstandes

len sie auf das ganze und die zwei halben »Täler«, ergibt sich der zeitliche Mittelwert von i^2 . Er entspricht bezüglich der Leistung dem Quadrat des Gleichstromes und damit auch dem Quadrat des effektiven Wechselstromes. Aus $I^2 = \frac{\hat{i}^2}{2}$ erhalten wir durch Radizieren für den Effektivwert des Wechselstromes

$$I = \frac{\hat{i}}{\sqrt{2}}$$

Ebenso gilt für den Effektivwert der Wechselspannung

$$U = \frac{\hat{u}}{\sqrt{2}}$$

Für unsere Versuchsspannung von $U = 12 \text{ V}$ berechnen wir eine Amplitude $\hat{u} = \sqrt{2} \cdot U = \sqrt{2} \cdot 12 \text{ V} = 17 \text{ V}$. Die größte Spannungsdifferenz zwischen positiver und negativer Amplitude, die oft auch als »Spannung von Spitze zu Spitze« bezeichnet wird, beträgt $U_{ss} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U = 34 \text{ V}$.

Kondensator, Zeiger und Pythagoras

Nach diesen grundlegenden Betrachtungen wenden wir uns dem Wechselstromverhalten des Kondensators zu. Anstelle des Widerstandes im Bild 2.5a bauen wir nacheinander Kondensatoren von $1 \mu\text{F}$ und

$2 \mu\text{F}$ ein, messen die Ströme und berechnen nach $\frac{U}{I}$ den jeweiligen Wechselstromwiderstand.

C in μF	U in V	I in mA	X_C in $\text{k}\Omega$
1	12	3,8	3,16
2	12	7,5	1,60

Da am Kondensator bei Wechselstromfluß nur die Beläge umgeladen werden und sich bei normalen Betriebsbedingungen nicht erwärmen, wird sein Wechselstromwiderstand als kapazitiver *Blindwiderstand* X_C bezeichnet. Aus der Tabelle ist ersichtlich, daß mit wachsender Kapazität der Blindwiderstand fällt; zwischen beiden Größen besteht indirekte Proportionalität: $X_C \sim \frac{1}{C}$

bzw. $X_C = \frac{1}{a \cdot C}$. Der Proportionalitätsfaktor $a = \frac{1}{X_C \cdot C}$ hat für $C = 1 \mu\text{F}$ den Wert $a = \frac{1 \text{ A} \cdot \text{V}}{3,16 \cdot 10^3 \text{ V} \cdot 10^{-6} \text{ As}} = \frac{10^3}{3,16 \text{ s}} = 316 \text{ Hz}$. Das ist nichts anderes als die Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$. Daher gilt für den kapazitiven Blindwiderstand

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

Um die bei der Reihenschaltung von Widerstand und Kondensator aufgetretene Frage zu den Spannungsverhältnissen zu klären, erinnern wir uns der Gleichungen $C = \frac{Q}{U}$ und $Q = I \cdot t$. Beide vereinigt ergeben $C = \frac{I \cdot t}{U}$ bzw. $I = C \cdot \frac{U}{t}$. Bei Wechselstrom

nimmt diese Beziehung die Form $i = C \frac{\Delta U}{\Delta t}$

an, wobei $\frac{\Delta U}{\Delta t}$ die *Spannungsänderungsgeschwindigkeit* ist. Ist sie groß, wird auch i groß sein; bei $\frac{\Delta U}{\Delta t} = 0$ muß auch $i = 0$ werden.

Betrachten wir noch einmal den Verlauf der Wechselspannung im Bild 2.6b. Zwar steigt sie von $u = 0$ bis $u = \hat{u}$ sinusförmig an, die Zunahme Δu in jeweils gleichen Zeitabschnitten Δt wird jedoch immer geringer und beim Erreichen von \hat{u} schließlich gleich Null; genau hier ist die Spannungsänderungsgeschwindigkeit $\frac{\Delta U}{\Delta t}$

$= 0$. Die sich daraus ergebende gegenseitige Lage von Strom- und Spannungskurve geht aus Bild 2.8a hervor. Zwischen u und i tritt eine *Phasenverschiebung* auf; der Strom eilt am Kondensator der Spannung um $\varphi = \frac{\pi}{2} = 90^\circ$ voraus. Das kommt noch anschaulicher am *Zeigerdiagramm* nach Bild 2.8c zum Ausdruck, wobei sich der *Zeiger* unmittelbar aus der Leiterschleifendrehung (Bild 2.6c) ableiten läßt. Die Länge des Zeigers ist ein Maß für die Amplitude (oder den Effektivwert). Im Unterschied zum Kondensator liegen am Wirkwiderstand u und i in Phase (Bilder 2.8b und 2.8d).

Bei der Reihenschaltung von Widerstand

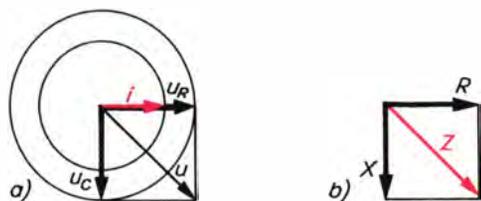


Bild 2.9. Zeigerdiagramm der Spannungen (a) und der Widerstände (b) für die Reihenschaltung

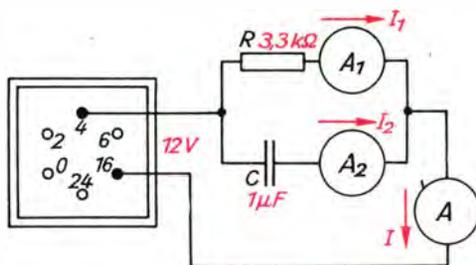


Bild 2.10. Wir messen die Ströme in einer Parallelschaltung

und Kondensator fließt durch beide Bauelemente derselbe Strom. Wir vereinigen die beiden Zeigerdiagramme Bild 2.8c und d deshalb derartig, daß die Stromzeiger zur Deckung kommen und erhalten im Bild 2.9a das Zeigerdiagramm der Spannungen für eine Reihenschaltung. Nach dem Satz des Pythagoras gilt $\hat{u}_R^2 + \hat{u}_C^2 = \hat{u}^2$. Mit $\hat{u} = \sqrt{2} \cdot U$ können wir dafür auch $2U_R^2 + 2U_C^2 = 2U^2$ bzw. $U = \sqrt{U_R^2 + U_C^2}$ schreiben. Allgemein gilt für die Reihenschaltung eines Wirkwiderstandes R mit einem Blindwiderstand X

$$U = \sqrt{U_R^2 + U_X^2}$$

Wir wenden dieses Gesetz auf die Meßwerte unserer Reihenschaltung nach Bild 2.5b an und erhalten:

$$U = \sqrt{(8,6 \text{ V})^2 + (8,2 \text{ V})^2} = \sqrt{141} \text{ V} \approx 12 \text{ V}$$

Da nach $R = \frac{U}{I}$ Widerstand und Spannung proportional sind, läßt sich aus dem Zeigerdiagramm der Spannungen unmittelbar das der Widerstände im Bild 2.9b ableiten. Der durch Strom- und Spannungsmessung erfaßbare gesamte Wechselstromwiderstand wird als *Scheinwiderstand* Z bezeichnet. Für ihn gilt allgemein

$$Z = \frac{U}{I}$$

als auch speziell für die Reihenschaltung

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}$$

Mit diesen Gleichungen berechnen wir für unsere Reihenschaltung mit $U = 12 \text{ V}$, $R = 3,33 \text{ k}\Omega$ und $X_C = 3,16 \text{ k}\Omega$ folgende Werte:

Scheinwiderstand: $Z = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{(3,33 \text{ k}\Omega)^2 + (3,16 \text{ k}\Omega)^2} = 4,59 \text{ k}\Omega$

2. Experimente mit Wechselspannung

Strom: $I = \frac{U}{Z} = \frac{12 \text{ V}}{4,59 \text{ k}\Omega} = 2,61 \text{ mA}$ (Meßwert $I = 2,5 \text{ mA}$).

Teilspannungen:

$U_R = R \cdot I = 3,33 \text{ k}\Omega \cdot 2,61 \text{ mA} = 8,69 \text{ V}$
(Meßwert $U_1 = 8,6 \text{ V}$),

$U_C = X_C \cdot I = 3,16 \text{ k}\Omega \cdot 2,61 \text{ mA} = 8,25 \text{ V}$
(Meßwert $U_2 = 8,2 \text{ V}$).

Auch für die Parallelschaltung von Wechselstromwiderständen gelten z. T. andere Gesetze als im Gleichstromkreis. Wir schalten einen Versuch nach Bild 2.10 und messen $I = 5,2 \text{ mA}$, $I_1 = 3,6 \text{ mA}$ und $I_2 = 3,8 \text{ mA}$. Da in der Parallelschaltung die Spannung konstant ist, vereinigen wir jetzt die Zeigerdiagramme Bild 2.8c und d so, daß die Spannungszeiger zusammenfallen. Bild 2.11a zeigt das dabei entstehende Zeigerdiagramm der Ströme, und zwar gleich für Effektivwerte. Daraus lesen wir allgemein

$$I = \sqrt{I_R^2 + I_X^2}$$

ab; mit unseren Meßwerten berechnen wir $I = \sqrt{3,6^2 + 3,8^2} \text{ mA} = 5,2 \text{ mA}$. Nach

$Z = \frac{U}{I}$ besteht zwischen Widerstand und Strom indirekte Proportionalität; deshalb leitet sich aus dem Stromzeigerdiagramm das Zeigerdiagramm der Widerstandskehrwerte nach Bild 2.11b ab. Es gilt

$$\frac{1}{Z} = \sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X^2}}$$

Für unser Beispiel erhalten wir

$$\frac{1}{Z} = \sqrt{\frac{1}{3,33^2} + \frac{1}{3,16^2}} \frac{1}{\text{k}\Omega} = \sqrt{0,09 + 0,10} \frac{1}{\text{k}\Omega} = 0,437 \frac{1}{\text{k}\Omega}; \text{ also}$$

$Z = \frac{1}{0,437} \text{ k}\Omega = 2,29 \text{ k}\Omega$. Daraus ergibt

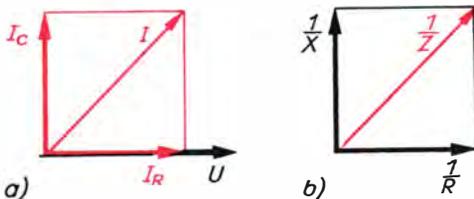


Bild 2.11. Zeigerdiagramm der Ströme (a) und der Widerstandskehrwerte (b) für die Parallelschaltung

sich ein Gesamtstrom von

$$I = \frac{U}{Z} = \frac{12 \text{ V}}{2,29 \text{ k}\Omega} = 5,2 \text{ mA}.$$

Die Spule und ihre Widerstände

Analog Bild 2.5a schalten wir unsere Spule mit Anzapfung auf geschlossenem Eisenkern an 12 V Wechselspannung und messen die Ströme für 1000 und 2000 Windungen. Bei der anschließenden Berechnung des Wechselstromwiderstandes sei auf eine Ungenauigkeit hingewiesen: Wir ermitteln nach $\frac{U}{I}$ den Scheinwiderstand Z und nicht den *induktiven Blindwiderstand* X_L . Unter der unten angeführten Bedingung darf X_L jedoch mit Z gleichgesetzt werden.

N	U in V	I in mA	X_L in k Ω
1000	12	12,2	0,984
2000	12	3,0	4,00

Bei Verdopplung von N steigt X_L auf etwa das Vierfache, also $X_L \sim N^2$. Da nach $L = N^2 \cdot A_L$ zwischen Induktivität und Windungszahl die gleiche Abhängigkeit besteht, muß $X_L \sim L$ gelten. Der Proportionalitätsfaktor ist auch hier die Kreisfrequenz ω , so daß der induktive Blindwiderstand nach $X_L = \omega \cdot L = 2\pi \cdot f \cdot L$

berechnet werden kann. Auch an der Spule tritt eine Phasenverschiebung auf; hier eilt die Spannung dem Strom um $\frac{\pi}{2}$ voraus.

Nun zu oben erwähnter Bedingung für $X_L \approx Z$. Jede Spule ist aus Draht gewickelt und hat deshalb auch immer einen Wirkwiderstand $R = \rho \frac{l}{A}$, der mit dem Blindwiderstand $X_L = \omega L$ eine Reihenschaltung bildet – genauso, wie jede Spannungsquelle als Reihenschaltung von Urspannung und Innenwiderstand aufzufassen ist. Zur Verdeutlichung berechnen wir alle wesentlichen Größen unserer Spule mit 2000 Windungen; es fehlt uns lediglich noch der Gleichstromwiderstand. Bei Anschluß an eine Flachbatterie messen wir einen Gleichstrom von 13,5 mA.

Bei Anschluß an eine Flachbatterie messen wir einen Gleichstrom von 13,5 mA.

Wirkwiderstand:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{4,5 \text{ V}}{13,5 \text{ mA}} = 0,333 \text{ k}\Omega$$

Scheinwiderstand: $Z = \frac{U}{I} = \frac{12\text{ V}}{3\text{ mA}} = 4\text{ k}\Omega$

Blindwiderstand: $X_L = \sqrt{Z^2 - R^2}$
 $= \sqrt{4^2 - 0,333^2}\text{ k}\Omega = 3,98\text{ k}\Omega$.

Da der Scheinwiderstand sehr viel größer als der Wirkwiderstand ist, unterscheiden sich Scheinwiderstand und Blindwiderstand kaum. Deshalb durften wir oben $X_L = Z$ setzen. Wir rechnen weiter:

Induktivität: $L = \frac{X_L}{\omega} = \frac{3,98\text{ k}\Omega}{314\text{ Hz}}$

$= \frac{3,98 \cdot 10^3\text{ V} \cdot \text{s}}{314\text{ A}} = 12,7\text{ H}$

Induktivitätsfaktor:

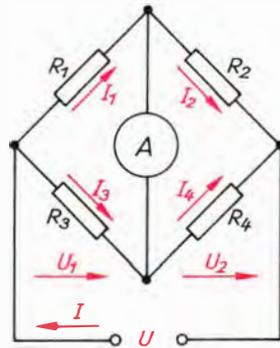
$A_L = \frac{L}{N^2} = \frac{12,7\text{ H}}{2000^2} = \frac{12,7}{4 \cdot 10^6}\text{ H} = 3,18\text{ }\mu\text{H}$.

Einfach – aber vielseitig verwendbar: die Meßbrücke

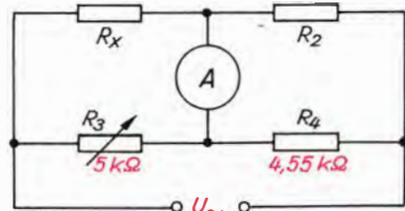
Das Berechnen unbekannter Widerstände über Strom- und Spannungsmessungen ist auf die Dauer recht aufwendig; mit einer Meßbrücke ist der Wert direkt ablesbar. Bild 2.12a zeigt die allgemeine Brückenschaltung. Sind die Ströme I_1 und I_2 sowie I_3 und I_4 jeweils gleich, ist der Brückennullzweig mit dem Meßgerät stromlos. Aus

$I_1 = I_2$ und $I_3 = I_4$ erhält man über $I = \frac{U}{R}$ zunächst $\frac{U_1}{R_1} = \frac{U_2}{R_2}$ und $\frac{U_1}{R_3} = \frac{U_2}{R_4}$ bzw. $\frac{U_1}{U_2} = \frac{R_1}{R_2}$ und $\frac{U_1}{U_2} = \frac{R_3}{R_4}$, was schließlich zur Brückengleichung $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$ führt.

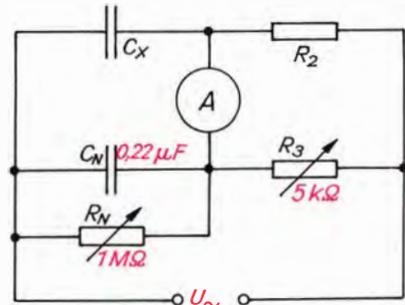
Aus Bild 2.12b ist eine Widerstandsmeßbrücke ersichtlich, für die $\frac{R_X}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$ gilt. R_X ist der unbekannte Widerstand, R_2 dient der Meßbereichseinstellung und R_3 dem Abgleich. Soll R_X bis $1,1\text{ }\Omega$ bei $R_2 = 1\text{ }\Omega$ meßbar sein, und wählen wir $R_3 = 5\text{ k}\Omega$, dann muß $R_4 = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_X} = \frac{1\text{ }\Omega \cdot 5\text{ k}\Omega}{1,1\text{ }\Omega} = 4,55\text{ k}\Omega$ groß werden. Mit Wechselstrombrücken lassen sich auch Kapazitäten und Induktivitäten messen. Eine Kapazitätsmeßbrücke ist im Bild 2.12 c dargestellt. C_N ist der zum



a)



b)



c)

Bild 2.12. Meßbrücken:
a) allgemeine Brückenschaltung,
b) Widerstandsmeßbrücke,
c) Kapazitätsmeßbrücke

Meßvergleich notwendige Normalkondensator, R_N dient dem Ausgleich unterschiedlicher Phasenverschiebungen an C_X und C_N . Sie entstehen durch den zwar großen, aber nicht unendlich großen Isolationswiderstand des Dielektrikums von C_X ; diesem ist R_N gleichzumachen. Die Brückengleichung lautet hier $\frac{X_X}{R_2} = \frac{X_N}{R_3}$. Mit $X = \frac{1}{\omega \cdot C}$ erhält man $\frac{1}{\omega C_X R_2} = \frac{1}{\omega C_N R_3}$ bzw. $\frac{C_X}{R_3} = \frac{C_N}{R_2}$. Um die Skalenteilung von R_3

2. Experimente mit Wechselspannung

auch für Kapazitätsmessungen unverändert verwenden zu können, muß C_N eine ganz bestimmte Größe haben. Angenommen, R_3 sei auf 455Ω eingestellt und der Meßbereichswiderstand R_2 betrage 1Ω , dann ist

$$R_x = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_4} = \frac{1 \Omega \cdot 455 \Omega}{4,55 \text{ k}\Omega} = 0,1 \Omega \text{ groß.}$$

An der gleichen Skalenstelle, d. h. ebenfalls für $R_3 = 455 \Omega$, soll ein Kondensator die Kapazität $C_x = 100 \mu\text{F}$ haben. Für den Normkondensator berechnen wir dann

$$C_N = \frac{C_x \cdot R_2}{R_3} = \frac{100 \mu\text{F} \cdot 1 \Omega}{455 \Omega} = 0,220 \mu\text{F.}$$

Bild 2.13 zeigt den Stromlaufplan unserer RC-Meßbrücke, der aus den Bildern 2.12 b und c entstanden ist. Anstelle von R_2 sind die Widerstände $R_2 \dots R_9$ für 8 Meßbereiche vorhanden; P_1 entspricht R_3 , R_{10} , R_4 , P_2 , R_N und C_2 , C_N . Der Strommesser mit dem Meßbereich $250 \mu\text{A}$ ($2,5 \text{ V}$) wird an Bu_5 und

Bu_6 , das zu messende Bauelement an Bu_1 und Bu_2 angeschlossen. Mit S_1 wählen wir den Meßbereich, mit S_2 wird R- oder C-Messung eingestellt. In der ersten Schalterstellung von S_1 sind Vergleichsmessungen durchführbar. An Bu_3 und Bu_4 führen wir die Wechselspannung unseres Trafos zu. R_1 dient der Strombegrenzung bei niederohmigen Meßobjekten. Wir stellen ihn ebenso wie R_2 aus Widerstandsdraht selber her. Die beim Aufbau unvermeidlichen und rechnerisch nicht erfaßbaren Schaltkapazitäten werden mit dem Trimmer C_1 auf den glatten Wert von 10 pF erhöht; er ist bei allen Kapazitätsmessungen zu subtrahieren.

Das Gehäuse für die Meßbrücke fertigen wir aus $1,5 \text{ mm}$ dickem, kupferkaschiertem Halbzeug; Bild 2.14 zeigt die Maße der Deckplatte. Nach dem Bohren der Löcher löten wir in einer einfachen Vorrichtung entsprechend Bild 2.15 die 40 mm hohen Sei-

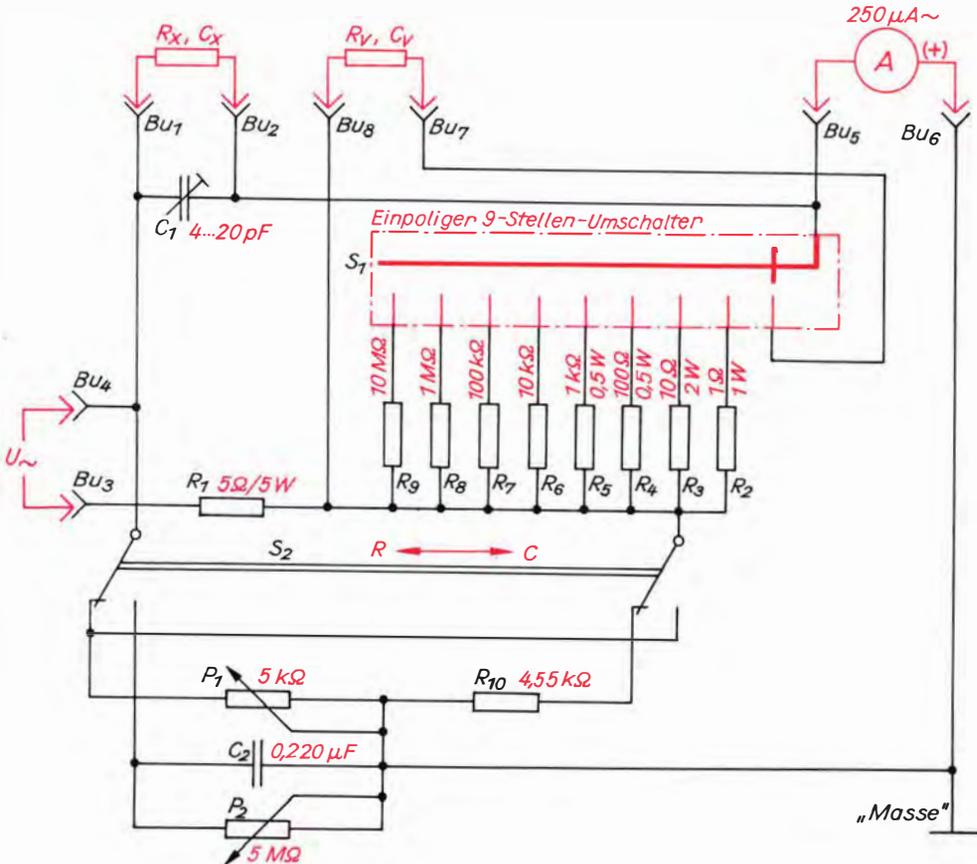


Bild 2.13. Stromlaufplan der RC-Meßbrücke

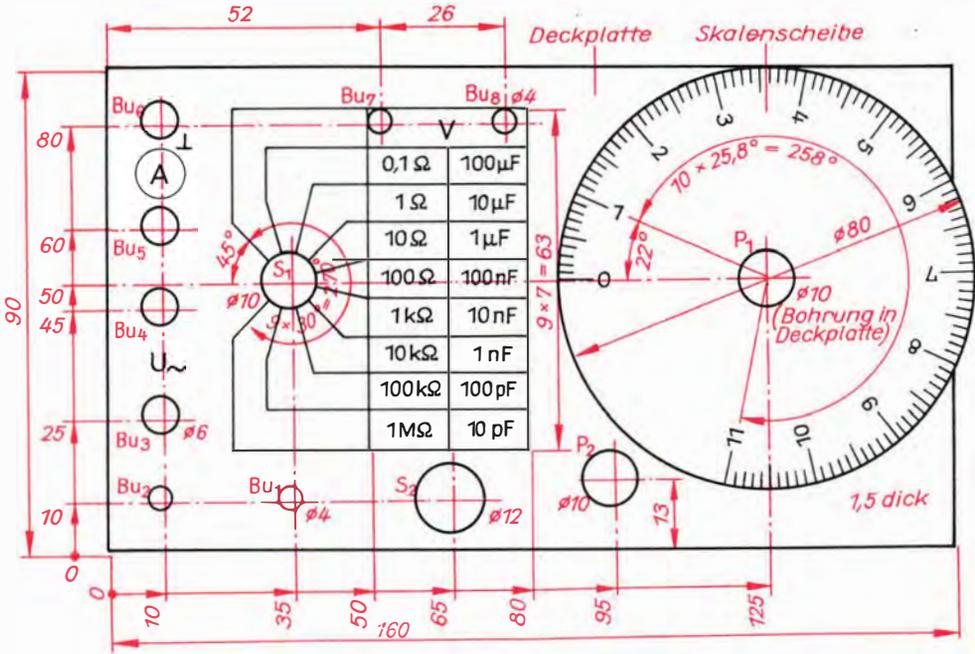


Bild 2.14. Zur Gestaltung der Deckplatte und der Skalenscheibe für die RC-Meßbrücke

tenwände so an die Deckplatte, daß die Kupferschicht immer nach innen weist. Sie bildet die notwendige Abschirmung und wird über Bu₆ mit dem Massepotential der Schaltung verbunden. Bis auf Bu₆ müssen alle anderen gegen die Kupferschicht isoliert werden. Deshalb senken wir die Bohrungen von der Kupferseite etwa 0,5 mm tief an und legen passende Pertinaxscheiben unter. Bu₁, Bu₂, Bu₇ und Bu₈ sind Apparatklemmen, Bu₃... Bu₆ Telefonbuchsen. Zum Schutz gegen Korrosion streichen wir die Kupferschicht mit farblosem Nitrolack. Für P₁ verwenden wir ein Meßdrahtpotentiometer 5 kΩ/4 W, S₁ ist ein einpoliger 9-Stellen-Gehäuseumschalter und S₂ ein zweipoliger Kippumschalter. Wie alles verdrahtet wird, entnehmen wir dem Bild 2.16.

Während die Widerstände R₃... R₉ handelsüblich sind – wir überprüfen ihre Werte aber trotzdem durch Strommessung, ebenso auch den Blindwiderstand von C₂ durch Wechselstrommessung –, muß R₁₀ durch Kombination selbst „hergestellt“ werden. Wir gehen von einem 4,7-kΩ-Widerstand aus, der beispielsweise einen genauen Wert von 4,61 kΩ habe.

$$\text{Nach } \frac{1}{R_2} = \frac{1}{R} - \frac{1}{R_1} = \frac{1}{4,55 \text{ k}\Omega} - \frac{1}{4,61 \text{ k}\Omega}$$

$$= \frac{4,61 - 4,55}{4,55 \cdot 4,61 \text{ k}\Omega} \text{ ist ihm ein zweiter von}$$

$$R_2 = \frac{4,55 \cdot 4,61}{0,06} \text{ k}\Omega = 350 \text{ k}\Omega$$

(330 kΩ reichen hier aus) parallel zu schalten.

Für P₁ fertigen wir eine Skalenscheibe aus etwa 2... 3 mm dickem Pertinax, auf

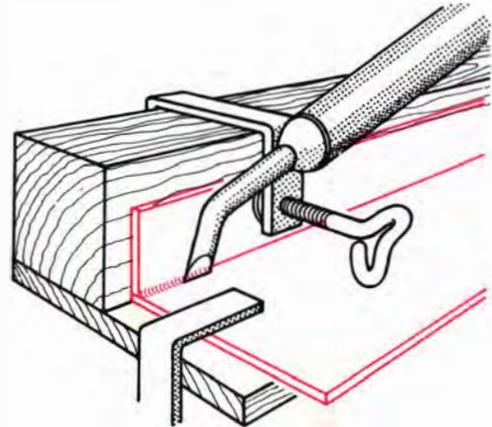


Bild 2.15. Unsere Vorrichtung zum Verlöten von Gehäusekanten

2. Experimente mit Wechselspannung

die nach Aufrauhen mit Sandpapier eine Skale aus Zeichenkarton nach Bild 2.14 mit Duosan o. ä. geklebt wird. Ihre Teilung ist zwischen 0,5 und 11 linear und beträgt je Teilstrich $2,58^\circ$. Der nichtlineare Bereich von 0 bis 0,5 umfaßt 9° ; in ihm vermeiden wir nach Möglichkeit Messungen. Die fertige Scheibe wird mit EP 11 an einen nicht zu kleinen Drehknopf für eine 6-mm-Achse geklebt und nach Aushärtung so festgeschraubt, daß genau auf der Verbindungslinie zwischen S_1 und P_1 abgelesen werden kann. Hier kleben wir ebenfalls mit EP 11 eine Strichmarkierung auf die Deckplatte. Durch Multiplikation des Skalenwertes bei $I = 0$ mit dem Meßbereich ergibt sich der Wert des Bauelementes. Die fertige Meßbrücke sehen wir im Bild 2.17.

Um sie nicht zu überlasten, gehen wir in den Bereichen $0,1 \Omega$, 1Ω und 10Ω bzw. $100 \mu\text{F}$, $10 \mu\text{F}$ und $1 \mu\text{F}$ mit der Wechselspannung des Trafos nicht über 6 V; sonst darf mit 24 V gearbeitet werden. Bei Widerstandsmessungen ist jedoch die Belastbarkeit und bei Kapazitätsmessungen die Spannungsfestigkeit U_{max} der Kondensatoren zu beachten. Nach $U_{\text{ss}} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U$ (vgl. S. 23) darf die Trafospannung nicht größer als $U = \frac{U_{\text{max}}}{2 \cdot \sqrt{2}}$ gewählt werden. Bei Elektrolytkondensatoren versuchen wir, mit unserer niedrigsten Wechselspannung aus-

zukommen und messen nur wenige Sekunden. Nach Finden eines Stromminimums mit P_1 bei Kapazitätsmessungen versuchen wir, durch Rechtsdrehung von P_2 den Strom weiter zu erniedrigen und stellen dann P_1 erneut nach. Vor jeder C-Messung steht P_2 am linken Anschlag, d. h. auf Größtwert.

Für Messungen in den beiden höchsten R- bzw. niedrigsten C-Bereichen ist unser Strommesser zu unempfindlich. Hier werden wir später einen Meßverstärker einsetzen; auch dann erst kann C_1 abgeglichen werden.

Bei Vergleichsmessungen steht S_2 grundsätzlich auf R-Messung. Der Wert eines an Bu_1 und Bu_2 geklemmten Widerstandes R_x wird mit einem zwischen Bu_7 und Bu_8 liegenden Widerstand R_V verglichen. Ist R_V bekannt, ergibt sich der Wert für R_x nach

$$R_x = \frac{SW}{10} \cdot R_V \text{ (SW: Skalenwert);}$$

bei Gleichheit muß das Skalenrad genau auf 10 stehen; es ist $R_{P1} = R_{10}$. Dasselbe gilt für Kapazitätsvergleiche. Hier wird jedoch C_V mit C_x verglichen:

$$C_V = \frac{SW}{10} \cdot C_x.$$

Ist z. B. $C_x = 100 \text{ nF}$ und liegt das Stromminimum bei $SW = 9,6$, beträgt

$$C_V = \frac{9,6}{10} \cdot 100 \text{ nF} = 96 \text{ nF}.$$

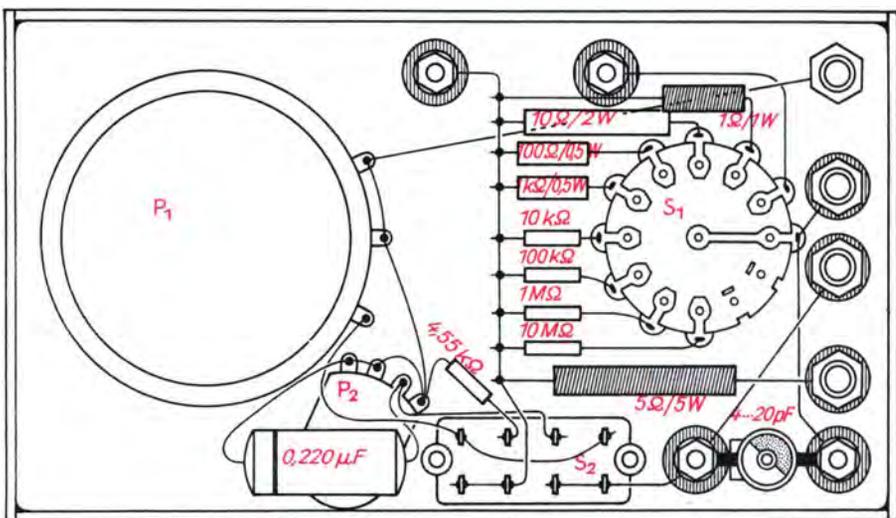


Bild 2.16. So verdrachten wir die RC-Meßbrücke

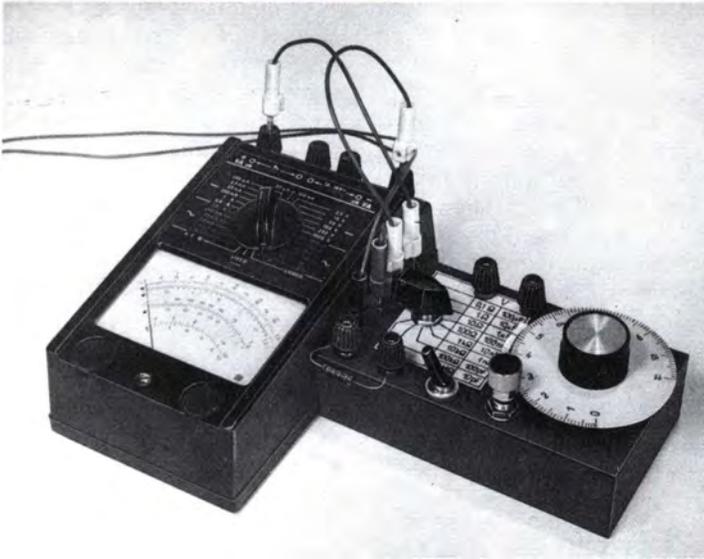


Bild 2.17. Ansicht der RC-Meßbrücke

Wir hören Wechselspannung

Wechselstrom-Meßbrücken können auch nach Gehör abgeglichen werden, wenn anstelle des Meßgerätes ein *Schallsender*, z. B. ein *Fernhörer* nach Bild 2.18, verwendet wird; wir bauen zwei Stück. Neben beiden Spulen mit Eisenkern und Dauermagnet brauchen wir noch zwei Anfeuchtedosen, eine leere Konservendose aus Weichblech (Magnetprüfung), Zeichenkarton, feste Pappe und vier Lötösen. Anfeuchtedosen bekommt man in Schreibwarengeschäften; wir kaufen die größere Ausführung. In die Mitte des Dosenbodens bohren wir ein Loch von der Größe des Spulenkerns und zwei kleinere, 10 mm vom Rand entfernt, zum Einnieten oder Anschrauben der Lötösen. Der Zusammenbau erfolgt nach Bild 2.19. Mit EP 11 wird der Dauermagnet an den Dosenboden und der Spulenkern durch das Bodenloch auf den Magneten geklebt; der Eisenkern wird damit selbst magnetisch. Nach mindestens 24stündiger Aushärtung schieben wir die Spule auf den Kern; notfalls sorgen Papierzwischenlagen für einen festen Sitz.

Während der Aushärtung stellen wir aus der Konservendose die beiden Membranen her. Nach Bodenentfernung mit dem Büchsenöffner wird der Mantel entlang der Lötnaht mit der Bleischere getrennt, jeder

Bördelrand abgeschnitten und das Blech ohne Knicke sauber geglättet. Der Durchmesser der Membran beträgt 63 mm. Ihre Auflage im Gehäuse besteht aus einem 18 mm breiten und 2 m langen Streifen Zeichenkarton, der um einen 58 mm dicken Rundkörper – beispielsweise eine Flasche – gewickelt und mit Duosan verklebt wird. Der fertige Wickel muß spielend in die Hörerdose passen und nach ausgiebiger Schellacktränkung mindestens 12 Stunden trocknen. Anschließend schleifen wir seine Stirnseiten auf einer glatten Unterlage mit Schleifpapier eben und parallel zueinander auf die richtige Höhe. Geprüft wird das bei eingeschobener Auflage mit einem 64 mm langen Lineal; zwischen ihm und dem Spulenkern muß noch ein Luftspalt von der Dicke zweier Zeichenkartonlagen bleiben. Die aufgelegte Membran darf den Kern nicht berühren, mit Fingerdruck muß das jedoch möglich sein. Ist die Auflagenhöhe zu klein geraten, helfen Ringe aus Zeichenkarton zwischen Auflage und Membran. Auf die Membran kommen ein 1 mm dicker Pappiring von 63 mm Außen- und 57 mm Innendurchmesser, dann ein 2,5 mm dicker Druckring aus Isolierschlauch und schließlich eine geschwärzte Lochscheibe aus Pappe mit 63 mm Durchmesser und mitti-

2. Experimente mit Wechselspannung

gem 22-mm-Loch. Das alles wird mit dem Schraubdeckel zusammengepreßt; die Lochscheibe darf sich nicht verschieben lassen.

Die beiden Anschlußdrähte aus isoliertem Litzendraht führen wir entweder durch die Lötösen nach außen, oder wir durchbohren Gehäuse und Membranauflage direkt seitlich neben einer der Lötösen. Zuvor nehmen wir aber vorsichtshalber die Spule noch einmal heraus! An die Drahtenden schrauben wir Bananenstecker. Beim Anlegen von 2 V oder höchstens 4 V Wechselspannung unseres Trafos muß ein tiefer Brummtön zu hören sein; er wird durch die 50-Hz-Frequenz erzeugt. Wir probieren unseren Fernhörer auch in der Meßbrücke anstelle des Strommessers aus; abgeglichen wird jetzt nach Lautstärkeminimum.

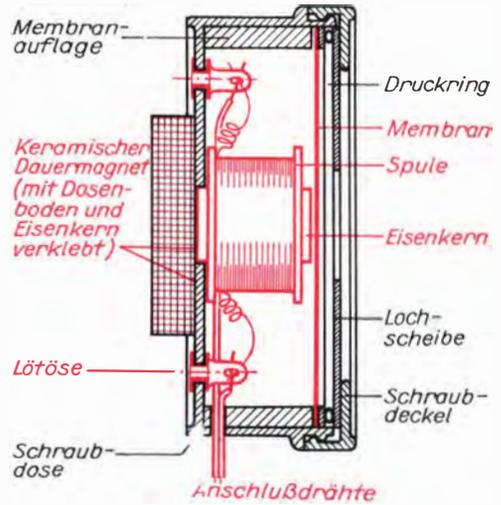


Bild 2.19. Schnitt durch den Fernhörer

So begann es

1860 baute der deutsche Physiklehrer *Philipp Reis* die erste Fernsprechanlage der Welt, ohne jedoch damit gesellschaftliches Interesse zu finden; mit seinem Tode 1874 geriet die geniale Erfindung in Vergessenheit.

1876 erfand der in Amerika lebende und als Taubstummenlehrer arbeitende *Schotte Graham Bell* erneut das Telefon, und zwar mit einem Fernhörer, wie er noch heute üblich ist und der sowohl zum Sprechen als auch zum Hören benutzt wurde. Mit unserem Freund wiederholen wir den historischen Versuch. Beide Fernhörer bringen

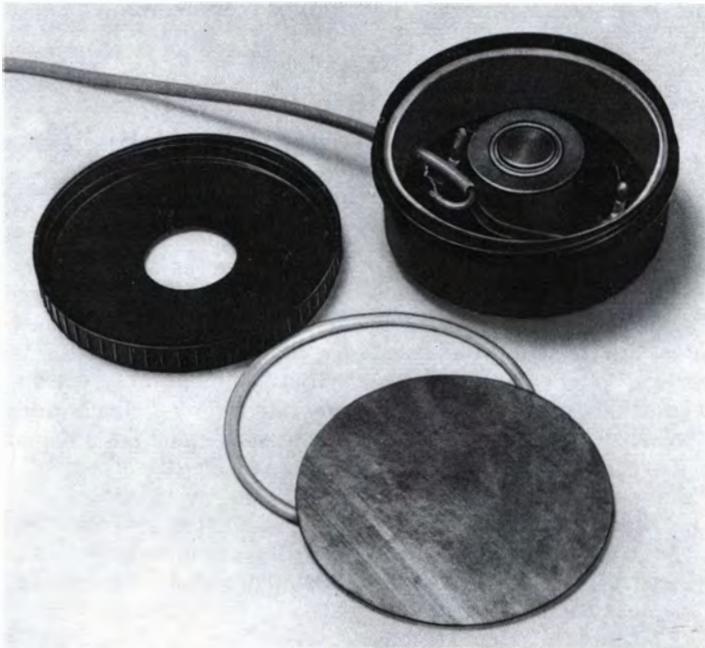


Bild 2.18. Der Fernhörer in Einzelteilen

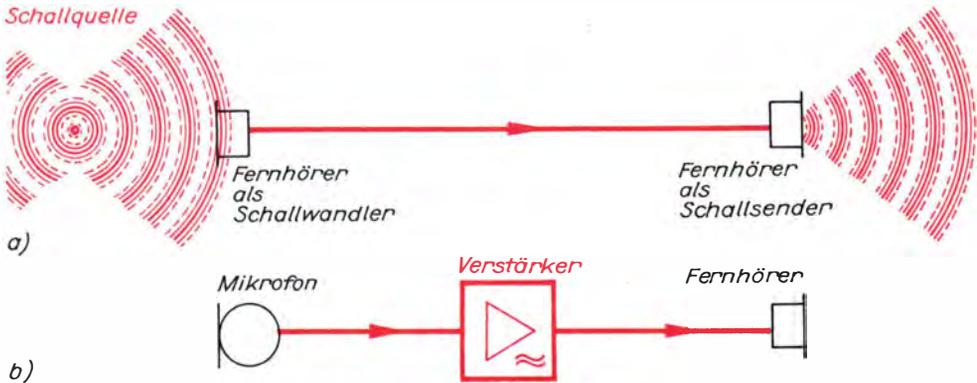


Bild 2.20. Vom historischen Telefonversuch (a) zur Verstärkeranlage (b)

wir in verschiedene Zimmer; und verbinden sie über zwei entsprechend lange Drähte. Bei gleichzeitigem Sprechen hört jedoch keiner was – oder jeder den anderen durch die Wand! In diesem Falle hilft nur Weiterziehen in das nächste Zimmer oder Treppenhaus und eine Vereinbarung, wer mit dem Sprechen beginnt und wer zuhört. Nach einiger Übung klappt die Verständigung – bei lautem Sprechen und absoluter Ruhe im Hörraum – recht gut.

Wichtigste technisch-physikalische Voraussetzung dafür ist die maximale Lei-

stungsübertragung zwischen dem *Schallwandler* als „Spannungsquelle“ und dem Schallsender als „Verbraucher“. Die Spulen unserer beiden Geräte sind gleich, haben also auch gleiche Scheinwiderstände Z als „Innenwiderstände“ und sind damit genau angepaßt.

Bild 2.20a zeigt die einfachste Darstellung unserer ersten Übertragungsanlage, den Übersichtsschaltplan; Bild 2.20b, wie es weitergeht – historisch und bei uns: Für größere Lautstärke müssen die geringen Ströme verstärkt werden.

3. Halbleiterbauelemente – Grundlage der Verstärkertechnik

Neben dem heute schon historischen Germanium (Ge) ist vor allem das Halbleitermaterial Silizium (Si) bedeutsam. Die Atome beider Elemente haben vier Außenelektronen, die alle für die Kristallbindung benötigt werden. Im reinsten Halbleiter sind deshalb keine frei beweglichen Ladungsträger vorhanden, und das Material wirkt wie ein Isolator.

Ersetzt man im Halbleiterkristall eine begrenzte Anzahl von Ge- bzw. Si-Atomen durch Atome mit drei oder fünf Außenelektronen, kommt es zu einer Störung des Kristallaufbaus. Diese als *Dotieren* bezeichnete »Verunreinigung« kann u. a. durch *Legieren* oder *Diffundieren* bei hohen Temperaturen erfolgen. Wird z. B. Germanium mit dem fünfwertigen *Antimon* dotiert, ist je

Antimonatom ein für die Kristallbindung überflüssiges Elektron vorhanden, das – wie bei den Metallen – frei beweglich und als *negativer* Ladungsträger für die Stromleitung verfügbar ist; ein solcher Halbleiter ist vom n-Typ.

Bei Dotierung mit dem dreiwertigen *Indium* fehlt je Indiumatom ein Elektron für die Kristallbindung. Man spricht in diesem Fall von einer *Fehlstelle* bzw. von einem Loch, das wie ein *positiver* Ladungsträger wirkt; der entsprechende Halbleiter ist vom p-Typ. Derartig vordotierte Kristallplättchen bilden das Ausgangsmaterial für die Herstellung von Halbleiterbauelementen.

Wird z. B. n-Germanium mit einer Indiumpille legiert, dringen deren Atome in das Germanium ein und bewirken eine Um-

kehrung des Leitfähigkeitstypes: im n-Ge entsteht ein p-Gebiet; zwischen beiden bildet sich der *pn-Übergang* aus. Wegen der *zwei* unterschiedlichen Leitfähigkeitszonen heißt das entsprechende Bauelement *Diode* (griech.: di = zwei). Bild 3.1a zeigt den grundsätzlichen Aufbau einer Legierungsdiode, Bild 3.1b einen vergrößerten Ausschnitt in schematischer Darstellung. An der Berührungsstelle der beiden unterschiedlichen Gebiete kommt es zu einem begrenzten Ladungsträgeraustausch: Aus dem n-Gebiet wandern Elektronen in das p-Gebiet und füllen hier Löcher auf. Im n-Gebiet verbleiben dabei Kristallatome, denen am elektrischen Gleichgewicht Elektro-

nen fehlen. Bei jedem dieser Atome überwiegt eine positive Kernladung; der Rand des n-Gebietes lädt sich positiv auf. Ihm steht der durch die zugewanderten Elektronen negativ geladene Rand des p-Gebietes gegenüber. Die sich ausbildende *Raumladung* wirkt dem weiteren Ladungsträgerausgleich entgegen.

Wer sich genauer mit dem Leitungsmechanismus am pn-Übergang beschäftigen will, findet das Notwendige in »Elektrotechnik und Elektronik selbst erlebt«; dort ist auch die experimentelle Aufnahme der Strom-Spannungs-Kennlinien von Ge- und Si-Dioden beschrieben. Gleiches gilt ebenfalls für den Transistor.

Aus Wechselspannung wird Gleichspannung

In einer elektronischen Schaltung arbeitet eine Diode stets in Verbindung mit einem *Arbeitswiderstand*, der die Stromänderungen in Spannungsänderungen umwandelt. Zur experimentellen Untersuchung schalten wir entsprechend Bild 3.2 in Reihe zu einer SY 320/0,75 einen Schichtwiderstand von $100\ \Omega$ und nehmen die *Arbeitskennlinie* auf. Um mit *einem* Meßgerät nacheinander Strom und Spannung messen zu können, stecken wir an seine Plusklemme (Punkt A) ein kurzes Kabel; das freie Ende wird vorläufig noch nicht angeschlossen. Wir erhöhen mit dem Potentiometer die Spannung so weit, bis sich der Meßgerätezeiger gerade bewegen will, klemmen das Meßgerät vom Punkt B ab, überbrücken die Leitungsunterbrechung zwischen A und B mit unserem Kurzschlußkabel, schalten das Meßgerät auf 2,5 V, verbinden seine Minusklemme mit Punkt C der Schaltung und notieren 0,5 V. Dann erhöhen wir die Spannung auf 0,8 V, lösen wieder die Meßgeräteverbindung vom Punkt C, schalten auf 25 mA zurück, entfernen das Kabel vom Punkt B, fügen den Strommesser wieder ein und lesen 2,5 mA ab. So geht das weiter, bis wir bei 3,3 V 25 mA messen. Nach Übertragung der Wertepaare in ein Diagramm erhalten wir die *Arbeitskennlinie*, wie sie im Bild 3.3a zu sehen ist.

Durch den ohmschen Widerstand steigt der Durchlaßstrom ab etwa 1 V nahezu ge-

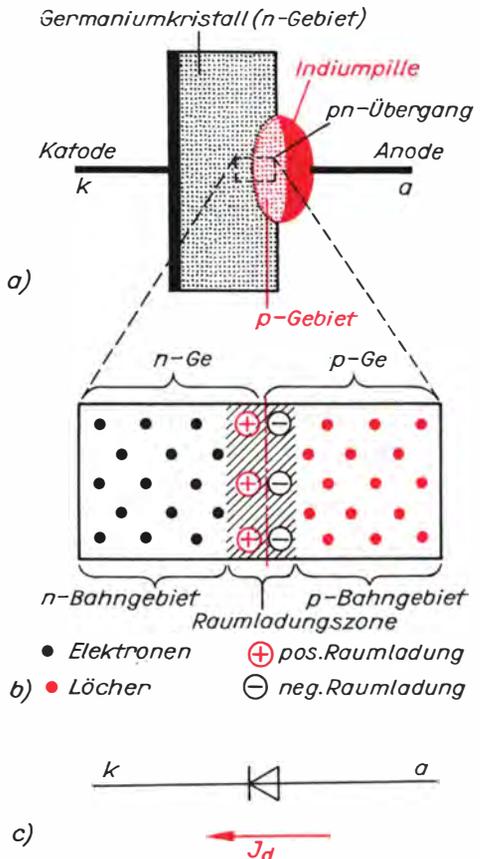


Bild 3.1. Prinzip einer Legierungsdiode (a), pn-Übergang (b) und Schaltungszeichen einer Diode (c)

nauso wie die Spannung. Liegt nun an der Reihenschaltung von Diode und Widerstand eine Wechselspannung nach Bild 3.3b, so fließt ein Strom entsprechend Bild 3.3c. Solange die Wechselspannung mit positiver Polarität an der Anode steigt, verursacht sie einen wachsenden Durchlaßstrom (Punkte 1, 2 und 3). Beim Rückgang der Wechselspannung auf Null geht auch der Strom zurück. Für die Zeitdauer der negativen Spannung fließt der mit unseren Mitteln nicht meßbare Sperrstrom (4, 5, 6). Bild 3.3 verdeutlicht, daß eine Diode zur Gleichrichtung von Wechselspannungen verwendbar ist.

Die grundsätzliche Schaltung eines Gleichrichters sehen wir im Bild 3.4 a; den Arbeitswiderstand R_a bildet der Eingangswiderstand des angeschlossenen Gerätes. Der Diodenstrom erzeugt an ihm eine verhältnismäßige Spannung U_a , deren zeitlicher Verlauf alles andere als »gleich« ist (Bild 3.4 b). Eine erste Glättung der pulsenden Spannung übernimmt der Ladekondensator C_L (Bild 3.4 c). Solange ein Strom durch die Diode fließt, lädt sich C_L auf; während der »Stromsperre« vermag er wie im Versuch nach Bild 1.4 die gespeicherte Ladungsmenge zum Teil wieder abzugeben;

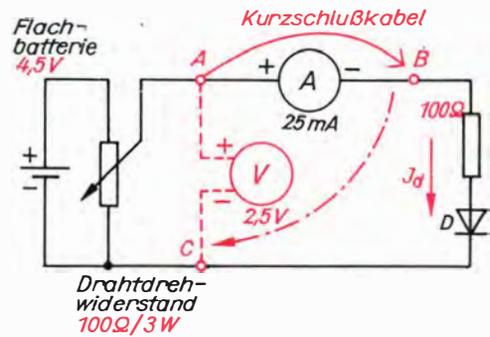


Bild 3.2. Schaltung zur Aufnahme einer Dioden-Arbeitskennlinie (D : SY 320/0,75)

die Spannung an C_L weist nicht mehr so starke Schwankungen wie im ersten Fall auf (Bild 3.4 d). Den Spannungsunterschied ΔU_L bezeichnen wir als *Welligkeitsspannung* oder *Brummspannung*, weil er sich in einem angeschlossenen Tonverstärker als störender Brummtön bemerkbar macht. ΔU_L 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. In der im Bild 3.4 g dargestellten Zweiweggleichrich-

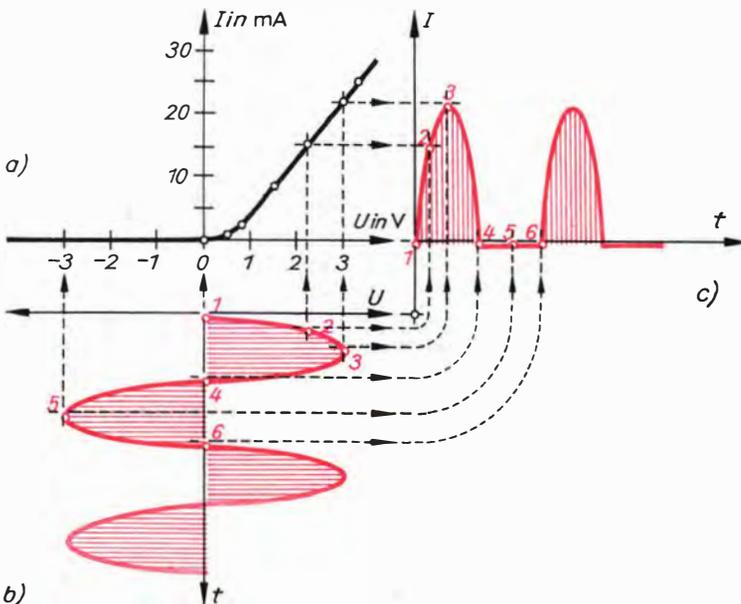


Bild 3.3. Zur Gleichrichterwirkung der Diode: a) Arbeitskennlinie einer Diode, b) anliegende Wechselspannung, c) Stromfluß

terschaltung werden beide Wechselstromhalfen genutzt und die Zeiten der Stromsperre damit beträchtlich verkürzt (Bild 3.4 h). Zur Berechnung verwenden wir die

Faustregel $\Delta U_L = k_2 \frac{I}{C_L}$;

$k_2 = 5 \cdot 10^{-3} \text{ s}$ für *Einweggleichrichtung*,

$k_2 = 2 \cdot 10^{-3} \text{ s}$ für *Zweiweggleichrichtung*.

Für geringe Ströme genügt meist Einweggleichrichtung; Zweiweggleichrichtung ist für höhere Ströme vorteilhafter.

Wir wollen für unseren Experimentiertrafo anschließend ein Gleichrichterzusatzgerät in Einwegschaltung für maximal 100 mA Stromentnahme bauen. Wenn die

Brummspannung nur 1 V betragen soll, ist ein Ladekondensator von

$$C_L = k_2 \frac{I}{\Delta U_L} = 5 \cdot 10^{-3} \text{ s} \cdot \frac{0,1 \text{ A}}{1 \text{ V}}$$

= $0,5 \cdot 10^{-3} \text{ F} = 500 \mu\text{F}$ zu verwenden. Seine Spannungsfestigkeit muß gleich der Amplitude der anliegenden Wechselspannung sein, da er sich im Leerlauf auf diesen Wert auflädt. Bei einer Trafospaltung von 18 V berechnen wir $18 \text{ V} \cdot \sqrt{2} = 25,4 \text{ V}$. Wir bauen die Schaltung nach Bild 3.4 c mit unserer SY 320/0,75 und einem Ladekondensator $500 \mu\text{F}/25 \text{ V}$, jedoch ohne Außenwiderstand R_a , auf dem Experimentierbrett auf, greifen zwischen den Trafobuchsen 24 und

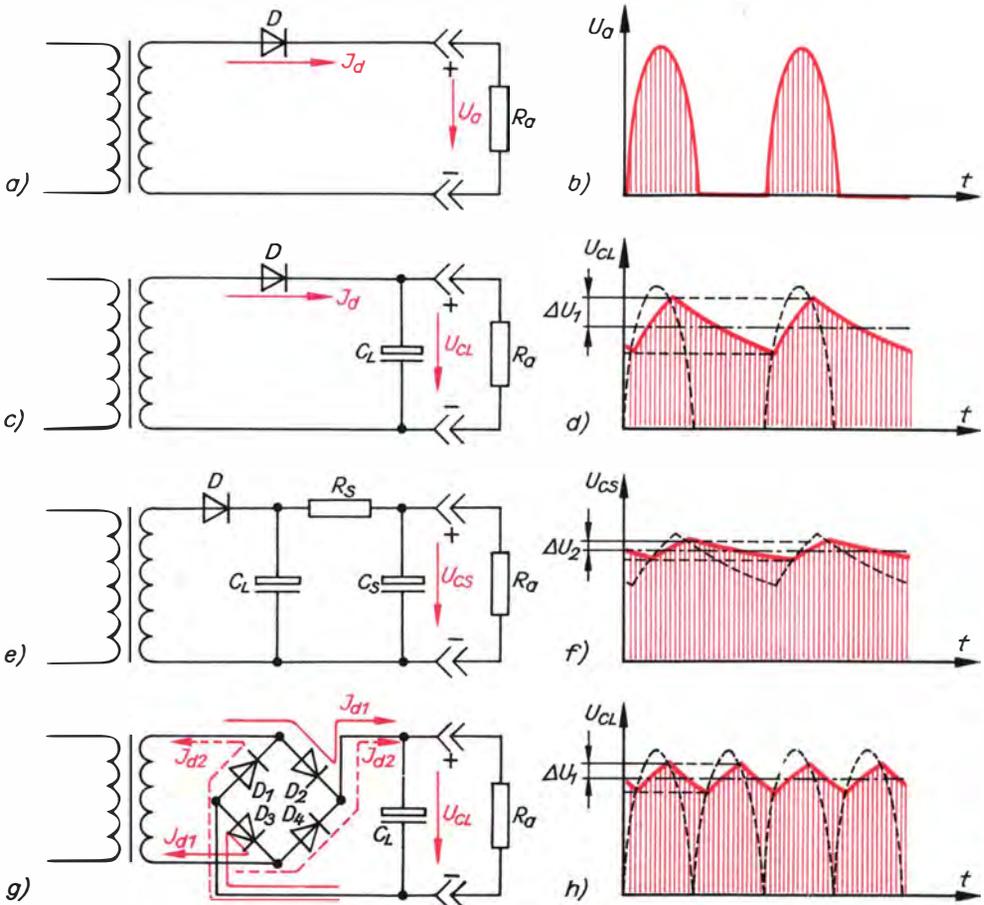
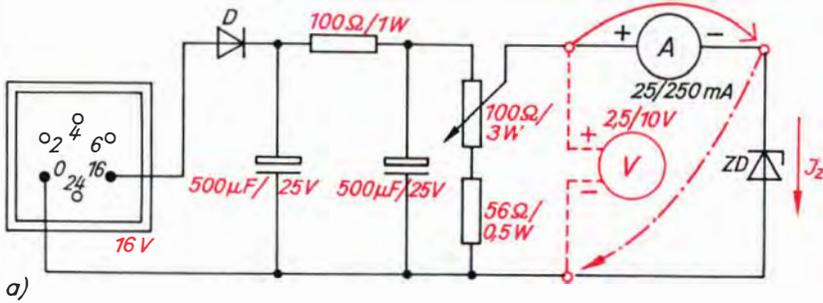


Bild 3.4. Gleichrichterschaltungen: a) Einweggleichrichter, b) gleichgerichtete Wechselspannung, c) Einweggleichrichter mit Ladekondensator, d) Spannungsverlauf am Ladekondensator, e) Einweggleichrichter mit Ladekondensator und Siebglied, f) Spannungsverlauf am Siebkondensator, g) Zweiweggleichrichter mit Ladekondensator, h) Spannungsverlauf am Ladekondensator des Zweiggleichrichters

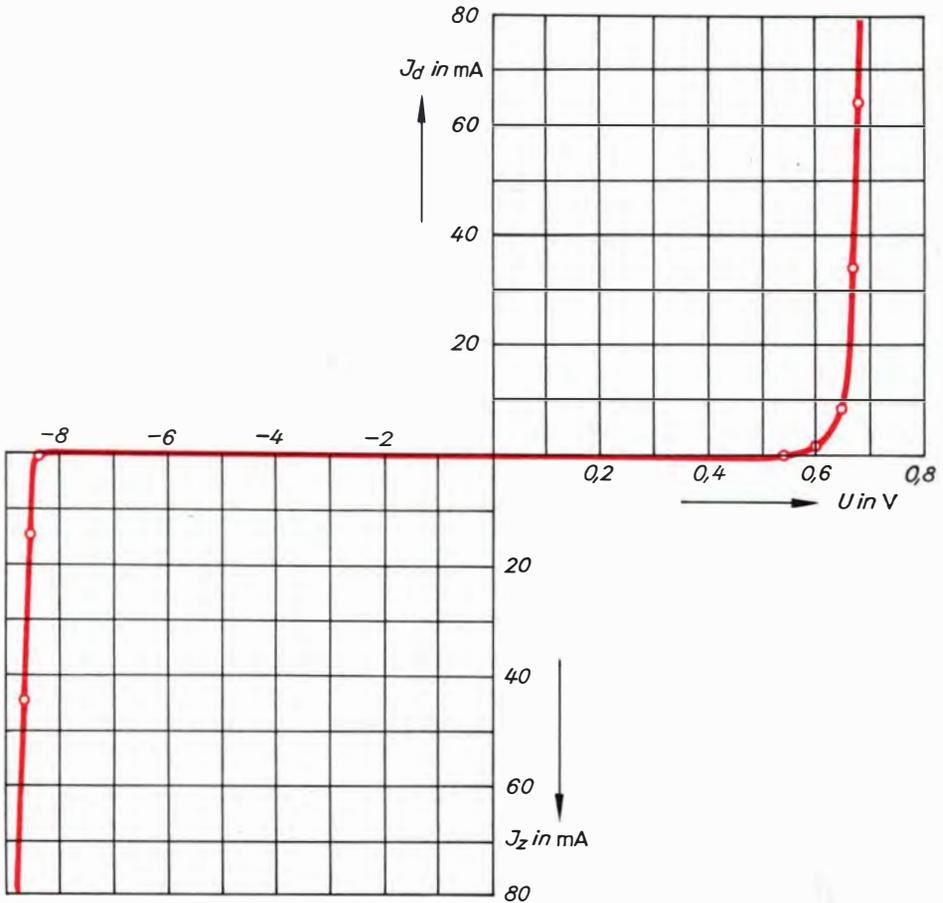
6 18 V ab und messen die Spannung am Ladekondensator: 24,5 V. Das stimmt recht gut mit dem Rechenwert überein und bestätigt gleichzeitig den auf Seite 23 hergeleiteten Zusammenhang zwischen Amplitude und Effektivwert:

$$U = \frac{\hat{u}}{\sqrt{2}}$$

Auch an Gleichrichterdiode müssen Forderungen hinsichtlich Strom- und Spannungsfestigkeit gestellt werden. In den Tabellen 7a ... e sind die wichtigsten Daten der Dioden zusammengestellt. Im Fall der Einweggleichrichtung ohne Ladekondensator kann der entnommene Strom I genau so groß wie der *maximal zulässige Durch-*



a)



b)

Bild 3.5. Wir nehmen die Kennlinie einer Z-Diode auf: a) Schaltung zur Aufnahme der Sperrkennlinie (D : SY 320/0,75; ZD : SZ 600/9,1), b) Kennlinie der Z-Diode SZ 600/9,1

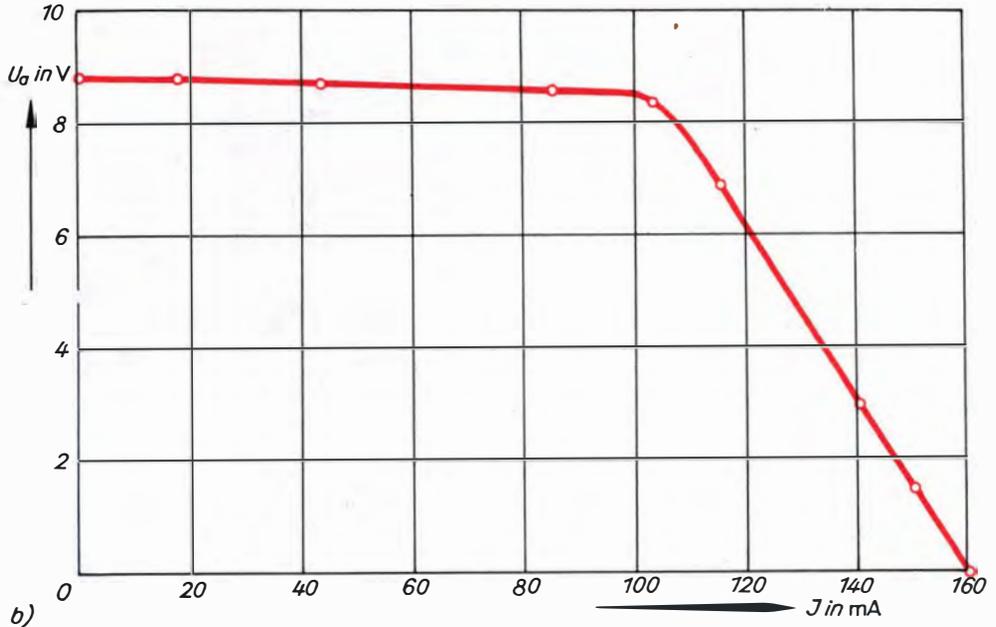
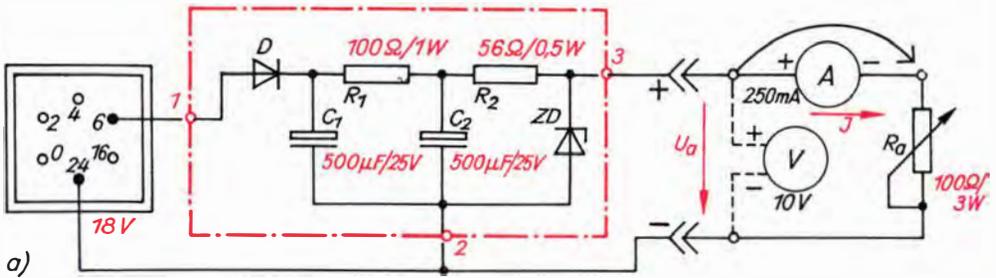


Bild 3.6. Eine Z-Diode stabilisiert die Ausgangsspannung: a) Gleichrichterschaltung mit Z-Diode (D : SY 320/0,75; ZD : SZ 600/9,1), b) Verlauf der Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom entnommenen Strom

laßstrom I_{dm} werden, und die Spannungsfestigkeit muß mindestens gleich der Amplitude der Wechselspannung sein.

Bei Einweggleichrichtung mit Ladekondensator fließt zusätzlich zum entnommenen Strom noch der Kondensatorladestrom; wir dürfen deshalb in diesem Fall die Diode nur mit etwa $I = 0,6 \cdot I_{dm}$ belasten.

$$\text{Für } I = 0,1 \text{ A muß } I_{dm} = \frac{I}{0,6} = \frac{0,1 \text{ A}}{0,6}$$

= 0,167 A betragen; unsere SY 320/0,75 ist für 0,95 A ausgelegt.

Spannungsmäßig liegt an der Katode der Diode die Ladespannung von C_L , also $+ \hat{u} = \sqrt{2} \cdot U$, an der Anode wechselt die

Trafospannung ständig zwischen $+ \hat{u}$ und $- \hat{u}$. Im ungünstigsten Fall wird daher an der Diode ein Spannungsunterschied von $+ \hat{u}$ bis $- \hat{u}$, also $2 \cdot \hat{u} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U$, wirksam. Für unsere Trafospaltung von 18 V muß die *maximal zulässige Sperrspannung* der Diode mindestens

$$U_{spm} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 18 \text{ V} = 50,9 \text{ V} \quad \text{betragen;}$$

die SY 320/0,75 verträgt 75 V.

Dem Zweweggleichrichter mit Ladekondensator nach Bild 3.4g darf ein Strom von $I = 1,5 \cdot I_{dm}$ entnommen werden, und die Sperrspannung der Dioden braucht nur noch halb so groß wie im Fall der Einweggleichrichtung zu sein: $U_{spm} = \sqrt{2} \cdot U$; so

wohl die Trafospaltung als auch die Ladespannung verteilen sich jeweils auf zwei in Reihe geschaltete Dioden.

Zum Betrieb elektronischer Geräte ist eine Brummspannung von 1 V noch zu groß; die Spannung muß weiter geglättet werden. Das läßt sich einfach mit einem *Siebglied* aus Siebwiderstand R_S und Siebkondensator C_S (Bild 3.4 e) verwirklichen; genauso vervollständigen wir unsere Gleichrichterschaltung auf dem Experimentierbrett. Die an C_S noch verbleibende Restwelligkeit ΔU_2 wird nach

$\Delta U_2 = k_3 \cdot \frac{\Delta U_1}{R_S \cdot C_S}$; $k_3 = 3,2 \cdot 10^{-3} \text{ s}$ berechnet. Für $R_S = 100 \Omega$ und $C_S = 500 \mu\text{F}$ erhalten wir

$$\Delta U_2 = 3,2 \cdot 10^{-3} \text{ s} \cdot \frac{1 \text{ V}}{100 \Omega \cdot 500 \cdot 10^{-6} \text{ F}} = \frac{3,2 \text{ V}}{50} = 64 \text{ mV. } R_S \text{ muß bis}$$

$$P = R_S \cdot I^2 = 100 \frac{\text{V}}{\text{A}} (0,1 \text{ A})^2 = 1 \text{ W belastbar}$$

und die Spannungsfestigkeit von C_S gleich der von C_L sein, also 25 V. Schließen wir nun an unsere Gleichrichterschaltung einen Außenwiderstand von rund 150 Ω . – etwa das Kennlinienpotentiometer und in Reihe dazu einen Schichtwiderstand 56 Ω /0,5 W –, so fließen ungefähr 100 mA. Wir messen die Spannungen an beiden Kondensatoren: $U_{CL} = 24,5 \text{ V}$, $U_{CS} = 14,5 \text{ V}$. Die Differenz von 10 V fällt über dem Siebwiderstand ab. Das ist der große Nachteil einer Gleichrichterschaltung mit RC-Siebung: Ein hoher Spannungsanteil geht am Siebwiderstand verloren, und die Klemmenspannung ist stark vom entnommenen Strom abhängig. Den ersten Nachteil müssen wir in Kauf nehmen; die Ausgangsspannung soll jedoch – unabhängig von der Stromentnahme – bis zum Maximalwert 100 mA konstant bleiben. Diese Aufgabe übernimmt eine *Z-Diode* (vgl. auch Tafeln 7d und e), deren Bezeichnung vom Kennlinienverlauf herrührt.

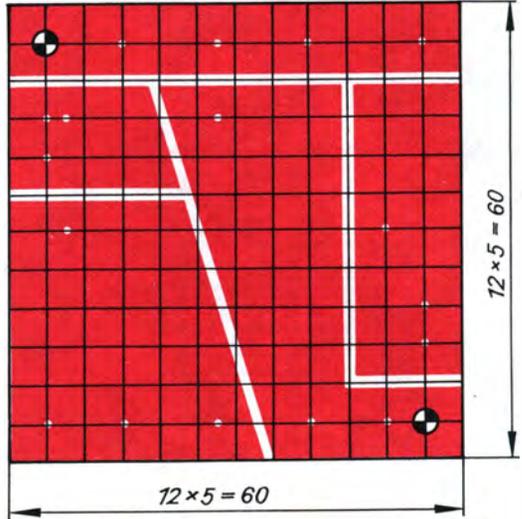
Die Kennlinie einer Z-Diode

Bild 3.5 a zeigt die Schaltung zum Aufnehmen der Sperrkennlinie mit der bereits aufgebauten Gleichrichterschaltung; die Trafospaltung reduzieren wir auf 16 V. Der Versuchsablauf entspricht genau dem zur Aufnahme der Dioden-Arbeitskennlinie. Für

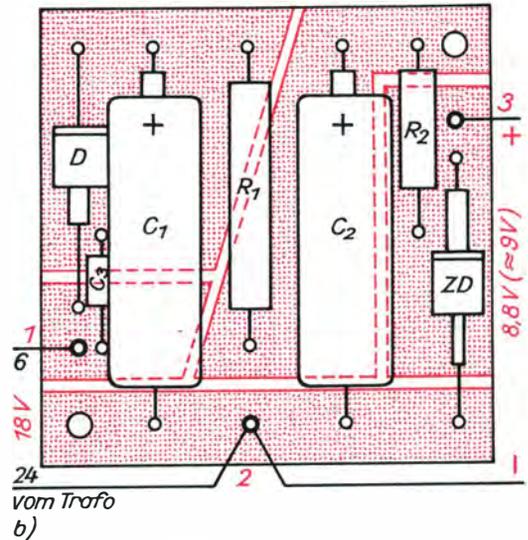
die Durchlaßkennlinie wählen wir am Trafo 6 V, schließen den 56- Ω -Reihenwiderstand kurz, polen die Z-Diode um und erhalten folgende Wertetabellen:

Sperrzustand

U in V	8,2	8,3	8,4	8,5	8,6
I_z in mA	0	0,5	15	45	75



⊕ Bohrungen $\phi 3,1$
alle übrigen Bohrungen $\phi 1,0$
a)



b)
Bild 3.7. Leitungsführung (a) und Bestückungsplan (b) für die Gleichrichterschaltung

Durchlaßzustand

U in V	0,5	0,55	0,61	0,65	0,675	0,69
I_d in mA	0	0,3	2,5	9,5	35	65

Die vollständige Kennlinie der Z-Diode SZ 600/9,1 ist aus Bild 3.5 b ersichtlich. Im Durchlaßbereich stimmt sie gut mit der von Si-Gleichrichterdioden überein, im Sperrbereich steigt der hier als *Z-Strom* I_z bezeichnete Sperrstrom beim Erreichen der Z-Spannung sehr stark an; in diesem Bereich wird die Z-Diode betrieben. Über ihre Wirkung in der Gleichrichterschaltung gibt das nächste Experiment Auskunft. Wir schalten die Z-Diode gemeinsam mit dem bereits benötigten Widerstand von $56\ \Omega/0,5\ \text{W}$ nach Bild 3.6 a an den Siebkondensator und messen die Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom entnommenen Strom. Als Außenwiderstand R_a verwenden wir das Kennlinienpotentiometer. Die Messungen für Ströme über 0,1 A führen wir nur kurzzeitig durch, um die Widerstände nicht unnötig zu überlasten. Den Spannungsverlauf vom Leerlauf- ($I = 0$) bis zum Kurzschlußfall ($I = 160\ \text{mA}$) sehen wir im Bild 3.6b. Bis zur vorgesehenen Höchststromentnahme von 100 mA bleibt die Spannung nahezu konstant, sie geht lediglich von 8,8 V auf 8,5 V zurück. Voraussetzung dafür ist, daß durch die Z-Diode *ohne* Außenwiderstand ein Z-Strom in gleicher Höhe wie der vorgesehene Entnahmestrom fließt. Dabei darf der maximal zulässige Z-Strom – für die SZ 600/9,1 beträgt er $I_{zm} = 105\ \text{mA}$ – nicht überschritten werden, und danach wird

auch der Vorwiderstand der Z-Diode berechnet:

$$R = \frac{U_{cs} - U_z}{I_{zm}} = \frac{14,5\ \text{V} - 9,1\ \text{V}}{0,105\ \text{A}} = \frac{5,4\ \text{V}}{0,105\ \text{A}} = 51,4\ \Omega;$$

deshalb haben wir einen Widerstand von $56\ \Omega$ eingesetzt. Mit steigendem Entnahmestrom geht der Z-Strom zurück. Wird ersterer größer als der ursprüngliche Z-Strom, verliert die Schaltung ihre Stabilisierungseigenschaften, und die Klemmenspannung sinkt.

Wir bauen ein Gleichrichterzusatzgerät für den Experimentiertransformator

Schaltung und Bauelemente übernehmen wir vom letzten Versuch; das Ganze wird aber auf einer *Leiterplatte* aus kupferkaschiertem Halbzeug nach Bild 3.7 aufgebaut. Die »Leitungsführung« auf der Kupferseite verwirklichen wir im *Trennlinienverfahren* nach folgendem Ablauf:

1. Übertragen von Bild 3.7 a auf eine Papierschablone
2. Aussägen der Leiterplatte und Befleilen der Kanten
3. Blankscheuern der Kupferschicht mit »Ata-fein« und Wasser
4. Auflegen der Schablone, Festkleben mit Klebeband an zwei Seiten, Ankönnen der Bohrungen durch das Papier
5. Entfernen der Schablone
6. kräftiges Anreißen der Trennlinien mit Lineal und spitzer Reißnadel im Abstand von etwa 1 mm; die Kupferschicht dabei restlos durchtrennen

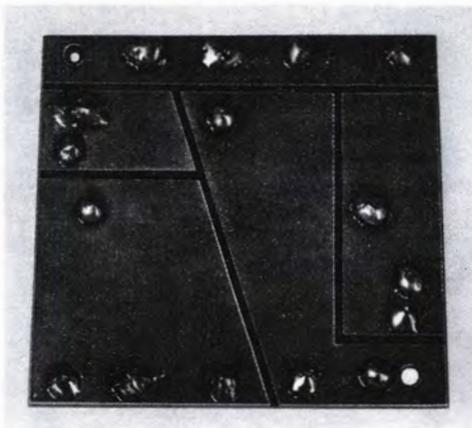


Bild 3.8. Die Gleichrichterschaltung von der Leiterseite und von der Bauelementeseite

7. Anschrauben der Leiterplatte mittels Spannzwinde am Tisch
8. Abheben des zwischen den Ritzen verbliebenen 1 mm breiten Streifens mit einem kleinen, scharfen Schraubenzieher und Abziehen des gesamten Streifens. Das erfordert einige Übung.
9. Bohren aller Löcher.

Nun können die Anschlußfäden der einzelnen Bauelemente entsprechend Bild 3.7 b durch die Leiterplattenbohrungen gesteckt, auf der Kupferseite mit einem Seitenschneider abgetrennt und mit der Kupferschicht verlötet werden. Zusätzlich löten wir noch parallel zur Gleichrichterdiode D einen Kondensator C_3 von 4,7 nF; er verhindert Brummscheinungen, die unter Umständen bei Versuchen mit einfachen Rundfunkempfängern auftreten können. Der Lötcolben soll eine Leistung von etwa 50 W haben, die Kupferspitze pyramidenförmig zugefeilt sein und die Lötung möglichst rasch erfolgen, damit sich die Kupferschicht nicht vom Grundmaterial löst. Zum guten Lötfluß verwenden wir säurefreies Lötmetz, das nach dem Anlöten aller Bauelemente in reichlich Spiritus wieder *vollständig* mit einer Bürste oder einem Pinsel abzuwaschen ist. Nach dem Trocknen streichen wir die Kupferseite mit lötbarem Elektro-Isolier-Schutzlack oder mit einer Lösung von Kolophonium in Spiritus. Bild 3.8 zeigt zwei Ansichten der bestückten Leiterplatte. Nach abschließender Funktionskontrolle bauen wir sie in das Trafogehäuse ein, schließen ihre Lötösen 1 und 2 an die Klemmen 24 und 6 des Trafos und verbinden die Ösen 2 und 3 mit den noch in die Deck-

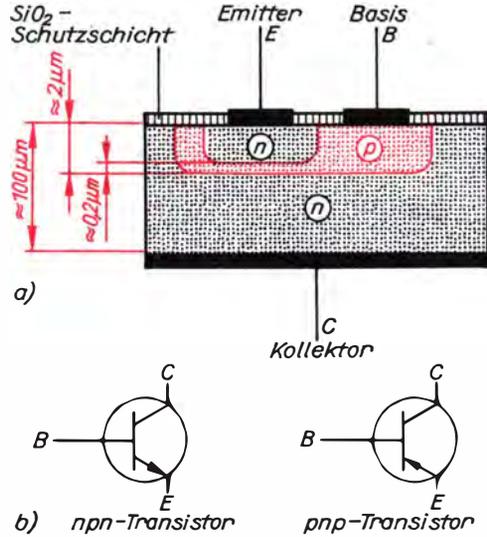


Bild 3.9. Querschnitt eines Planartransistors (a) und Schaltungszeichen von Transistoren (b)

platte des Gehäuses einzusetzenden Telefonbuchsen.

Der Transistor als Verstärker für Fernhörerbetrieb

Bild 3.9 a zeigt den Querschnitt eines Silizium-Planartransistors. Er heißt so, weil die pn-Übergänge zueinander und zur Oberfläche plan verlaufen. In das n-leitende Si-Plättchen wird durch eine erste Maske ein p-Gebiet eindiffundiert und in dieses wiederum durch eine zweite Maske ein n-Gebiet. So entsteht die Zonenfolge npn,

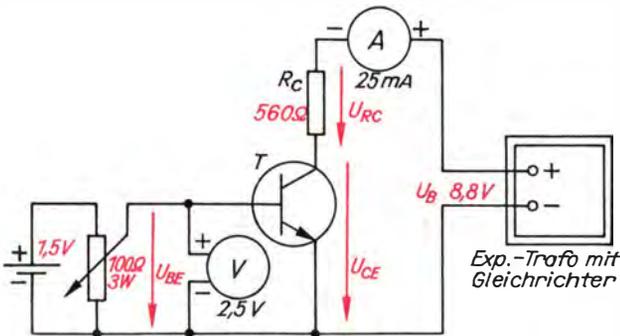


Bild 3.10. Schaltung zur Aufnahme der Transistor-Arbeitskennlinie (T : SF 126)

ebenso ist die Folge pnp möglich. Die Schaltungszeihen beider Transistorarten sind aus Bild 3.9 b ersichtlich. Die Diffusion erfolgt bei Temperaturen über 1000°C, und mit Temperatur und Zeit lassen sich sowohl Eindringtiefe als auch Konzentration des drei- bzw. fünfwertigen Dotierungsmaterials genau bestimmen. Aus einer *Substratscheibe* von rund 20 mm Durchmesser werden etwa 1000 Exemplare hergestellt (bei einem Flächenbedarf von 0,5 mm × 0,5 mm je Transistor). Die Diffusionstechnik bildet die Grundlage der billigen *Massenfertigung* von datengleichen Exemplaren als auch der *Mikroelektronik*.

So wie jede Diode mit einem Widerstand zusammenarbeitet, braucht auch jeder Transistor einen Arbeitswiderstand. Wir nehmen deshalb die Arbeitskennlinie mit einem Kollektorwiderstand von 560 Ω auf. Die Schaltung sehen wir im Bild 3.10, die entsprechende Kennlinie im Bild 3.11 a. Bei $I_C = 15,7 \text{ mA}$ »knickt« die Kurve ab. Trotz Erhöhung von U_{BE} – und damit I_B – bleibt I_C

konstant. Das darf uns nicht wundern, denn am Kollektorwiderstand fällt

$$U_{RC} = R_C \cdot I_C$$

$$= 560 \frac{\text{V}}{\text{A}} \cdot 15,7 \cdot 10^{-3} \text{ A} = 8,8 \text{ V,}$$

d. h. die gesamte Betriebsspannung U_B , ab. Das ist die obere Grenze des Arbeitsbereiches: I_C hat den Maximalwert

$$I_{Cm} = \frac{U_B}{R_C} \text{ erreicht, und } U_{CE} = U_B - U_{RC} \text{ ist}$$

Null geworden. Die untere Grenze ist durch $I_C = 0$ gegeben; die gesamte Betriebsspannung liegt jetzt am Transistor ($U_{CE} = U_B$). Es ist einleuchtend, daß der *Arbeitspunkt* in der Mitte zwischen den Grenzwerten liegen muß, also bei einem *Kollektorruhestrom* von

$$I_C = \frac{I_{Cm}}{2} = \frac{15,7 \text{ mA}}{2} = 7,85 \text{ mA.}$$

Dafür ist laut Arbeitskennlinie eine Basis-Emitter-Spannung von $U_{BE} \approx 0,6 \text{ V}$ erforderlich.

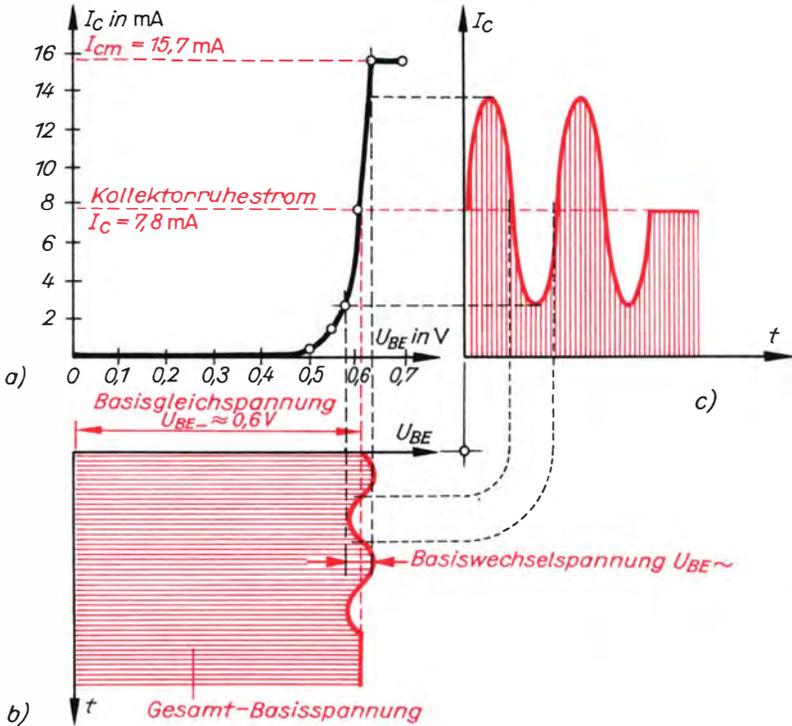


Bild 3.11. Zur Verstärkerwirkung des Transistors: a) Arbeitskennlinie eines Transistors, b) Basisspannung, c) Kollektorstromfluß

Gelangt nun zusätzlich dazu eine Wechselspannung entsprechend Bild 3.11b an die Basis, so wird der Kollektorstrom nach Bild 3.11 c gesteuert und ruft über dem Kollektorwiderstand analoge Spannungsänderungen hervor. Das ist der Grundgedanke für die Verstärkerwirkung. Der Basis-Emitter-pn-Übergang wird mit der Basisgleichspannung U_{BE} in Durchlaßrichtung betrieben, so daß über ihn ein Basisstrom I_B fließt. Sein Verhältnis zum Kollektorstrom I_C bildet eine der wichtigsten Kenngrößen des Transistors, die *Gleichstromverstärkung* $B = \frac{I_C}{I_B}$. Wir ermitteln diese, indem der Basisspannungsmesser als Strommesser in die Leitung vom Mittelabgriff des Potentiometers zur Basis gelegt wird und beide Ströme gemessen werden. Mit nur einem Meßgerät stellen wir zunächst den Kollektorruehstrom ein und legen es anschließend in die Basisleitung. Lesen wir für $I_C = 7,85 \text{ mA}$ einen Basisstrom $I_B = 0,04 \text{ mA}$ ab, beträgt die Gleichstromverstärkung $B = \frac{7,85 \text{ mA}}{0,04 \text{ mA}} \approx 200$.

Als Verstärker ist unsere letzte Schaltung so zu vervollkommen, daß die Basisgleichspannung aus der Betriebsspannung gewonnen wird und außerdem Verstärkereingang und -ausgang gleichspannungsfrei werden. Die entsprechend geänderte Schaltung ist aus Bild 3.12 ersichtlich, Bild 3.13 zeigt ihren Aufbau auf dem Experimentierbrett. Der Basiswiderstand R_B erfüllt die erste Forderung, die zweite wird von den beiden Kondensatoren C_B und C_C gewährleistet. Da $U_{RB} + U_{BE} = U_B$ ist, berechnen wir mit unseren Meßwerten für den

$$\begin{aligned} \text{Basiswiderstand einen Wert } R_B &= \frac{U_{RB}}{I_B} \\ &= \frac{U_B - U_{BE}}{I_B} = \frac{8,8 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{0,04 \text{ mA}} = 205 \text{ k}\Omega. \end{aligned}$$

Wir verwenden dafür einen Einstellwiderstand von $250 \text{ k}\Omega$, den wir zunächst auf Größtwert stellen und dann nach der Anzeige des Spannungsmessers im Wert so weit verkleinern, bis $U_{CE} = \frac{U_B}{2} = 4,4 \text{ V}$ beträgt.

Nun wiederholen wir den Telefonversuch, wie er am Ende des 2. Kapitels durchgeführt wurde, jetzt aber mit zwischengeschaltetem Verstärker. Es kann zwar nur noch in einer Richtung von A nach B gesprochen werden, dafür ist die Hörbarkeit bei B jedoch beträchtlich besser als im ersten Übertragungsversuch. Bei Verständigungsschwierigkeiten durch zu lautes Brummen verbinden wir unser »Fernhörmikrofon« über abgeschirmtes Niederfrequenz-(NF-)Kabel mit dem Verstärkereingang; das Abschirmgeflecht wird an den Minuspol der Schaltung gelegt.

Damit wir künftig ähnliche Schaltungen schnell berechnen können, fassen wir obige Gedanken allgemein zusammen und erhalten $R_B = \frac{2 \cdot B \cdot (U_B - U_{BE}) \cdot R_C}{U_B}$. Ist die Betriebsspannung U_B sehr viel größer als $U_{BE} \approx 0,6 \text{ V}$, dürfen wir U_{BE} vernachlässigen und $R_B = 2 \cdot B \cdot R_C$

schreiben. Danach würden wir für $R_B = 224 \text{ k}\Omega$ berechnen. Diese Genauigkeit reicht für unsere Belange vollauf zu. Wir müssen jedoch die Stromverstärkung des Transistors kennen; deshalb bauen wir als nächstes ein Meßgerät dafür.

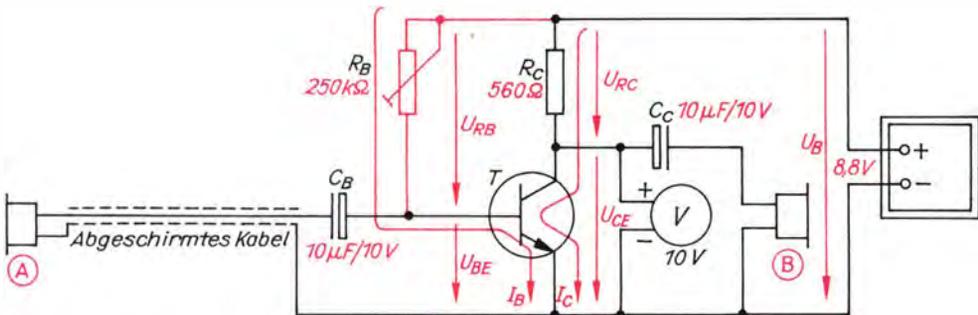


Bild 3.12. Übertragungsanlage mit einstufigem Verstärker (T : SF 126)

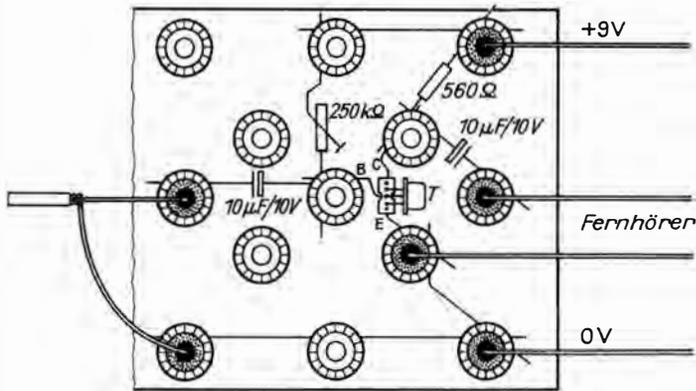


Bild 3.13. Aufbau des Verstärkers auf dem Experimentierbrett (T: SF 126)

Vorher jedoch eine Bemerkung zu C_B und C_C . C_B bildet mit Eingangswiderstand des Transistors, C_C mit dem Widerstand des Fernhörers eine Reihenschaltung. Um den Spannungsverlust über dem kapazitiven Blindwiderstand möglichst klein zu halten, wählt man die Kapazität so, daß ihr Blindwiderstand für die niedrigste Tonfrequenz etwa $\frac{1}{5}$ des anderen Reihewiderstandes

beträgt: $\frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{5} R$, also
 $C = \frac{5}{2\pi \cdot f \cdot R}$. Für $R = 1 \text{ k}\Omega$ (in dieser Größenordnung liegen sowohl Eingangs- als auch Fernhörerwiderstand) ergibt sich
 $C = \frac{5A}{2\pi \cdot 50 \text{ s}^{-1} \cdot 10^3 \text{ V}} = \frac{10^{-3}}{20\pi} \text{ F} = 15,8 \mu\text{F}$;
 wir wählen hier $10 \mu\text{F}$.

4. Ein Meßgerät für Dioden und Transistoren

Von Dioden interessieren vor allem die Größe des Sperrstromes und die Durchlaßfähigkeit, von Transistoren der Kollektorreststrom sowie die Stromverstärkung. Um mit nur einem Strommesser als Anzeigeelement auszukommen, muß die Größe des Basisstromes bekannt sein; wir erzeugen ihn genauso wie in unserer ersten Verstärkerschaltung mittels Basiswiderstand. Wenn bei 3 V Betriebsspannung und Vollauschlag im 25-mA-Bereich die Stromverstärkung genau 250 betragen soll, muß ein Basisstrom $I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{25 \text{ mA}}{250} = 0,1 \text{ mA}$ fließen und der Basiswiderstand für Si-Transistoren $R_B = \frac{U_B - U_{BE}}{I_B} = \frac{3 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{0,1 \text{ mA}} = 24 \text{ k}\Omega$ groß sein. Da bei Ge-Transistoren U_{BE} nur etwa 0,2 V beträgt, ergibt sich hier für $R_B = \frac{3 \text{ V} - 0,2 \text{ V}}{0,1 \text{ mA}} = 28 \text{ k}\Omega$. Der Transi-

stor wird während der Messung mit $P_V = U_{CE} \cdot I_C = 3 \text{ V} \cdot 25 \text{ mA} = 75 \text{ mW}$ belastet. Es ist daher sinnvoll, für höhere Stromverstärkungen bei Si-Transistoren den Basisstrom zu reduzieren. Für $\beta = 1000$ bei Vollausschlag dürfen nur $I_B = \frac{25 \text{ mA}}{1000} = 0,025 \text{ mA}$ fließen; der Basiswiderstand muß in diesem Fall $R_B = \frac{2,4 \text{ V}}{0,025 \text{ mA}} = 96 \text{ k}\Omega$ groß sein. Leistungstransistoren brauchen einen höheren Basisstrom; wir wählen 1 mA. Dafür sind Basiswiderstände von 2,4 kΩ (für Si) bzw. 2,8 kΩ (für Ge) erforderlich. Bei $\beta = 250$ fließt ein Kollektorstrom von $250 \cdot 1 \text{ mA} = 250 \text{ mA}$, und die Belastung des Transistors beträgt dann $3 \text{ V} \cdot 0,25 \text{ A} = 0,75 \text{ W}$. Mit den letzten beiden Basiswiderständen dürfen also nur solche Typen gemessen werden, deren

Verlustleistung größer als 1 W ist. Damit ungenaue Widerstände die Meßergebnisse nicht verfälschen, stellen wir möglichst genaue Kombinationen durch Reihen- oder Parallelschaltung her; unsere Meßbrücke muß sich erstmalig bewähren! Der vollständige Stromlaufplan des Meßgerätes ist aus Bild 4.1 ersichtlich. Die Basiswiderstände R_1 oder $R_1 + R_2$ bzw. R_3, R_4 oder R_5 können nacheinander mit einer Ebene (S_{1a}) des zweipoligen 8-Stellen-Umschalters S_1 an die Basis gelegt werden, Schalter S_4 ist zu öffnen, wenn bei 100-mW-Si-Transistoren B größer als 250 ist; die dann wirksame Reihenschaltung von R_1 und R_2 ist 96 k Ω groß. Mit der zweiten Schalterebene S_{1b} sind notwendige Prüfungen möglich: Kontrolle der Batteriespannung (BK) und Kontrolle auf Kurzschluß (KS) des pn-Übergangs. R_6 ist so bemessen, daß bei intakter Batterie ein

Strom von $I = \frac{3V}{150\Omega} = 20\text{ mA}$ fließt; bei geringerer Anzeige sind die beiden Mono-

zellen auszuwechseln. R_7 begrenzt den Strom im Fall eines inneren Transistor- oder Diodenkurzschlusses auf 10 mA. Tritt dieser Fall auf, müssen weitere Messungen unterbleiben.

Mit dem Umschalter S_2 werden die Anschlüsse von Batterie und Meßgerät umgepolt. Dadurch sind sowohl npn- als auch pnp-Transistoren meßbar, und die Anschlüsse von Dioden müssen beim Prüfen des Sperr- und Durchlaßverhaltens nicht vertauscht werden. Taster S_3 trennt grundsätzlich die Basiswiderstände von der Spannungsquelle, so daß stets zunächst der Kollektorreststrom gemessen wird. Erst nach Tastendruck fließt der gewünschte Basisstrom und damit auch ein Kollektorstrom, dessen Wert bei Si-Transistoren (I_{CE0} meist nicht meßbar) ein direktes Maß für die Stromverstärkung ist:

- Transistor mit $P_{Vm} > 100\text{ mW}$:
 $25\text{ mA} \cong B = 250$ (bzw. 1000)
- Transistoren mit $P_{Vm} > 1\text{ W}$:
 $250\text{ mA} \cong B = 250$.

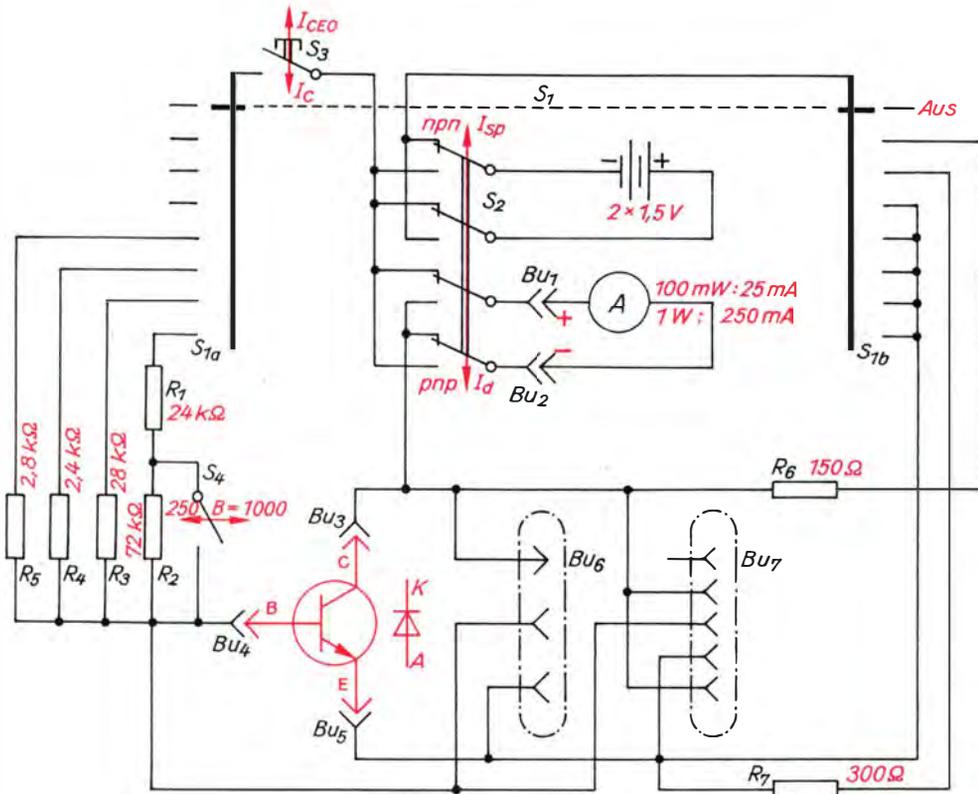


Bild 4.1. Stromlaufplan des Dioden-Transistor-Meßgerätes

4. Ein Meßgerät für Dioden und Transistoren

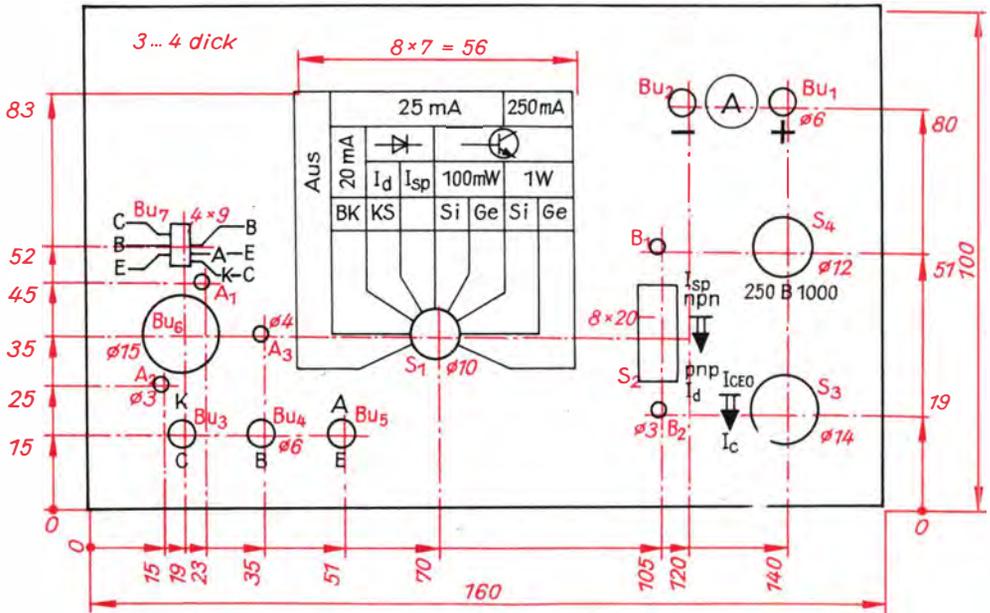


Bild 4.2. Zur Gestaltung der Deckplatte für das Dioden-Transistor-Meßgerät

Bei Ge-Transistoren ist vom Kollektorstrom der Reststrom vor der B -Bestimmung zu subtrahieren. Für die verschiedenen Dioden- und Transistorbauformen sind drei Anschlußmöglichkeiten vorgesehen: $Bu_3/Bu_4/Bu_5$, Bu_6 und Bu_7 . Bild 4.2 zeigt das Bearbeitungsschema der Deckplatte aus Pertinax für unser Meßgerät und gibt auch an, wie wir beschriften und wo die Schalter einzusetzen sind. B_1 , B_2 und S_2 richten sich nach dem verfügbaren Umschalter; im Mustergerät wurde ein rastender Schiebepotentiometer verwendet. Die Bohrungen $Bu_1 \dots Bu_5$ nehmen Telefonbuchsen auf, in Bu_7 kleben wir eine fünfpolige Transistor-

fassung. Für Leistungstransistoren schrauben wir bei A_1 und A_2 eine siebenpolige Röhrenfassung fest. Obwohl der Abstand von einer zur übernächsten Fassungsklemme 6,7 mm beträgt, können hier die 6 mm entfernten Sockelstifte der Leistungstransistoren eingesteckt werden – aber nur etwa 2 mm! Den Kollektoranschluß bildet ein in A_3 stehender und beidseitig mit Unterlegscheiben und Muttern festgeschraubter Gewindebolzen M4 von 20 mm Länge. Sein Abstand von der Röhrenfassung sichert den richtigen Elektrodenanschluß, und die Mutter auf der Deckplatte verhindert ein zu weites Einschieben. Für die elek-

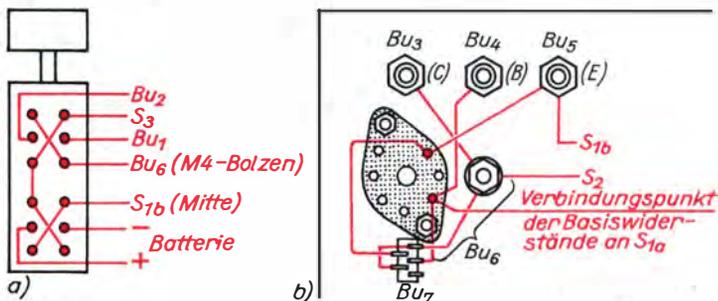


Bild 4.3. So verdrahten wir den Schiebepotentiometer (a) und die Buchsen zum Anschluß der Meßobjekte (b)

trische Kontaktgabe mit dem Kollektor (Transistorgehäuse) brauchen wir eine leicht und schnell drehbare Rändelmutter M4. Sie kann aus einem 20 mm langen Rundstab von 6 mm Durchmesser und mit Innengewinde M4 durch Aufstecken eines Potentiometerdrehknopfes gefertigt werden. Die nicht benötigten Klemmen der Röhrenfassung gießen wir mit EP 11 aus; Bild 4.3 gibt noch einige Hinweise zur Verdrahtung.

Die bestückte Deckplatte kleben wir mit EP 11 auf einen 45 mm hohen Rahmen aus 6 mm dickem Sperrholz. In den freien Raum neben die Schalter passen hintereinander zwei Monozellen, deren Pluspolkontakt aus dünnem Messingblech direkt an eine Gehäuseinnenwand geklebt wird; der Minuspolkontakt muß beide Zellen federnd zusammendrücken. Das kann sowohl mit einer Schraubenfeder als auch mit einem Winkel aus nicht zu schwachem Federmessing geschehen. Zwei von unten an die Deckplatte geleimte Holzleisten sorgen für den notwendigen Abstand der Zellen von den Anschlußbuchsen des Strommessers und vermeiden gleichzeitig ein seitliches Verrutschen. Je ein Gummi oder ein Gehäuseboden drückt die Zellen gegen die Lei-

sten. In den Bildern 4.4 und 4.5 sehen wir zwei Ansichten unseres Meßgerätes.

Um jederzeit sicheres und schnelles Messen zu gewährleisten, fertigen wir uns abschließend folgende *Bedienungsanleitung* an:

I. *Anschluß von Dioden:*

Bu₇: Plastverkappte Si-Planardioden
 Bu₃/Bu₅: Dioden anderer Bauformen über kurze Steckerschnüre mit Krokodilklemmen.

II. *Anschluß von Transistoren:*

Bu₇: Miniplasttransistoren (unterschiedliche Elektrodenanordnung beachten!)
 Bu₆: Leistungstransistoren
 Bu₃/Bu₄/Bu₅: Transistoren anderer Bauformen über kurze Steckerschnüre mit Krokodilklemmen.

III. *Diodenprüfung:*

1. S₁: Aus; S₂: I_{sp}; Strommesser (SM): 25 mA
2. Diodenanschlüsse ermitteln, Diode anschließen (vgl. I)
3. S₁: BK (Batteriekontrolle, I = 20 mA)
4. S₁: KS (Kurzschlußprüfung, I < 2 mA); bei I ≈ 10 mA: pn-Übergang zerstört, Diode unbrauchbar, Messung abbrechen



Bild 4.4. Blick in die Verdrahtung des Dioden-Transistor-Meßgerätes



Bild 4.5. Ansicht des Dioden-Transistor-Meßgerätes

5. S_1 : I_{sp} (*Sperrstrommessung*), Meßbereich SM nach Bedarf verkleinern, I_{sp} ablesen, SM: 25 mA
 6. S_1 : I_d ; S_2 : I_d (*Durchlaßstromkontrolle*, $I \approx 10$ mA); bei $I = 0$: Zuleitung zum Kristall unterbrochen, Diode unbrauchbar
 7. S_1 : Aus; S_2 : I_{sp} .

Beispiele:

Diodentyp	I_{sp} in μA	I_d in mA
GY 109	16	9,4
SY 200	0	8,0
GA 101	3	7,0

IV. *Transistormessung:*

- S_1 : Aus; SM: 25 mA
- Transistoranschlüsse und Daten (Material, Zonenfolge, Verlustleistung) ermitteln, Transistor anschließen (vgl. II.)
- S_2 : entsprechend Zonenfolge (npn oder pnp)
- S_1 : BK (Batteriekontrolle, $I = 20$ mA)
- S_1 : KS (Kurzschlußprüfung, $I < 2$ mA); bei $I \approx 10$ mA: Kollektor-pn-Übergang zerstört, Transistor unbrauchbar, Messung abbrechen (Emitter-pn-Übergang unter Umständen noch als Diode verwendbar)
- S_1 : entsprechend Material und Verlustleistung (*Reststrommessung*), Meßbereich SM nach Bedarf verkleinern, I_{CEO} ablesen. SM entsprechend Verlustleistung (100 mW: 25 mA, 1 W: 250 mA)
- S_3 : I_C (*Kollektorstrommessung*):
 100-mW-Transistoren: bei $I < 2,5$ mA: SM 2,5 mA
 100-mW-Si-Transistoren: bei $I > 25$ mA: S_4
 $B = 1000$
 1-W-Transistoren: bei $I < 25$ mA: SM 25 mA
 I_C bzw. B (bei $I_{CEO} = 0$) ablesen
- S_1 : Aus; SM: 25 mA.

Beispiele:

Transistor-typ	I_{CEO} in μA	I_C in mA	B
SF 121	0	19	$19 \cdot 10 = 190$
GC 301	100	5	$(5 - 0,1) \cdot 10 = 49$
GD 175	700	58	$58 - 0,7 = 57,3$
KU 601	0	85	85

5. Experimente mit einfachen Tonfrequenzverstärkern

So interessant unser historischer Telefonversuch mit Verstärker auch war – auf die Dauer ist es lästig, für Experimente immer auf einen Mikrofonsprecher angewiesen zu sein; wir brauchen deshalb für die weiteren

Versuche eine Signalquelle, die jederzeit – und zudem noch angenehme – Tonfrequenzen liefern kann. Dazu eignet sich ganz vorzüglich ein kleiner Rundfunkempfänger für den Orts- oder Bezirkssender.

Ein Diodenempfänger als Tonfrequenzquelle

Den Stromlaufplan dieses einfachen Gerätes für Mittelwellenempfang sehen wir im

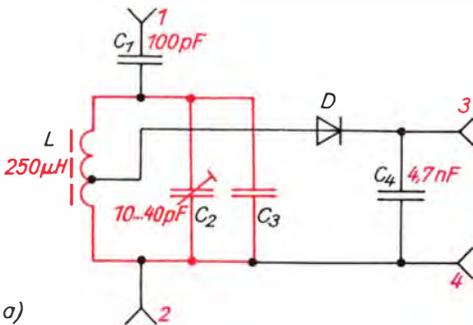
Bild 5.1 a; Bild 5.1 b entnehmen wir die für »unseren« Sender erforderliche Kapazität

C_3 . Die Gesamtkapazität C von Trimmer C_2 und Festkondensator C_3 bildet mit der Spuleninduktivität L eine Parallelschaltung von Wechselstromwiderständen, die an der Hochfrequenz-(HF-)Spannungsquelle Antenne-Erde liegt. Bei Gleichheit von induktivem und kapazitivem Blindwiderstand fließen durch beide gleiche Teilströme. Da jedoch am Kondensator der Strom der Spannung um $\frac{\pi}{2}$ vorausseilt, an der Spule aber um denselben Winkel nachläuft, fließen beide Teilströme gegeneinander. Fassen wir die Parallelschaltung von L und C als neuen, »selbständigen« Stromkreis auf, wird die Unterscheidung der beiden gleichgroßen Teilströme I_L und I_C überflüssig. Der über beide Blindwiderstände fließende Strom ist ein neuer Wechselstrom, eine *elektrische Schwingung*. Deshalb bezeichnen wir diese Parallelschaltung als *Schwingkreis*, die eine von L und C abhängige *Eigenfrequenz* hat. Aus $X_L = X_C$ bzw.

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

Stimmt sie mit der den Schwingkreis immer wieder anstoßenden Frequenz des einfallenden Senders überein, liegt Resonanz vor, und der Schwingkreisstrom nimmt einen Höchstwert an; nur dieser Sender wird empfangen. Durch Verändern der Trimmerkapazität stimmen wir die Eigenfrequenz unseres Empfängerschwingkreises auf die gewünschte Senderfrequenz ab. Um aus der empfangenen HF-Schwingung die NF-Information zu gewinnen, ist eine Gleichrichtung erforderlich, die hier als »Demodulation« bezeichnet wird. C_4 ist ein Ladekondensator, der die demodulierten HF-Schwingungen zur Tonschwingung »glättet«. Wer sich näher mit der Theorie und Praxis der Rundfunktechnik beschäftigen will, findet Genaueres in König L.: »Rundfunk und Fernsehen selbst erlebt«, Urania-Verlag Leipzig/Jena/Berlin.

Wir bauen die Schaltung wieder auf eine Leiterplatte: Bild 5.2 a zeigt die Leitungsführung, Bild 5.2 b den Bestückungsplan. Im Unterschied zum Gleichspannungs-Zusatzgerät wenden wir hier ein anderes Verfahren an; Zeichnen der Leitungsführung mit verdünntem Nitrolack oder dem im handelsüblichen Aëtzsatz enthaltenen Abdecklack und anschließendes Ätzen der freien Kupferflächen. Als Ätzmittel dient entweder die nach der dem Ätzensatz beiliegenden Anleitung vorbereitete Salzlösung oder in einer Fachdrogerie gekauft Eisen-III-Chlorid (FeCl_3), von dem jeweils 40 ... 50 g in 100 cm³ Wasser zu lösen sind. Bis zum Arbeitsgang 5 stimmen beide Leiterplattenverfahren überein (vgl. S. 39), und so geht's weiter:



a)

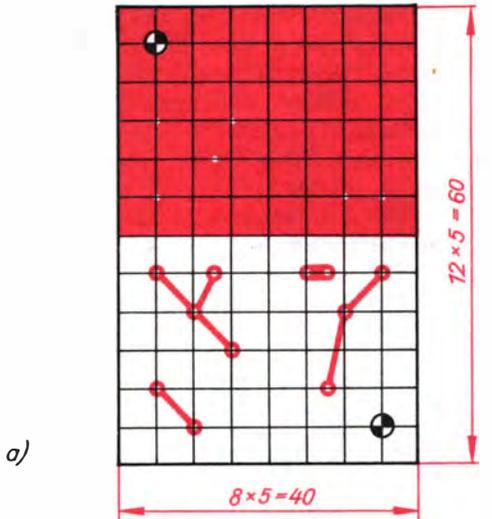
f in kHz	C_3 in pF
510	330
600	220
700	150
800	120
900	80
1000	60
1200	33
1400	15
1600	—

b)

Bild 5.1. Diodenempfänger für Mittelwelle:
a) Stromlaufplan (D : GA 101),
b) Kapazitätswerte von C_3

6. Zeichnen der Lötunkte mit einem Nullenzirkel
7. Ausfüllen der freien Flächen innerhalb der Kreise
8. Zeichnen der Leitungen mit Reißfeder und Tuschelineal
9. Streichen der großen Leiterfläche mit einem Pinsel
10. Platte mit der Kupferseite nach oben in eine Glas- oder Plasteschale legen, Ätzlösung darübergießen
11. Schale fortwährend einseitig anheben und absenken, so daß die Ätzlösung ständig über die Kupferschicht fließt

5. Experimente mit einfachen Tonfrequenzverstärkern



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

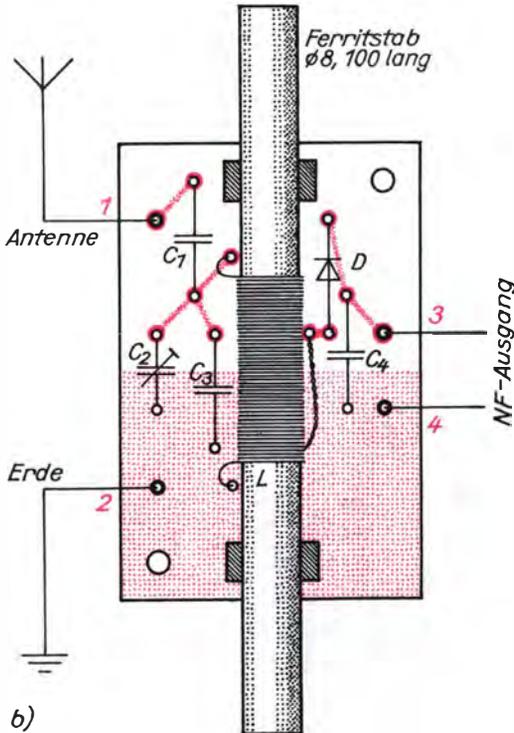


Bild 5.2. Leitungsführung (a) und Bestückungsplan (b) für den Diodenempfänger

12. nach Abschluß des Ätzprozesses Lösung abgießen, Platte unter fließendem Wasser gründlich spülen und Schale säubern

13. Lackschichten mit Verdüner entfernen
14. Bohren der Löcher (1 mm für Bauelemente, 1,5 mm für Stecklötösen, 3 mm für Befestigungsschrauben).

Für das Bestücken und Verlöten gelten die bereits auf S. 40 gegebenen Hinweise.

Die Spule aus CuL 0,4 wickeln wir sauber Windung an Windung auf einen vorher mit Zellglas-Selbstklebeband umhüllten Ferritstab von 8 mm Durchmesser und 100 mm Länge; sie erhält insgesamt 60 Windungen und wird für den Diodenanschluß nach der fünfzigsten angezapft. Ihre Induktivität beträgt etwa $250 \mu\text{H}$. Bild 5.3a verdeutlicht, wie Spulenanfang und Spulenende mittels nicht zu schwacher Plastfoliestreifen festgezogen werden. Mit zwei nach Bild 5.3b aus einem 6...8 mm dicken Pertinax- oder Hartholzstück gefertigten Abstandsklötzchen kleben wir den bewickelten Ferritstab auf die Leiterplatte. Zwei Ansichten der fertigen Empfängerplatine sind aus Bild 5.4 ersichtlich.

Zum Abstimmen auf den Ortssender schalten wir den Empfänger nach Bild 5.5 anstelle des Fernhörmikrofons mit zwei kurzen Leitungen an den Eingang unseres Verstärkers auf dem Experimentierbrett. Der Antennendraht soll etwa 2...5 m lang sein und muß in Wohnhäusern mit Stahlbetonaußenwänden unter Umständen auf den Balkon geführt werden; als Erdung schaffen wir über ein möglichst kurzes Kabel

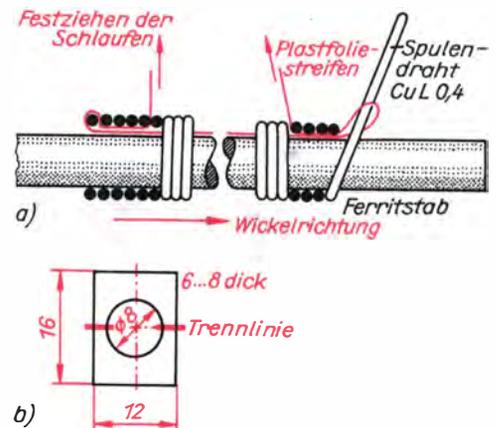


Bild 5.3. Einzelheiten zur Ferritstabspule: a) so werden die Spulenden festgezogen, b) die beiden Abstandsklötzchen fertigen wir aus einem Stück

einen guten Kontakt zum Metallrohr der Wasserleitung; Plastrohre sind dafür nicht geeignet! Während des Trimmens mit einem selbstgefertigten Schraubenzieher aus Pertinax muß im Fernhörer der Ortssender wahrnehmbar werden, es sei denn, er hat gerade Sendepause!

Zum Erzielen der größten Lautstärke oder auch zum »Auffinden« des Senders überhaupt vergrößern oder verkleinern wir C_3 um 20 pF und trimmen erneut, bis wir mit dem Ergebnis zufrieden sind.

Vorverstärker sind Spannungsverstärker

Die wichtigsten Schaltungsarten

Nachdem unser Diodenempfänger mit Verstärker und Fernhörer zufriedenstellenden Empfang ermöglicht, probieren wir weitere Verstärkerschaltungen auf dem Experimentierbrett aus. Entsprechend Bild 5.6 entfernen wir den einen Anschluß des Basiswiderstandes vom Pluspol der Betriebsspannung, legen ihn an den Kollektor und stellen durch Verkleinern seines Wertes die Kollektorspannung wieder auf 4,4 V. Da jetzt ein

Teil der verstärkten Wechselspannung an die Basis zurückgeleitet wird, kommt es zu einer leicht verstärkungsmindernden *Spannungsgegenkopplung*; dafür wird der Arbeitspunkt aber stabil gegenüber Temperaturschwankungen. Steigt z. B. der Kollektorstrom infolge übermäßiger Erwärmung an, fällt über R_C eine höhere Spannung ab, U_{CE} sinkt, der Basisstrom geht zurück und bewirkt einen Rückgang des Kollektorstromes. Da hier $U_{RB} + U_{BE} = U_{CE}$ gilt und wie bei der ersten Schaltung $U_{CE} = \frac{U_B}{2}$ sein

$$\begin{aligned} \text{mu\ss, erhalten wir f\ur } R_B &= \frac{U_{RB}}{I_B} \\ &= \frac{U_{CE} - U_{BE}}{I_B} = \frac{4,4\text{ V} - 0,6\text{ V}}{0,04\text{ mA}} = 95\text{ k}\Omega. \end{aligned}$$

Mit den bereits auf S. 41 genannten Beziehungen $I_B = \frac{I_C}{B}$, $I_C = \frac{I_{cm}}{2}$ und $I_{cm} = \frac{U_B}{R_C}$ lautet die exakte Gleichung zum Berechnen des Basiswiderstandes dieser Schaltung

$$R_B = \frac{B \cdot R_C \cdot (U_B - 2 U_{BE})}{U_B}$$

Wegen der Toleranz von $\pm 10\%$ der Widerstandsreihe E 12 dürfen wir auch hier – vorausgesetzt, daß U_B beträchtlich größer als U_{BE} ist – den Basiswiderstand mit der Nä-

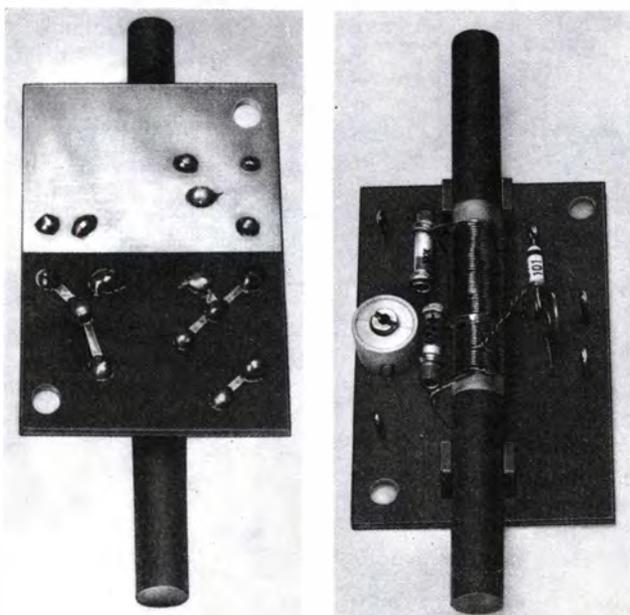


Bild 5.4. Unser Diodenempfänger DE von der Leiterseite und von der Bauelementeseite

5. Experimente mit einfachen Tonfrequenzverstärkern

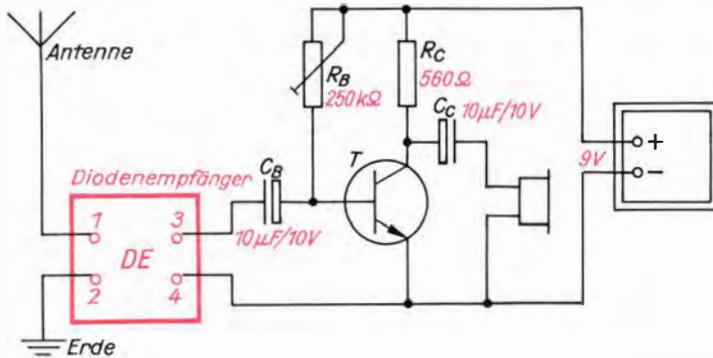


Bild 5.5. Diodenempfänger als Signalquelle (T : SF 126)

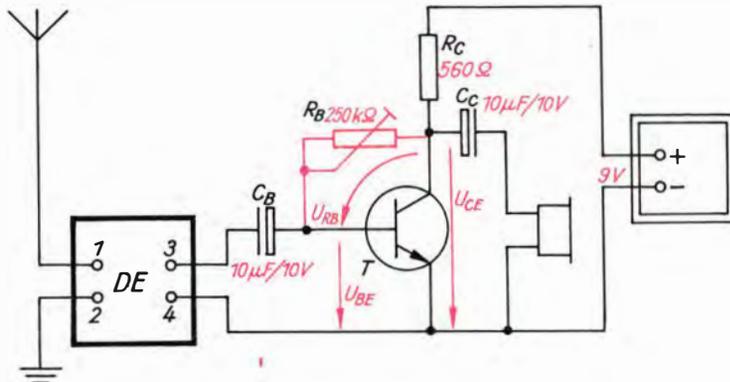


Bild 5.6. Verstärkerstufe mit Spannungsgegenkopplung (T : SF 126)

herungsbeziehung $R_B = B \cdot R_C$ berechnen; wir erhalten $R_B = 200 \cdot 560 \Omega = 112 \text{ k}\Omega$.

Um die Lautstärke weiter zu vergrößern, bauen wir als nächstes einen *zweistufigen* Verstärker nach Bild 5.7a auf. Bild 5.7b zeigt, wie die neue Stufe mit *Basisspannungsteiler* vor die schon erprobte Verstärkerstufe auf dem Experimentierbrett geschaltet wird. Auffällig ist der für hohe Spannungsverstärkung notwendige hochohmige Kollektorwiderstand von $10 \text{ k}\Omega$. Bei 8 V Betriebsspannung für die Vorstufe ist ein Kollektorstrom von $I_C = \frac{U_B}{2 R_C} = \frac{8 \text{ V}}{20 \text{ k}\Omega} = 0,4 \text{ mA}$ einzustellen ($U_{CE} = 4 \text{ V}$). Beträgt die Stromverstärkung des Si-npn-Miniplasttransistors T_1 $B = 120$, muß ein Basisstrom $I_B = \frac{0,4 \text{ mA}}{120} = 0,00333 \text{ mA}$ fließen.

Den *Querstrom* durch den Spannungsteiler R_{B1}/R_{B2} wählt man fünf- bis zehnmals größer: $I_Q = 10 \cdot I_B = 0,0333 \text{ mA}$. Für R_{B2} wird des-

halb ein Widerstand von $R_{B2} = \frac{U_{BE}}{I_Q}$

$= \frac{0,6 \text{ V}}{0,0333 \text{ mA}} = 18 \text{ k}\Omega$ gebraucht. Durch R_{B1} fließt zusätzlich noch der Basisstrom;

wir berechnen: $R_{B1} = \frac{U_B - U_{BE}}{I_Q + I_B}$

$= \frac{8 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{0,0366 \text{ mA}} = 202 \text{ k}\Omega$. Dafür verwenden

wir wieder einen Einsteller, dessen Wert so weit verkleinert wird, bis wir – ohne Verbindung mit Stufe 2 – $U_{CE} = 4 \text{ V}$ messen. Dann klemmen wir C_4 an der Basis von T_2 ab und legen ihn so zwischen den Kollektor von T_1 und die Basis von T_2 , daß sein Pluspol am Kollektor von T_1 liegt; dort beträgt die Gleichspannung $+4 \text{ V}$ – im Gegensatz zu nur $+0,6 \text{ V}$ an der Basis von T_2 .

Es ist nicht ganz einfach, die zum Teil notwendigen vier Anschlußfahnen der Bauelemente mit einer Apparateklemme kontakt-sicher zu verbinden. Da jedoch die Gewinn-

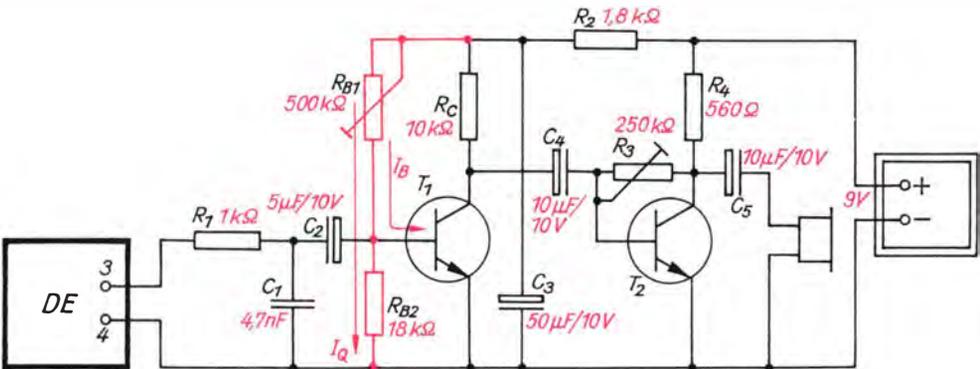
debolzen der Klemmen auf der Brettunterseite weit genug herausragen, können wir auch hier mittels Unterlegscheiben und Muttern weitere Bauelemente gut anklemmen.

Neben den eigentlichen Verstärkerstufen enthält die neue Schaltung noch zwei Siebglieder. R_1C_1 schließt eventuell am Ausgang des Diodenempfängers noch vorhandene HF-Reste kurz; R_2C_3 glättet die Betriebsspannung weiter für die Vorstufe und entkoppelt gleichzeitig beide Stufen.

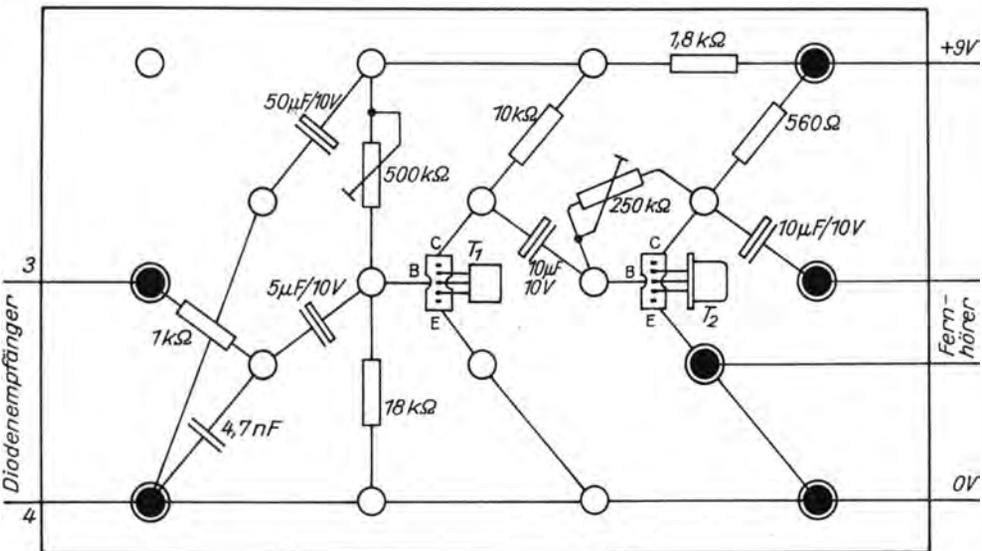
Nach Arbeitspunkteinstellung und Anschluß des Diodenempfängers gibt unser Fernhörer jetzt so kräftige Schallwellen ab,

daß er bereits als Minilautsprecher wirkt. Die Ausgangswchelspannung können wir mit einem zum Fernhörer parallelgeschalteten Spannungsmesser (Meßbereich 2,5 V ~) nachweisen; bei günstigen Empfangsbedingungen sind bis 1,5 V zu messen. Noch höhere Werte deuten auf Übersteuerung hin. In diesem Fall muß die Antennendrahtlänge verkürzt werden, damit noch eine saubere Wiedergabe möglich ist. Im Bild 5.8 sehen wir eine Ansicht des zweistufigen Verstärkers auf dem Experimentierbrett.

Aus der Darstellung des Verstärkungsvorgangs im Bild 3.11 erkennen wir, daß bei



a)



b)

Bild 5.7. Verstärkerstufe mit Basisspannteiler in einem zweistufigen Verstärker: a) Stromlaufplan (T_1 : SC 236, T_2 : SF 126), b) Aufbau auf dem Experimentierbrett

voller Aussteuerung infolge Krümmung der Arbeitskennlinie die Kollektorwechselstromkurve – im Vergleich zur Basiswechselspannung – verzerrt wird. Um dem entgegenzuwirken, erhalten hochwertige Verstärkerstufen einen *Emitterwiderstand* (vgl. Bild 5.9); man wählt seinen Wert

$$R_E \approx \frac{1}{10} R_C.$$

Damit fällt natürlich auch ein Teil der Ausgangswechselspannung an ihm ab, und die Verstärkung der Stufe wird geringer. Ist das unerwünscht, muß der Emitterwiderstand wechselstrommäßig mit einem im Vergleich zu R_E niederohmigen kapazitiven Blindwiderstand X_{CE} überbrückt werden; üblich ist ein Verhältnis von

$$X_{CE} \approx \frac{1}{10} R_E$$

für die niedrigste Tonfrequenz f . Beträgt z. B. $R_E = 330 \Omega$ und nimmt man $f = 50 \text{ Hz}$ an, muß nach

$$\frac{1}{2 \pi \cdot f \cdot C_E} = \frac{R_E}{10}$$

der *Emitterkondensator* eine Kapazität von

$$C_E = \frac{10}{2 \pi \cdot f \cdot R_E} = \frac{10}{2 \pi \cdot 50 \text{ s}^{-1} \cdot 330 \text{ V}} = \frac{10^{-3}}{\pi \cdot 3,3} \text{ F} = 96,5 \mu\text{F}$$

haben; wir würden dann $C_E = 100 \mu\text{F}$ verwenden.

Wir bauen einen zweistufigen Vorverstärker

Den grundsätzlichen Aufbau kennen wir bereits; die neue Schaltung soll jedoch in

einigen Einzelheiten weiter verbessert werden. Während die Ausgangsstufe im Bild 5.7a für die Anpassung des Fernhörers einen verhältnismäßig niederohmigen Kollektorwiderstand $R_4 = 560 \Omega$ hat, erhöhen wir diesen jetzt aus Gründen höherer Spannungsverstärkung auf $R_7 = 3,3 \text{ k}\Omega$ (siehe Bild 5.10) und bauen in die Emitterleitung die am Ende des letzten Abschnittes erwähnte RC-Parallelschaltung $R_6 C_4$ ein. R_6 berechnen wir selbst in Abhängigkeit von der Stromverstärkung des Transistors T_2 (vgl. S. 50). Auch die Vorstufe mit Basis-Spannungsteiler weist einige Besonderheiten auf. Über C_2 und R_3 gelangt ein Teil der Wechselspannung vom Emitterwiderstand R_4 wieder an die Basis zurück. Da die NF an Basis und Emitter gleiche Phasenlage hat, kommt es zu einer Mitkopplung, und dadurch erhöht sich der Eingangswiderstand dieser Stufe ganz beträchtlich. Das Siebglied $R_9 C_5$ liegt diesmal nicht zwischen den Stufen, sondern vor beiden gemeinsam und soll den Vorverstärker vom später noch zu bauenden Endverstärker entkoppeln.

Bei $U_{BV} = 6 \text{ V}$ und $B_1 = 200$ berechnen wir $I_{C1} = \frac{U_{BV}}{2(R_4 + R_5)} = \frac{6 \text{ V}}{2 \cdot 11 \text{ k}\Omega} = 0,273 \text{ mA}$, $I_{B1} = 0,00137 \text{ mA}$ und $I_Q = 0,0137 \text{ mA}$. Mit diesen Strömen und den leicht zu ermittelnden Spannungen lassen sich dann beide Widerstände des Spannungsteilers in der bekannten Art be-

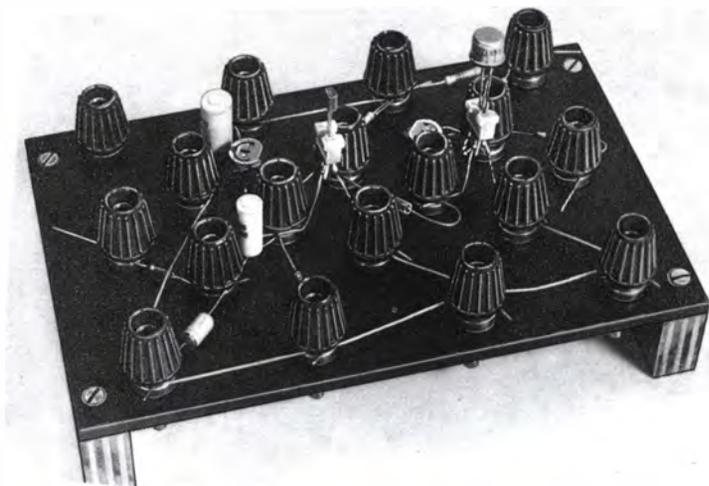


Bild 5.8. Ansicht des zweistufigen Verstärkers

rechnen. C_2 bildet mit der wechselstrommäßigen Parallelschaltung von R_1 und R_2 ($R_{1,2} = 47,9 \text{ k}\Omega$) eine Reihenschaltung, so daß seine Kapazität mindestens

$$C_2 = \frac{5}{2\pi \cdot f \cdot R_{1,2}} = \frac{5 \text{ A}}{2\pi \cdot 50 \text{ s}^{-1} \cdot 47,9 \cdot 10^3 \text{ V}} = 0,33 \mu\text{F}$$

betragen muß; wir verwenden einen Elko von $1 \mu\text{F}/1,5 \text{ V}$.

Es empfiehlt sich, auch diese Schaltung – wie alle noch folgenden – zunächst auf dem Experimentierbrett aufzubauen und die Arbeitspunkte durch Wahl der richtigen Basiswiderstände (hier R_1 und R_6) möglichst genau einzustellen. An den Kollektoren beider Transistoren müssen die Spannungen bei etwa $3,2 \text{ V}$ liegen; Abweichungen von $\pm 10 \%$ können wir zulassen. Wir kontrollieren auch die Betriebsspannung $U_{BV} \approx 6 \text{ V}$. Erst danach übertragen wir die einzelnen Bauelemente auf die Leiterplatte nach Bild 5.11, wobei die Transistoren zuletzt eingelötet werden. Aus Bild 5.11c ist ersichtlich, wie die Anschlußfahnen der Miniplasttransistoren zu biegen sind. Bild 5.12 zeigt unseren zweistufigen Vorverstärker von der Bauelementeseite. Nach nochmaliger Kontrolle der Arbeitspunkte schließen wir entsprechend Bild 5.10 an den Verstärkereingang über ein Potentiometer P als Lautstärkeeinsteller den Diodenempfänger und an den Ausgang zunächst nur den Wechselspannungsmesser ($2,5 \text{ V} \sim$). Das Potentiometer drehen wir nur so weit auf, daß die Ausgangswechselspannung nicht

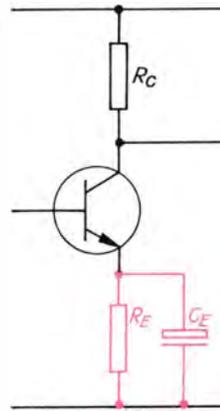


Bild 5.9. Verstärkerstufe mit Emitterwiderstand und Emitterkondensator

über $1,5 \text{ V}$ steigt. Dann schließen wir den Fernhörer an: Sofort sinkt die Spannung infolge Fehlanpassung ganz beträchtlich. Soll der verhältnismäßig niederohmige Fernhörer weiterhin mit diesem Verstärker betrieben werden, muß durch eine zusätzliche Transistorstufe der Wechselstromwiderstand des Fernhörers heraufgesetzt werden.

Ein Impedanzwandler für unseren Fernhörer

Mit *Impedanz* bezeichnet man den Scheinwiderstand eines Gerätes bei der Frequenz von 1 kHz ; ein Impedanzwandler ist demnach ein »Scheinwiderstandswandler«.

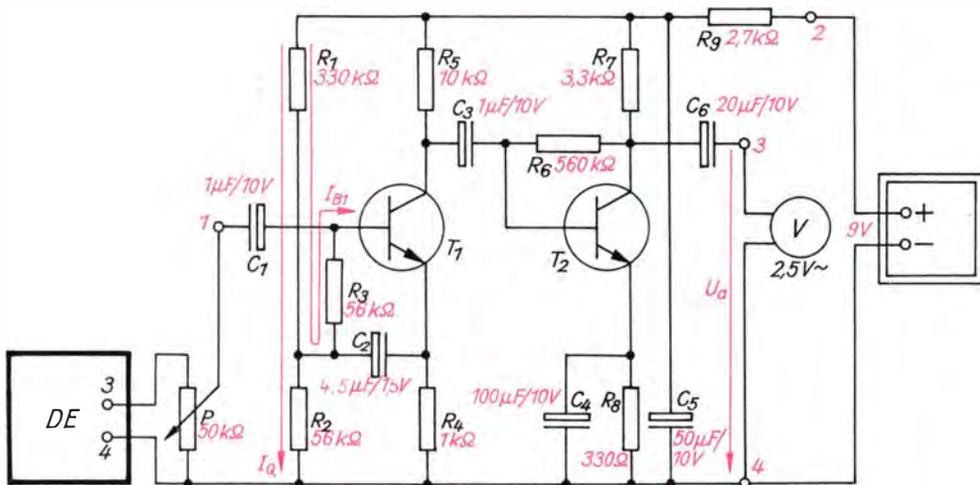


Bild 5.10. Stromlaufplan des zweistufigen Vorverstärkers VV1 (T_1 : SC 237, T_2 : SC 236)

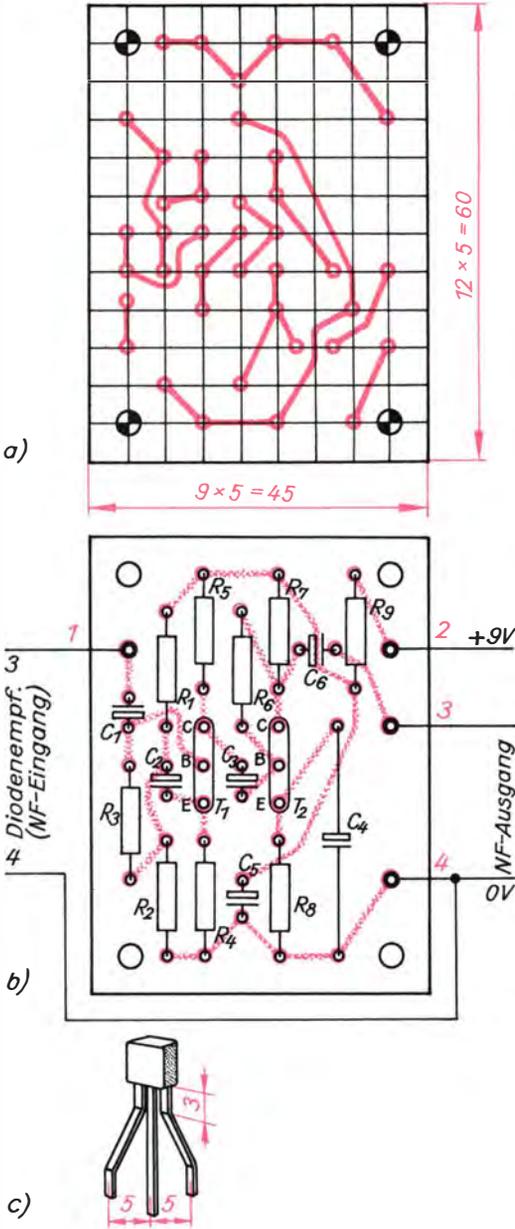


Bild 5.11. Leitungsführung (a), Bestückungsplan (b) und Biegen der Transistor-Anschlußfahnen (c) für die Leiterplatte des zweistufigen Vorverstärkers

Dazu eignet sich die *Kollektorschaltung* nach Bild 5.13 a, bei der im Gegensatz zu unseren bisherigen Emitterschaltungen der Arbeitswiderstand am Emitter liegt. Wie bei

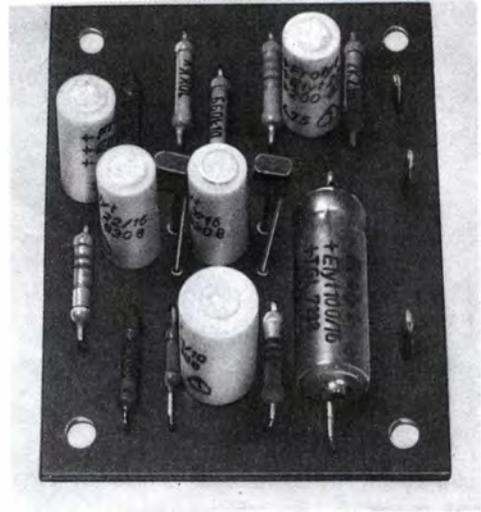


Bild 5.12. Unser Vorverstärker VV1

den Emitterstufen gilt auch hier für den Kollektorruhestrom $I_C = \frac{I_{Cm}}{2} = \frac{U_B}{2 \cdot R_E}$, $I_B = \frac{I_C}{B}$

und $R_B = \frac{U_{RB}}{I_B}$, also $R_B = \frac{2 \cdot B \cdot R_E \cdot U_{RB}}{U_B}$.

Für die Spannungen lesen wir aus Bild 5.13a $U_B = U_{RB} + U_{BE} + U_{RE}$ ab, wobei

$U_{RE} = \frac{U_B}{2}$ sein muß:

$U_B = U_{RB} + U_{BE} + \frac{U_B}{2}$.

Dies nach U_{RB} umgestellt, ergibt $U_{RB} = \frac{U_B}{2}$

- U_{BE} . Damit erhalten wir für den Basiswiderstand $R_B = \frac{B \cdot R_E \cdot (U_B - 2U_{BE})}{U_B}$. Ist U_B

genügend groß gegenüber U_{BE} , dürfen wir mit der Näherungsbeziehung $R_B = B \cdot R_E$ rechnen. Bild 5.13b zeigt unsere Kollektorschaltung mit dem Fernhörer als Arbeitswiderstand. Sein Gleichstromwiderstand beträgt $R_E = 330 \Omega$, so daß für $B = 150$ der Basiswiderstand $R_2 = 150 \cdot 0,330 \text{ k}\Omega = 49,5 \text{ k}\Omega$ groß sein muß. Wir verwenden dafür beim Aufbau auf dem Experimentierbrett einen 100-k Ω -Einstellwiderstand, mit dem wir den Arbeitspunkt auf $U_{RE} = 4 \text{ V}$ einstellen. Beim Anschluß des Fernhörers achten wir darauf, daß der Kollektor- bzw. Emitterstrom das Feld des Dauermagneten verstärkt und nicht schwächt. Bei entfernter Membran ist eine deutliche Magnetkraft-

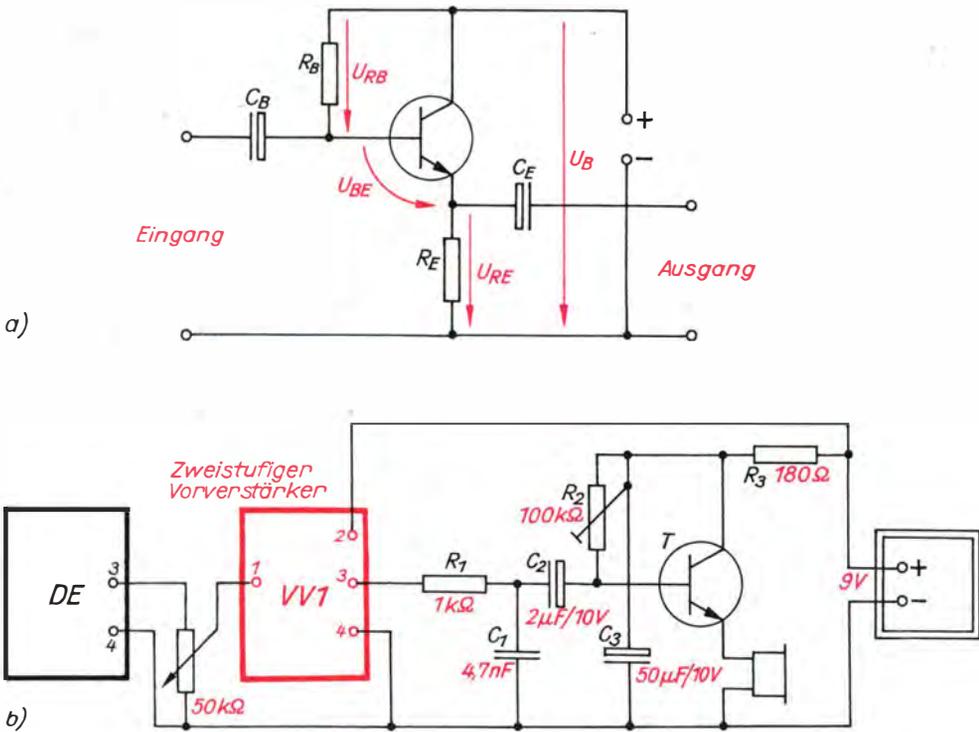


Bild 5.13. Grundsätzliche Schaltung einer Kollektorstufe (a) und Fernhörer-Impedanzwandler am Ausgang des zweistufigen Vorverstärkers (b, T : SC 236)

schwächung bei Falschpolung spürbar. Die Siebglieder R_1C_1 und R_3C_3 üben die gleichen Funktionen wie in Bild 5.7a aus.

Anschließend ermitteln wir den Eingangswiderstand dieser Kollektorschaltung, indem wir die Betriebsspannung von 9V zwei in Reihe geschalteten Flachbatterien entnehmen und vom Experimentiertrafo 2V Wechselspannung über einen Strommesser ($2,5\text{ mA} \sim$) an den Eingang

legen: Der Zeigerausschlag ist sehr gering; wir können etwa $0,08\text{ mA}$ abschätzen. Das entspricht einem Wechselstrom-Eingangswiderstand von $R_e = \frac{U}{I} = \frac{2\text{ V}}{0,08\text{ mA}} = 25\text{ k}\Omega$. Er wird von dem eigentlichen Transistor-Eingangswiderstand R_{Te} und dem über C_3 wechselstrommäßig parallelgeschalteten Basiswiderstand $R_2 \approx 50\text{ k}\Omega$ gebildet. Demnach muß auch $R_{Te} \approx 50\text{ k}\Omega$

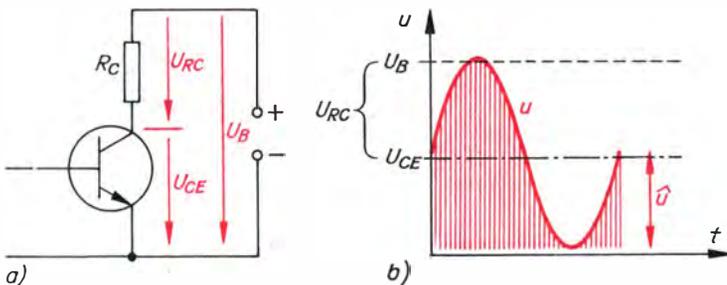


Bild 5.14. Verstärker mit rein ohmschem Arbeitswiderstand (a) und ideale Spannungsverhältnisse bei $U_{CE} = \frac{U_B}{2}$ (b)

5. Experimente mit einfachen Tonfrequenzverstärkern

betragen, denn zwei gleich große Widerstände, parallel geschaltet, ergeben einen Gesamt-widerstand von halber Größe eines Teilwiderstandes. $R_{Te} \approx 50 \text{ k}\Omega$ ist aber nichts anderes als das Produkt aus Stromverstärkung und Emittterwiderstand, denn $B \cdot R_E = 150 \cdot 0,330 \text{ k}\Omega = 49,5 \text{ k}\Omega$! Wir merken uns:

Der (Transistor-)Eingangswiderstand einer Kollektorschaltung ist um den Faktor der Stromverstärkung größer als ihr Ausgangswiderstand am Emittter. Das ist der Grund, weshalb die Kollektorschaltung als Impedanzwandler verwendbar ist.

Dann messen wir noch die Ausgangsspannung am Fernhörer, indem wir, wie im Bild 5.13 a angedeutet, den Spannungsmesser (2,5 V ~) einpolig über einen Kondensator von 2 ... 10 $\mu\text{F}/10 \text{ V}$ an den Emittter, den anderen Anschluß an die Minusleitung legen; wir lesen etwa 2 V ab. Eine Kollektorschaltung verstärkt also die Eingangsspannung nicht, oder, anders ausgedrückt: *Die Spannungsverstärkung einer Kollektorstufe beträgt rund 1.*

Dieser Impedanzwandler ist gut als *Signalverfolger* geeignet, mit dem wir in Verstärkerschaltungen den Weg des zu verstär-

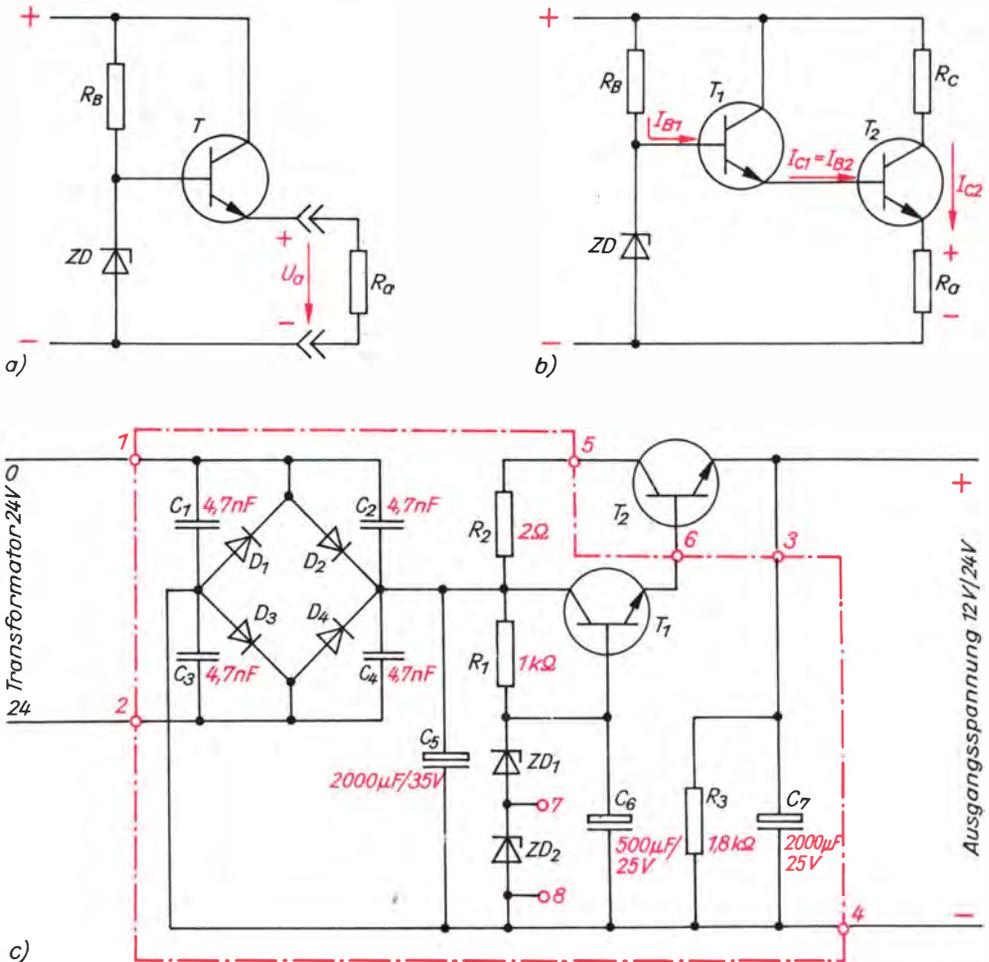


Bild 5.15. Leistungsregelnetzteil: a) Prinzip in Kollektorschaltung, b) Ersatz des Regeltransistors durch eine Darlingtonschaltung, c) Stromlaufplan des Leistungsregelnetzteiles LR (D_1, \dots, D_4 : SY 320/0,75, ZD_1 und ZD_2 : SZX 18/12, T_1 : SF 126, T_2 : KU 601)

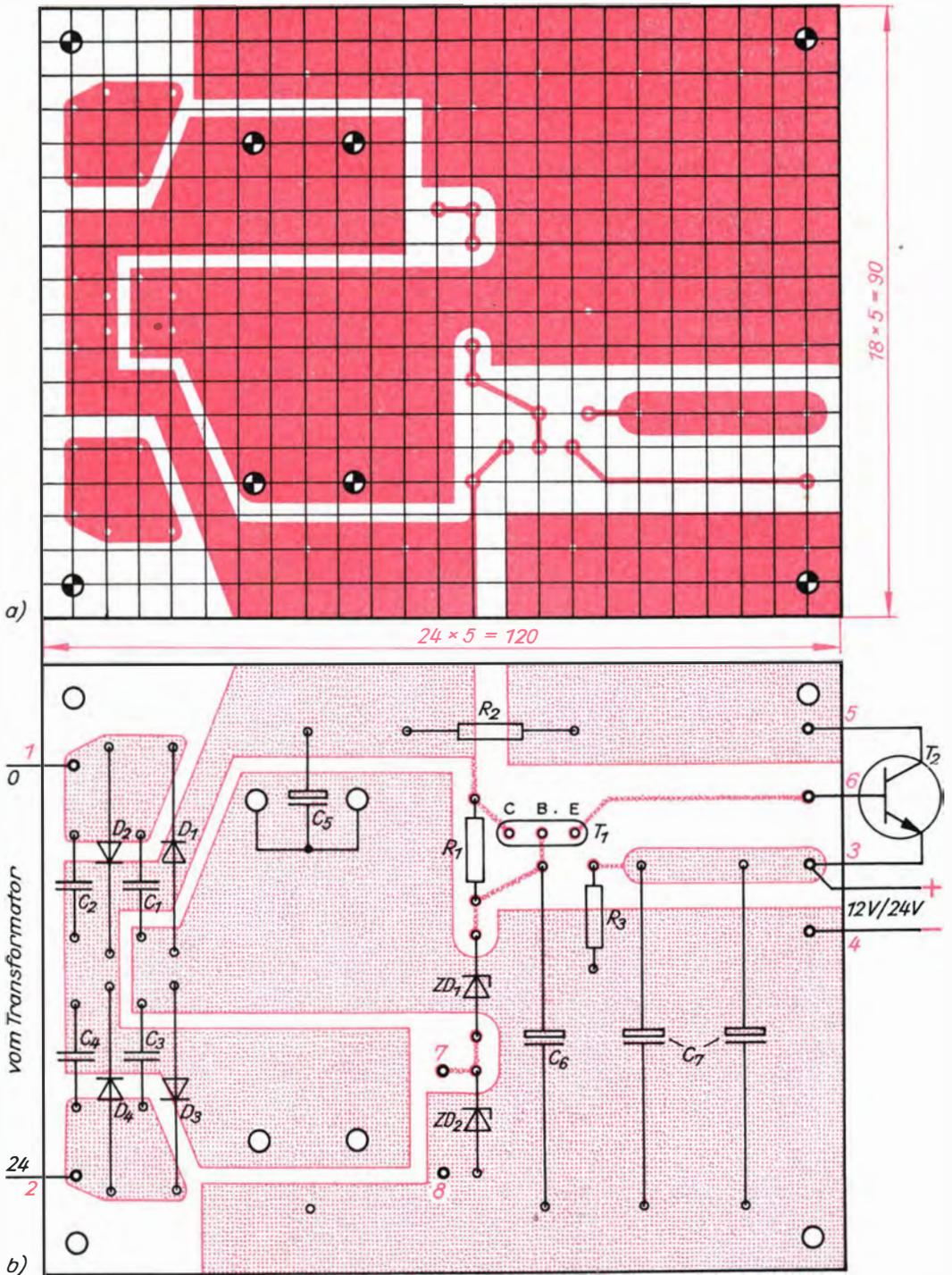


Bild 5.16. Leitungsführung (a), Bestückungsplan für Si-npn- (b) und Ge-pnp-Transistoren (c, S. 59) für die Leiterplatte des Regelnetztes

kenden Signals akustisch verfolgen und fehlerhafte Stufen ermitteln können.

Endverstärker erbringen hohe Leistung

Nachdem wir das Wesentlichste der Spannungsverstärkung von NF-Vorstufen kennengelernt haben, wenden wir uns nun der Leistungsverstärkung in Endstufen zu. Bild 5.14 a zeigt noch einmal das Grundsätzliche einer Verstärkerstufe mit rein ohmschem Arbeitswiderstand, Bild 5.14 b den Zusammenhang zwischen den Gleichspannungen und der verstärkten Ausgangsspannung. Zur Unterscheidung der Gleichstromgrößen von den effektiven Wechselstromgrößen versehen wir letztgenannte mit dem Wechselspannungszeichen. Für die Wechselstrom- bzw. Sprechleistung gilt

$$P_{\sim} = U_{\sim} \cdot I_{\sim}, \text{ für } U_{\sim} = \frac{\hat{u}}{\sqrt{2}}, \text{ für } I_{\sim} = \frac{\hat{i}}{\sqrt{2}}$$

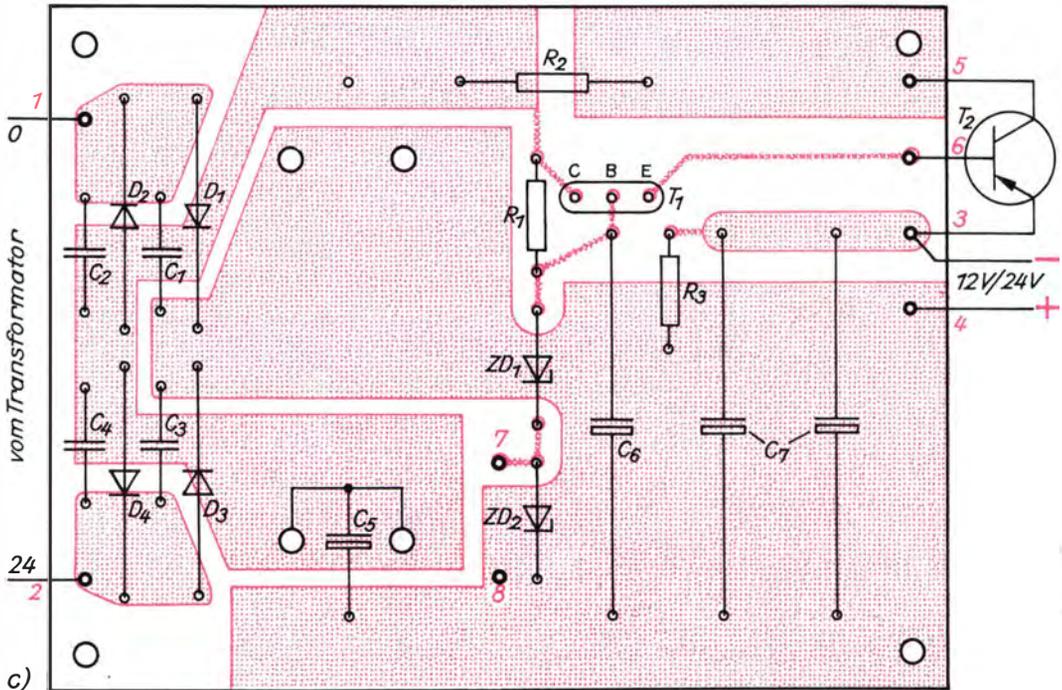
und die Amplitude der Wechselspannung kann nach Bild 5.14 b nicht größer als $\hat{u} = U_{CE}$ werden; analog ist $\hat{i} = I_C$. Damit

können wir für $U_{\sim} = \frac{U_{CE}}{\sqrt{2}}$, für $I_{\sim} = \frac{I_C}{\sqrt{2}}$

für die Sprechleistung schließlich $P_{\sim} = \frac{U_{CE}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_C}{\sqrt{2}} = \frac{U_{CE} \cdot I_C}{2}$ schreiben.

$U_{CE} \cdot I_C$ ist nichts anderes als die Gleichstrom-Verlustleistung P_V des Transistors, so daß zwischen Sprechleistung und Verlustleistung der Zusammenhang $P_{\sim} = \frac{P_V}{2}$ bzw.

$P_V = 2 \cdot P_{\sim}$ besteht. Da unser geplanter Endverstärker etwa 2 W Sprechleistung abgeben soll, ist ein Transistor mit wenigstens 4 W Verlustleistung erforderlich, und die Gleichrichterschaltung muß wegen $U_B = 2 \cdot U_{CE}$ mindestens 8 V Leistung abgeben können. Unser Gleichspannungs-Zusatzgerät im Experimentiertrafo kann aber höchstens $P = 9 \text{ V} \cdot 0,1 \text{ A} = 0,9 \text{ W}$ liefern; deshalb ist der Bau einer neuen Gleichrichterschaltung notwendig. Sie soll bis zu einem Höchststrom von 1,5 A eine konstante Ausgangsspannung von 24 V abgeben. Diese hohe Leistung von immerhin 36 W reicht dann für alle noch folgenden Schaltungen aus.



Wir bauen ein leistungsfähiges Regelnetzteil

Bild 5.15 a zeigt das Prinzip der Schaltung; die Analogie zur Impedanzwandlerstufe nach Bild 5.13 ist leicht erkennbar. R_a stellt den Lastwiderstand (Außenwiderstand) des angeschlossenen Gerätes dar. Die Spannung an ihm bleibt gleich, wenn die Basisspannung konstant gehalten wird. Wir verwirklichen dies genauso wie bei unserem Gleichspannungs-Zusatzgerät im Bild 3.6a mit einer Z-Diode; der Vorwiderstand R_B begrenzt den Z-Strom auf einen Wert unterhalb des zulässigen Höchstwertes. Verwenden wir als Z-Diode eine 250-mW-Type in Allglasausführung, so darf maximal ein Z-Strom von $I_Z = \frac{P}{U_Z} = \frac{250 \text{ mW}}{24 \text{ V}} \approx 10 \text{ mA}$ fließen. Da der Verbraucherstrom durch R_a bis 1,5 A betragen soll, müßte der Transistor eine Stromverstärkung von mindestens $B = \frac{1,5 \text{ A}}{10 \text{ mA}} = 150$ haben; solch hohe Werte sind bei Leistungstransistoren jedoch selten. Deshalb koppeln wir nach Bild 5.15b zwei Transistoren zur sog. *Darlingtonschaltung*. Mit der Vereinfachung $I_C = I_E$ und $B_2 = 50$ fließt für $I_{C2} = 1,5 \text{ A}$ ein Basisstrom $I_{B2} = \frac{1,5 \text{ A}}{50} = 30 \text{ mA}$, der gleichzeitig Kollektorstrom von T_1 ist; bei $B_1 = 100$ beträgt $I_{B1} = \frac{30 \text{ mA}}{100} = 0,3 \text{ mA}$. Wir dürfen

beide Transistoren als einen einzigen mit der sehr hohen Stromverstärkung von $B = \frac{I_{C2}}{I_{B1}} = \frac{1,5 \text{ A}}{0,3 \text{ mA}} = 5000$ auffassen, d. h., bei der Darlingtonschaltung ist die Gesamtstromverstärkung gleich dem Produkt der Einzelstromverstärkungen, denn $B = B_1 \cdot B_2 = 50 \cdot 100 = 5000$. Der geringe Basisstrom I_{B1} wirkt sich natürlich äußerst günstig auf eine nahezu konstante Ausgangsspannung aus (vgl. dazu auch Bild 3.6 b). R_C im Bild 5.15 b ist nicht funktionswichtig, vermindert aber die Belastung von T_2 . Angenommen, bei $I_{C2} = 1,5 \text{ A}$ betrage U_{CE2} noch 4 V, dann würde T_2 mit $P_2 = U_{CE2} \cdot I_{C2} = 4 \text{ V} \cdot 1,5 \text{ A} = 6 \text{ W}$ belastet. Mit $R_C = 2 \Omega$ fallen darüber jedoch $U_{RC} = R_C \cdot I_{C2} = 2 \Omega \cdot 1,5 \text{ A} = 3 \text{ V}$ ab; die Belastung von T_2 sinkt auf $1 \text{ V} \cdot 1,5 \text{ A} = 1,5 \text{ W}$. Bei geringerer Stromentnahme steigt die Belastung von T_2 und erreicht bei 0,75 A einen Höchstwert von etwa 4 W. Bild 5.15 c zeigt den vollständigen Stromlaufplan des Regelnetzteiles. Zur Gleichrichtung verwenden wir die für höhere Ströme günstigere und bereits erwähnte Zweiweggleichrichtung. $C_1 \dots C_4$ erfüllen dieselbe Funktion wie C_3 im Bild 3.7 b. Zwei in Reihe geschaltete Z-Dioden ermöglichen sowohl 24 V als auch, bei Kurzschluß von ZD_2 , 12 V zu entnehmen; R_3 verhindert ein zu hohes Aufladen des Siebkondensators C_7 bei Leerlauf, da auch dann



Bild 5.17. Unser Leistungsregelnetzteil LR

ein Strom von $I = \frac{24 \text{ V}}{1,8 \text{ k}\Omega} = 13,3 \text{ mA}$ fließt.

Die Leitungsführung der Platine im Bild 5.16 a ist so ausgelegt, daß die Schaltung sowohl mit Si-npn- als auch mit Ge-pnp-Transistoren aufgebaut werden kann. Bild 5.16 b zeigt zunächst den Bestückungsplan für Si-Transistoren, Bild 5.16 c den für Ge-Typen. Folgende Unterschiede sind dabei zu beachten:

1. $D_1 \dots D_4$, ZD_1 und ZD_2 sowie $C_5 \dots C_7$ müssen umgepolt werden.
2. Für T_1 ist ein GC 301, für T_2 ein GD 240 einzusetzen.
3. Die Polarität der Ausgangsspannung an den Lötösen 3 und 4 ist vertauscht.

Beim Entwurf der Leitungsführung berücksichtigen wir, daß in einigen Leiterbahnen zeitweilig Ströme bis zu 1,5 A fließen. Die Dicke der Kupferschicht beträgt 0,035 mm. Für die Berechnung der Leiterbahnbreite b gehen wir von $I = 1 \text{ A}$ Dauerbelastung und einer Stromdichte $J = 4 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$ aus.

Nach $J = \frac{I}{A}$ und $A = b \cdot d$ erhalten wir für

$$b = \frac{I}{J \cdot d} = \frac{1 \text{ A mm}^2}{4 \text{ A} \cdot 0,035 \text{ mm}} \approx 7 \text{ mm}.$$

Zum Anschrauben des Kondensators C_5 biegen wir aus Aluminiumblech einen Befestigungswinkel. Da wir ähnliche Bauteile noch oft benötigen, führen wir einige *Standards* nach Tafel 6 ein. Die Maße unseres Winkels W_2 finden wir in mm in der untenstehenden Tabelle.

Wie er mit dem Kondensator und der Leiterplatte verschraubt wird, geht aus Bild 5.17 hervor. Für C_7 schalten wir zwei Elektrolytkondensatoren von je $1000\mu\text{F}/25 \text{ V}$ parallel; R_2 fertigen wir selbst entsprechend den Hinweisen zu Beginn des 1. Kapitels.

Hohe Leistung erfordert Kühlung

Auf Seite 60 wurde erwähnt, daß der Leistungstransistor T_2 mit 4 W belastet wird. Wir verwenden entweder einen KU 601 oder einen GD 240 ($P_{V_m} = 10 \text{ W}$). Die im Transistor entstehende *Wärmemenge* W muß über das Gehäuse und ein *Kühlblech*

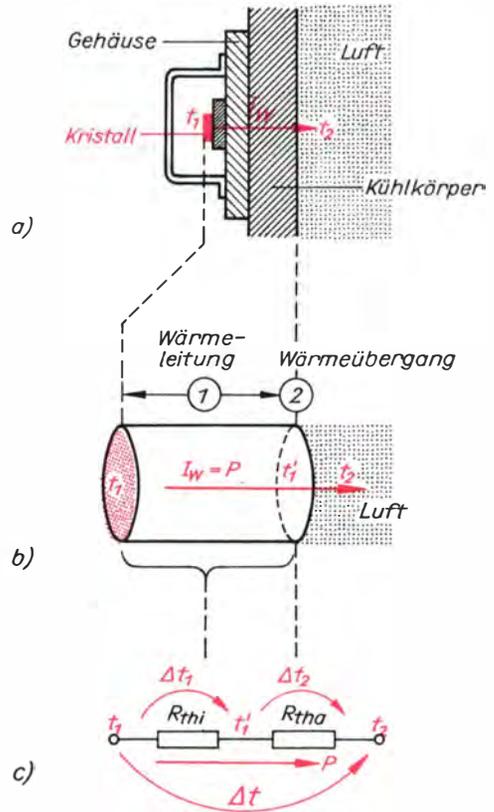


Bild 5.18. Zur Luftkühlung bei Leistungsbauelementen: a) Wärmestromfluß vom Kristall zur Luft, b) Wärmeleitung und Wärmeübergang, c) Reihenschaltung der Wärmewiderstände im Wärmestromkreis

entsprechender Größe abgegeben werden; vom Kristall fließt ein *Wärmestrom* I_W in die umgebende Luft (vgl. Bild 5.18 a). Unter dem Wärmestrom versteht man die in einer bestimmten Zeit t durch den Wärmeleiter fließende Wärmemenge W ; es gilt $I_W = \frac{W}{t}$.

Da Wärmemenge nichts anderes als Wärmeenergie ist – und Energie bzw. Arbeit je Zeit gleich Leistung –, dürfen wir den Wärmestrom auch als *Wärmeleistung* P auffassen. Im Bild 5.18 b ist das physikalische Prinzip dieses Wärmedurchgangsprozesses dargestellt. Dabei spielen zwei Teilvorgänge eine Rolle:

a	b	c	d	e ₁	e ₂	e ₃	f ₁	f ₂	g ₁	g ₂	h
33	15	30	2	18	3	3	15	7	15	7,5	15

1. *Wärmeleitung* vom Kristall mit der maximal zulässigen Temperatur $t_1 = 100^\circ\text{C}$ für Si bzw. 85°C für Ge zum Kühlblech
2. *Wärmeübertragung* vom Kühlblech an die umgebende Luft, für die wir eine mittlere Temperatur von $t_2 = 30^\circ\text{C}$ annehmen.

Wie im elektrischen Stromkreis kann man auch im »Wärmestromkreis« einen Widerstand definieren, und zwar den *Wärmewiderstand* $R_{th} = \frac{\Delta t}{I_W}$ bzw. $R_{th} = \frac{\Delta t}{P}$, wobei

die Temperaturdifferenz Δt als die den Strom antreibende »Spannung« aufzufassen ist. Für den Wärmeleitprozeß ist dies der *innere* Wärmewiderstand $R_{thi} = \frac{\Delta t_1}{P}$, der typenabhängig ist und vom Hersteller angegeben wird; z. B. KU 601: $R_{thi} = \frac{5^\circ\text{C}}{W}$.

GD 240: $R_{thi} = \frac{4^\circ\text{C}}{W}$. Der Wärmeübergang bildet den *äußeren* Wärmewiderstand $R_{tha} = \frac{\Delta t_2}{P}$.

Aus Bild 5.18 c ist der vollständige Wärmestromkreis ersichtlich. R_{thi} und R_{tha} bilden eine Reihenschaltung, für die $R_{th} = \frac{\Delta t}{P} = R_{thi} + R_{tha}$ gilt. Um die erforderliche Kühlblechgröße ermitteln zu können, muß der *äußere* Wärmewiderstand bekannt sein. Deshalb stellen wir die Gleichung nach R_{tha} um und erhalten

$$R_{tha} = \frac{\Delta t}{P} - R_{thi}$$

Für den KU 601 berechnen wir

$$R_{tha} = \frac{100^\circ\text{C} - 30^\circ\text{C}}{4 W} - 5 \frac{^\circ\text{C}}{W} = 12,5 \frac{^\circ\text{C}}{W}$$

für den GD 240

$$R_{tha} = \frac{85^\circ\text{C} - 30^\circ\text{C}}{4 W} - 4 \frac{^\circ\text{C}}{W} = 9,75 \frac{^\circ\text{C}}{W}$$

Welche Fläche A für ein mindestens 2 mm dickes und quadratisches Kühlblech aus Aluminium in Abhängigkeit von seiner Einbaulage und Oberflächenbeschaffenheit notwendig ist, entnehmen wir Tafel 10 im Anhang. Bei waagerechter Anordnung tritt ein Luftstau ein, der Wärmeübergang wird

schlechter, und mattschwarze Oberflächen strahlen die Wärme besser als hellglänzende ab. Die berechneten R_{tha} -Werte erfordern bei senkrechter Lage und blanker Oberfläche

$$A_{KU\ 601} = 51 \text{ cm}^2 \text{ bzw. } A_{GD\ 240} = 68 \text{ cm}^2$$

Da das geplante Verstärkergehäuse möglichst flach werden soll, dürfen die Kühlbleche nur $h = 6,5 \text{ cm}$ hoch sein. Bei rechteckigen Kühlblechen gehen wir mit dem Verhältnis der Kantenlängen nicht über $\frac{b}{h} = 2$ und vergrößern in diesem Fall die Breite b um etwa 10 %.

Für den KU 601 berechnen wir $b = \frac{A}{h} = \frac{51 \text{ cm}^2}{6,5 \text{ cm}} \approx 8 \text{ cm}$; hier ist keine weitere Vergrößerung erforderlich. Für den GD 240 erhalten wir $b = \frac{68 \text{ cm}^2}{6,5 \text{ cm}} = 10,5 \text{ cm}$. Da das Kantenver-

hältnis jetzt bei $\frac{10,5 \text{ cm}}{6,5 \text{ cm}} = 1,6$ liegt, vergrößern wir die Breite auf $b = 12 \text{ cm}$.

Die Maße für die Bohrungen im Kühlblech entnehmen wir Bild 5.19; bei W wird der 18 mm lange Schenkel eines Standardwinkels W_2 nach Tafel 6 aus Alublech mit Schraube und Mutter M3 befestigt (Maße in mm siehe Tabelle unten).

Vor dem Anschrauben des Transistors bei T löten wir an die Anschlüsse von Emitter und Basis je ein etwa 10 cm langes Schaltdrahtstück; über die Lötstellen schieben wir passenden Isolierschlauch. Mit einer der Transistorschrauben klemmen wir auf der dem Transistor abgewandten Seite gleichzeitig eine Lötöse für den Kollektorschluß fest.

Der erste Endverstärker entsteht

Bild 5.20 a zeigt seinen Stromlaufplan. T_1 arbeitet wie im Bild 5.13 b, nur diesmal mit Basisspannungsteiler, in Kollektorschaltung als Impedanzwandler für den Leistungstransistor T_2 . Der Emitterwiderstand $R_3 = 5 \Omega$ ist für die Temperaturstabilisierung der Endstufe erforderlich. Steigt der Kollektorstrom durch Erwärmung an, fällt über R_3 eine höhere Spannung ab, und um diesen Betrag sinkt U_{BE} von T_1 und T_2 . Mit

a	b	c	d	e ₁	e ₂	e ₃	f ₁	f ₂	g ₁	g ₂	h
18	20	20	2	3	3	3	5	5	10	5	10

5. Experimente mit einfachen Tonfrequenzverstärkern

T ₂	R _a	R _b	R _c	R _d	Lötösen				
					4	5	6	7	8
KU 601	DB	DB	4,7 kΩ	—	—	C	—	B	DB
GD 242	10 kΩ	100 Ω	DB	30 Ω	DB	DB	B	—	E

einer geringeren Basisspannung gehen Basisstrom und Kollektorstrom aber zurück, so daß sich ein Gleichgewichtszustand einstellt und der Kollektorstrom von T₂ nach Erreichen der Betriebstemperatur konstant bleibt.

Wenn der Lautsprecher Lt eine Sprechleistung von $P_{\sim} = 1,5 \text{ W}$ abgeben soll, muß sie als Sekundärleistung P_s vom Lautsprecherübertrager aufgebracht werden. Er dient der Anpassung des niederohmigen Lautsprechers an den Endstufentransistor und hat wie jedes Gerät einen Wirkungsgrad $\eta < 1$. Nehmen wir schätzungsweise

$$\eta = \frac{P_s}{P_p} = 0,75 \text{ an, muß die Primärleistung}$$

$$P_p = \frac{P_s}{\eta} = \frac{1,5 \text{ W}}{0,75} = 2 \text{ W betragen.}$$

Von Seite 59 ist uns bekannt, daß der Leistungstransistor dann mit $P_V = 2 \cdot P_{\sim} = 2 \cdot P_p$ belastet wird. Diese ideale Gleichung berücksichtigt jedoch keinerlei Verluste, wie sie im praktischen Betrieb z. B. als Spannungsabfall am Emitterwiderstand R_3 bzw. als Kollektor-Restspannung auftreten. Deshalb rechnen wir künftig mit der Näherungsgleichung

$$P_V = 2,2 \cdot P_{\sim}$$

und erhalten $P_V = 2,2 \cdot P_p = 4,4 \text{ W}$.

Aus Bild 5.20 b ist die Variante mit Ge-Transistor in der Endstufe ersichtlich. Beide Schaltungen arbeiten prinzipiell gleich und können auch wieder auf einer Leiterplatte nach Bild 5.21a aufgebaut werden; Bild 5.21b enthält den Bestückungsplan der Teilschaltung EV. Über die konkrete Teilbestückung gibt obenstehende Tabelle Auskunft. DB bedeutet Drahtbrücke, also direkte Verbindung mit blankem Schaltdraht, B Basis, C Kollektor und E Emitter.

Die Kühlblechgrößen sind entsprechend S. 62/Tafel 10 für $P = 4,4 \text{ W}$ zu ermitteln. Wir berechnen Wärmewiderstände von

$$R_{\text{tha}} = 10,9 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \text{ für den Si-Transistor bzw.}$$

$$8,5 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \text{ für den Ge-Typ und lesen dafür aus}$$

Tafel 10 $A_{\text{KU} 601} = 59 \text{ cm}^2$ (6,5 cm × 10 cm; senkrecht, blank) und $A_{\text{GD} 242} = 80 \text{ cm}^2$ (6,5 cm × 13,5 cm; senkrecht, blank) ab.

Neben einfachem Aluminiumblech eignen sich auch die vom Fachhandel angebotenen Kühlkörper-Halbzeuge, von denen wir entsprechende Längen absägen. Der im Bild 5.28 gezeigte Kühlkörper hat bei 7 cm

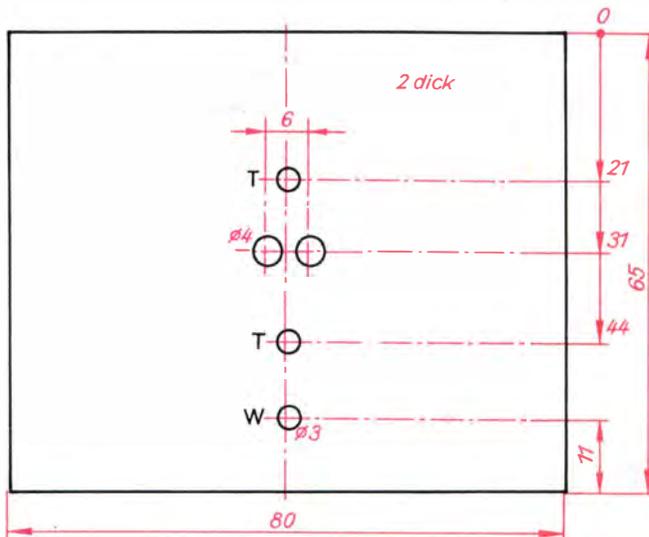


Bild 5.19. Das Kühlblech für den Si-Leistungstransistor

Breite und 2 cm Rippenhöhe eine wirksame Breite von $b \approx 20$ cm. Für den KU 601 müssen wir deshalb $l = \frac{A}{b} = \frac{59 \text{ cm}^2}{20 \text{ cm}} \approx 3$ cm absägen; der Kühlkörper des GD 242 wird

$$l = \frac{80 \text{ cm}^2}{20 \text{ cm}} = 4 \text{ cm lang.}$$

Die Bohrungen für den Transistor entnehmen wir sinngemäß Bild 5.19; der Befesti-

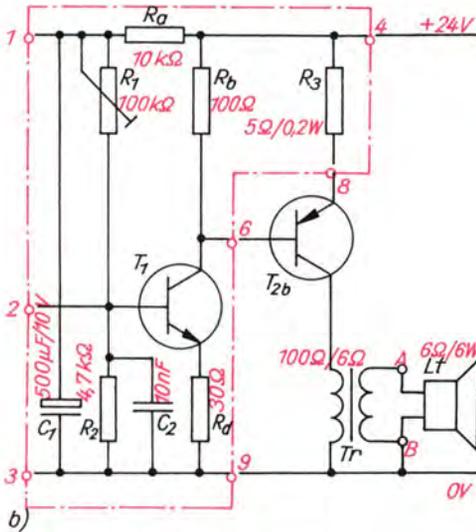
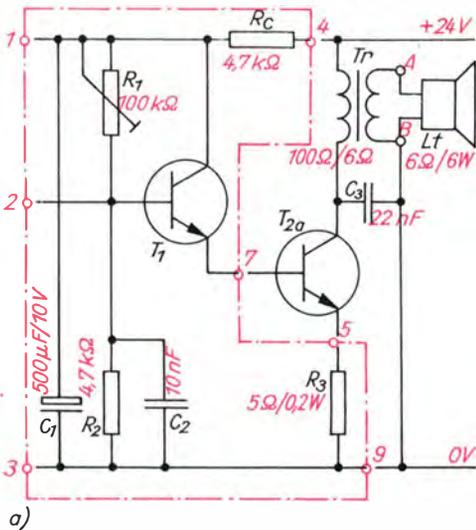


Bild 5.20. Stromlaufplan des Endverstärkers EV1 mit Si-npn- (a, T₁ : SF 126 D, T_{2a} : KU 601) und Ge-pnp-Endstufentransistor (b, T_{2b} : GD 242)

gungswinkel entspricht dem des Regelnetztes. Transistor T₁ soll eine Stromverstärkung von mindestens 200 haben und erhält zur Wärmeabfuhr einen kleinen Kühlstern aus gewelltem Blech.

Der *Arbeitspunkt einer Endstufe mit Übertrager* muß anders berechnet werden als der einer Stufe mit rein ohmschem Arbeitswiderstand. Der Grund dafür ist im induktiven Blindwiderstand X_L der Übertragerspule zu sehen, der mit dem Wirkwiderstand R (Drahtwiderstand) den Scheinwiderstand Z bildet. Vernachlässigen wir im Bild 5.20 a den Emitterwiderstand R_3 und zunächst auch den Blindwiderstand des Übertragers Tr , so gilt wie im Bild 5.14 a für die Gleichspannungen $U_B = U_R + U_{CE}$, wobei $U_R = R \cdot I_C$ ist. Da R nicht größer als etwa ein Zehntel des primären Scheinwiderstandes Z_p werden darf, können wir für $U_R = \frac{Z_p \cdot I_C}{10}$ schreiben. Für den Scheinwiderstand gilt $Z_p = \frac{U_{\sim}}{I_{\sim}} = \frac{U_{CE} \cdot \sqrt{2}}{I_C \cdot \sqrt{2}} = \frac{U_{CE}}{I_C}$

(vgl. Bild 5.14 b und Erläuterungen dazu), also $Z_p \cdot I_C = U_{CE}$. Damit erhalten wir für $U_B = \frac{U_{CE}}{10} + U_{CE} = \frac{11}{10} U_{CE}$. Bei $U_B = 24$ V muß der *Arbeitspunkt* demnach bei

$$U_{CE} = \frac{10}{11} U_B = \frac{10}{11} \cdot 24 \text{ V} \approx 21 \text{ V und}$$

$$I_C = \frac{P_V}{U_{CE}} = \frac{4,4 \text{ W}}{21 \text{ V}} = 0,21 \text{ A liegen.}$$

Den primären Scheinwiderstand ermitteln wir dann mit

$$Z_p = \frac{U_{CE}}{I_C} = \frac{21 \text{ V}}{0,21 \text{ A}} = 100 \Omega.$$

Wie bei rein ohmschem Arbeitswiderstand und voller Aussteuerung die Spannung am Transistor entsprechend Bild 5.14 b auf $2 \cdot U_{CE}$ steigt, so ist dies auch in einer Endstufe mit Übertrager der Fall. Durch Spannungsinduktion in der Primärspule wird U_B jedoch weit überschritten, und der Transistor muß eine Spannungsfestigkeit von mindestens $U_{CEm} = 2 \cdot U_{CE}$ haben. Solange der Wirkwiderstand der Primärspule jedoch nicht bekannt ist, sollte man aus Sicherheitsgründen $U_{CEm} = 2 \cdot U_B$ wählen; in unserem Fall wären das 48 V.

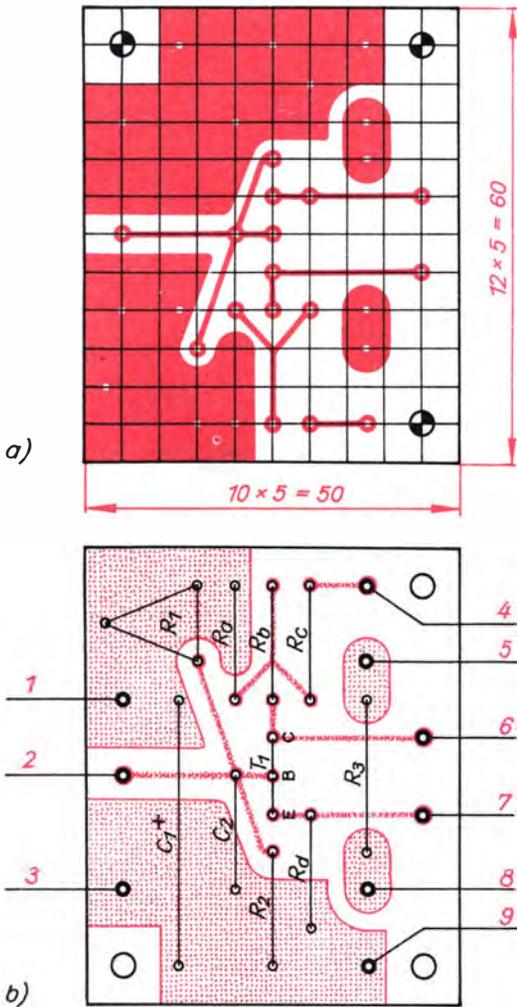


Bild 5.21. Leitungsführung (a) und Bestückungsplan (b) für die Leiterplatte des Endverstärkers EV

Wir berechnen und wickeln einen Lautsprecherübertrager

Er hat die Aufgabe, den Scheinwiderstand des Lautsprechers (6 Ω) an den der Endstufe (100 Ω) anzupassen, d. h. eine *Widerstandstransformation* bzw. Impedanzwandlung durchzuführen. Im 2. Kapitel haben wir experimentell nachgewiesen, daß der Scheinwiderstand einer Spule dem Quadrat der Windungszahl proportional ist; wir können dies auch als Verhältnisgleichung angeben: $\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{N_1^2}{N_2^2}$ bzw. $\frac{Z_p}{Z_s} = \frac{N_p^2}{N_s^2}$.

Das ist der Grund für die Anpaßwirkung eines Übertragers. Zu seiner Berechnung verwenden wir der praktischen Erfahrung entstammende Näherungsgleichungen:

$$A_{Fe} = k_4 \cdot \sqrt{\frac{P_p}{f_u}} \text{ mit } k_4 = 20 \cdot \sqrt{\frac{\text{Hz}}{\text{W}}} \text{ cm}^2$$

$$a = 0,02 \cdot \sqrt{A_{Fe}}$$

$$N_p = k_5 \cdot \sqrt{\frac{Z_p \cdot a}{f_u \cdot A_{Fe}}}$$

$$\text{mit } k_5 = 4,5 \cdot 10^3 \cdot \sqrt{\frac{\text{Hz} \cdot \text{cm}}{\Omega}}$$

Darin bedeuten: A_{Fe} : Eisenquerschnitt, P_p : Primärwechselstromleistung, f_u : untere Grenzfrequenz, a : Luftspatllänge im Eisenweg des Kernes, N_p : Primärwindungszahl, Z_p : Primärscheinwiderstand. Für $P_p = 2 \text{ W}$, $f_u = 50 \text{ Hz}$, $Z_p = 100 \Omega$ und $Z_s = 6 \Omega$ erhalten wir:

$$A_{Fe} = 20 \cdot \sqrt{\frac{\text{Hz}}{\text{W}}} \cdot \text{cm}^2 \cdot \sqrt{\frac{2 \text{ W}}{50 \text{ Hz}}} = 20 \sqrt{0,04} \text{ cm}^2 = 4 \text{ cm}^2.$$

Da wir für unsere Induktionsversuche auf Seite 16 bereits einen Kern EI 66 mit $A_{Fe} = 4,8 \text{ cm}^2$ verwendet haben, nehmen wir diesen gleich für den Übertrager:

$$a = 0,02 \cdot \sqrt{A_{Fe}} = 0,02 \cdot \sqrt{4,8 \text{ cm}^2} = 0,02 \cdot 2,19 \text{ cm} = 0,438 \text{ mm}.$$

Der Luftspalt soll eine übermäßige Gleichstromvormagnetisierung des Eisenkerns verhindern, die sich ungünstig auf eine gute Frequenzübertragung auswirken würde. Da bei EI-Kernen der Luftspalt sowohl am Mittelpol als auch an den beiden halb so breiten Außenpolen auftritt, machen wir die Zwischenlage nur $\frac{a}{2} \approx 0,2 \text{ mm}$ dick; dafür eignet sich gut Zeichenkarton.

$$N_p = 4,5 \cdot 10^3 \cdot \sqrt{\frac{\text{Hz} \cdot \text{cm}}{\Omega}} \cdot \sqrt{\frac{100 \Omega \cdot 0,04 \text{ cm}}{50 \text{ Hz} \cdot 4,8 \text{ cm}^2}} = 4,5 \cdot 10^3 \cdot \sqrt{\frac{100 \cdot 0,04}{50 \cdot 4,8}} = 4,5 \cdot 10^3 \cdot 0,129 = 580.$$

Mit obengenannter Anpaßbedingung muß die Sekundärspule

$$N_s = N_p \cdot \sqrt{\frac{Z_s}{Z_p}} = 580 \cdot \sqrt{\frac{6 \Omega}{100 \Omega}} = 580 \cdot \sqrt{0,06} = 580 \cdot 0,245 = 142$$

Windungen erhalten.

Für die Drahtdicke der Sekundärwicklung

berechnen wir zunächst den Sekundärstrom nach $P_s = Z_s \cdot I_s^2$. Er beträgt

$$I_s = \sqrt{\frac{P_s}{Z_s}} = \sqrt{\frac{1,5 \text{ W}}{6 \Omega}} = \sqrt{0,25} \text{ A} = 0,5 \text{ A.}$$

Aus Tafel 4 lesen wir dafür $d_s = 0,50 \text{ mm}$ ab. CuL 0,5 hat einen Durchmesser von $D_s = 0,54 \text{ mm}$ und einen Querschnitt

$$A_s = \frac{\pi \cdot D_s^2}{4} = \frac{\pi \cdot 0,54^2 \text{ mm}^2}{4}$$

$= 0,229 \text{ mm}^2$. Der gesamte Kupferquerschnitt für die Sekundärwicklung beträgt

$$A_s \cdot N_s = 0,229 \text{ mm}^2 \cdot 142 = 32,5 \text{ mm}^2.$$

Da auch bei exakter Wicklung zwischen den einzelnen runden Drahtquerschnitten Luftzwischenraum bleibt und außerdem Isolierungen notwendig sind, rechnet man mit einem *Füllfaktor* von 50 %, d. h., wir setzen den *Wickelraum* A_w doppelt so hoch wie den gesamten Kupferquerschnitt an:

$$A_{w_s} = 2 \cdot A_s \cdot N_s = 2 \cdot 32,5 \text{ mm}^2 = 65 \text{ mm}^2.$$

Im Interesse eines möglichst geringen Wirkwiderstandes der Primärspule nutzen wir für sie den gesamten verbleibenden Wickelraum. Tafel 5 b entnehmen wir, daß für den Kern EI 66 die ausnutzbare Wickelhöhe 9 mm und die ausnutzbare Wickelbreite 30 mm beträgt; der Wickelraum ist also

$$A_w = 9 \text{ mm} \cdot 30 \text{ mm} = 270 \text{ mm}^2$$

$$\text{deshalb } A_{w_p} = A_w - A_{w_s} = 270 \text{ mm}^2 - 65 \text{ mm}^2 = 205 \text{ mm}^2$$

zur Verfügung. Der Kupferlackdraht darf

$$\text{einen Querschnitt } A_p = \frac{A_{w_p}}{2 \cdot N_p} = \frac{205 \text{ mm}^2}{2 \cdot 580} = 0,177 \text{ mm}^2$$

$$\text{und einen Durchmesser } D_p = \sqrt{\frac{4 \cdot A_p}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,177}{\pi}} \text{ mm}$$

$= \sqrt{0,225} \text{ mm} = 0,47 \text{ mm}$ haben. Laut Tafel 4 kommt dafür nur CuL 0,4 mit $D = 0,43 \text{ mm}$ in Betracht. Er verträgt einen Strom von 0,321 A; in unserem Fall fließen nur 0,21 A.

Der *Aufbau* des Übertragers erfolgt nach Bild 5.22; Bild 5.22 a enthält die Maße des Spulenkörpers. Wir bringen zunächst die halbe Primärwicklung aus CuL 0,4 auf. Bei sauberer Wicklung passen 60 Windungen in eine Lage, so daß sich bei fünf Lagen mit Zwischenisolation aus dünnem Papier 300 Windungen ergeben. Dann isolieren wir mit Zeichenkarton und wickeln in drei Lagen zu je 49 Windungen aus CuL 0,5 die Sekundär-

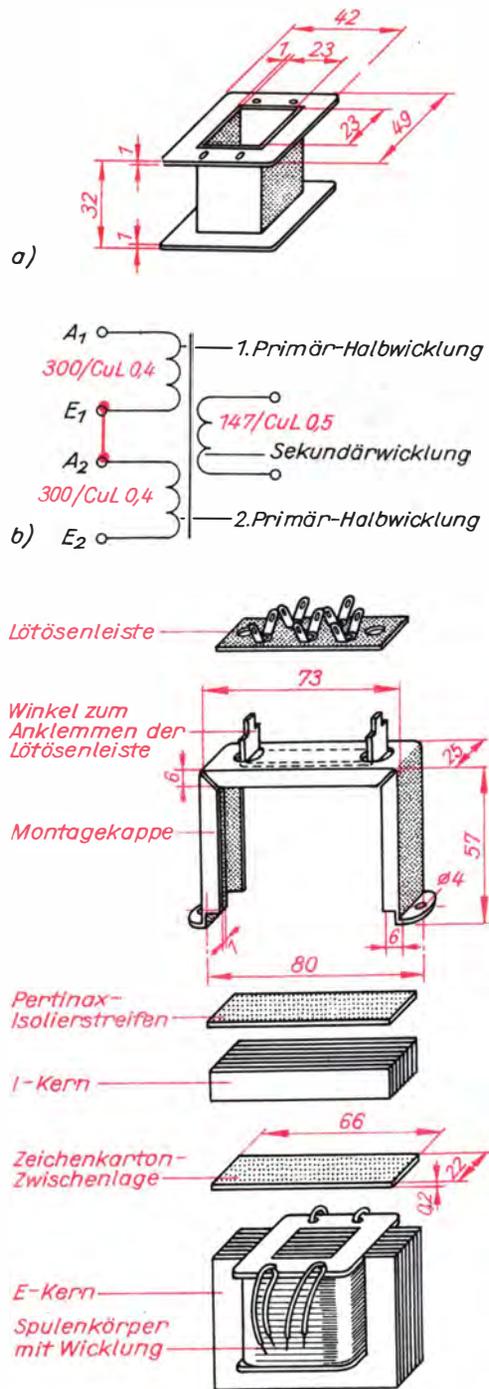


Bild 5.22. Zum Aufbau des Lautsprecherübertragers: a) die Maße des Spulenkörpers, b) so verbinden wir die beiden Teilwicklungen der Primärspule, c) so bauen wir den Übertrager zusammen

5. Experimente mit einfachen Tonfrequenzverstärkern

spule, die jetzt $N_s = 600 \cdot 0,245 = 147$ Windungen erhalten muß. Nach erneuter Isolation mit Zeichenkarton folgt die zweite Hälfte der Primärwicklung mit noch einmal 300 Windungen. Bild 5.22 b zeigt, wie beide Hälften zu verbinden sind, und aus Bild 5.22 c ist der Zusammenbau ersichtlich.

Danach messen wir entsprechend Bild 1.1 den Wirkwiderstand der Primärspule; Strommessung: $I = 0,38 \text{ A}$, Spannungsmessung: $U = 4 \text{ V}$, $R = \frac{U}{I} = \frac{4 \text{ V}}{0,38 \text{ A}}$

$= 10,5 \Omega$. Den primären Scheinwiderstand ermitteln wir nach Bild 2.5 a, schließen aber an die Sekundärspule entweder den Lautsprecher oder einen $6\text{-}\Omega$ -Widerstand zu 2W Belastbarkeit an. Bei 12 V vom Experimentiertrafo fließen 120 mA , also $Z_p = \frac{U}{I}$

$= \frac{12 \text{ V}}{0,12 \text{ A}} = 100 \Omega$; besser konnten wir die anfangs genannten Bedingungen nicht erfüllen!

Eine Kompaktbox für den Lautsprecher

Da ein Stereoverstärker für zweimal 6 W Sprechleistung geplant ist, verwenden wir den dort erforderlichen Lautsprechertyp L2301 auch für unseren ersten Endverstärker. Eine gute Wiedergabe macht den Einbau in ein möglichst starres Gehäuse ohne Hohlraum mit wenigstens 10 l Rauminhalt notwendig. Wir kaufen gleich zwei Lautsprecher und bauen auch beide in je ein Gehäuse von 38 cm Höhe, 30 cm Breite und 12 cm Tiefe. Als Material eignen sich gut 2 cm dicke Möbel-Hartfaserplatten. Wir brauchen für jedes Gehäuse je zwei Platten $30 \text{ cm} \times 12 \text{ cm}$ (Boden und Deckel), $34 \text{ cm} \times 12 \text{ cm}$ (zwei Seitenwände) und $34 \text{ cm} \times 26 \text{ cm}$ (Vorder- und Rückwand). In die mit Holzkaltleim verklebten Rahmenkanten leimen wir 8 cm lange Holzleisten von etwa 4 cm Kantenlänge (vgl. Bild 5.23), an deren Stirnseiten Vorder- und Rückwand befestigt werden. Die Vorderwand erhält in

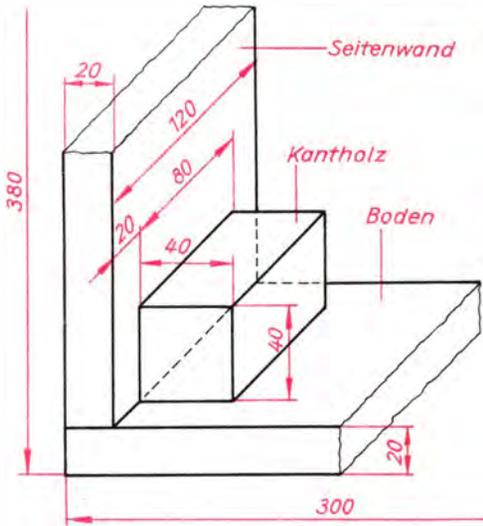


Bild 5.23. Rahmenkonstruktion der Kompaktbox

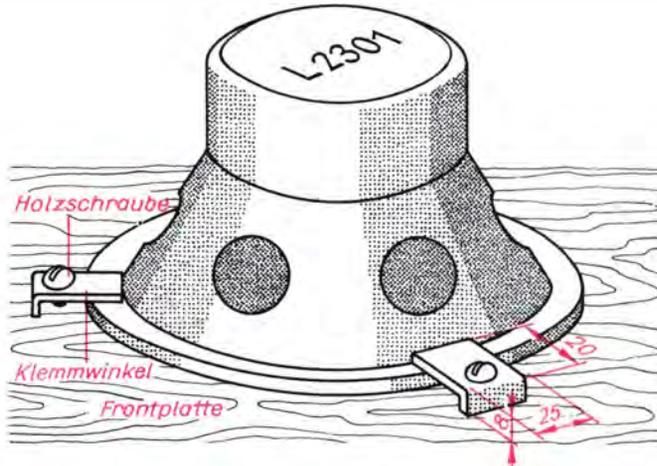


Bild 5.24. Lautsprecherbefestigung an der Vorderwand

der Mitte eine Schallöffnung von 11,5 cm Durchmesser; mit drei Metallwinkeln und Holzschrauben klemmen wir den Lautsprecher nach Bild 5.24 genau hinter der Schallöffnung fest.

Für den späteren Stereobetrieb ist es wichtig, daß die Membranen beider Lautsprecher bei gleicher Erregung auch gleichartig schwingen. Deshalb stellen wir ihre Bewegungsrichtung durch kurzzeitiges Anlegen von 4,5V Gleichspannung einer Flachbatterie fest und markieren beispielsweise jeweils die Lötöse, an der der Pluspol bei Anziehung der Membran liegen muß. Als Anschlußkabel verwenden wir zweiadrige Schalllitze von etwa zwei Meter Länge.

Die Vorderwand beziehen wir mit gut luft- und schalldurchlässigem, also weitma-

schigem, Dekorationsstoff; Rahmen und Rückwand tapezieren wir mit Leukorthen-Holzfasertapete – passend zu den Wohnzimmermöbeln. Nach dem Anleimen der Vorderwand mit zusätzlichen Holzleisten zwischen den Rahmenkanthölzern wird der gesamte Innenraum mit Schaumstoff ausgefüllt und die Rückwand an den Ecken mit vier kräftigen Holzschrauben festgezogen. Zwei Filzstreifen an der Bodenunterseite schließen den Aufbau ab; Bild 12.15 zeigt eine Ansicht beider Kompaktboxen.

Wir schalten unsere erste Verstärkeranlage

Zunächst muß der Arbeitspunkt der Endstufe eingestellt werden. Nach Bild 5.25 verbinden wir die Leiterplatte EV mit dem je-

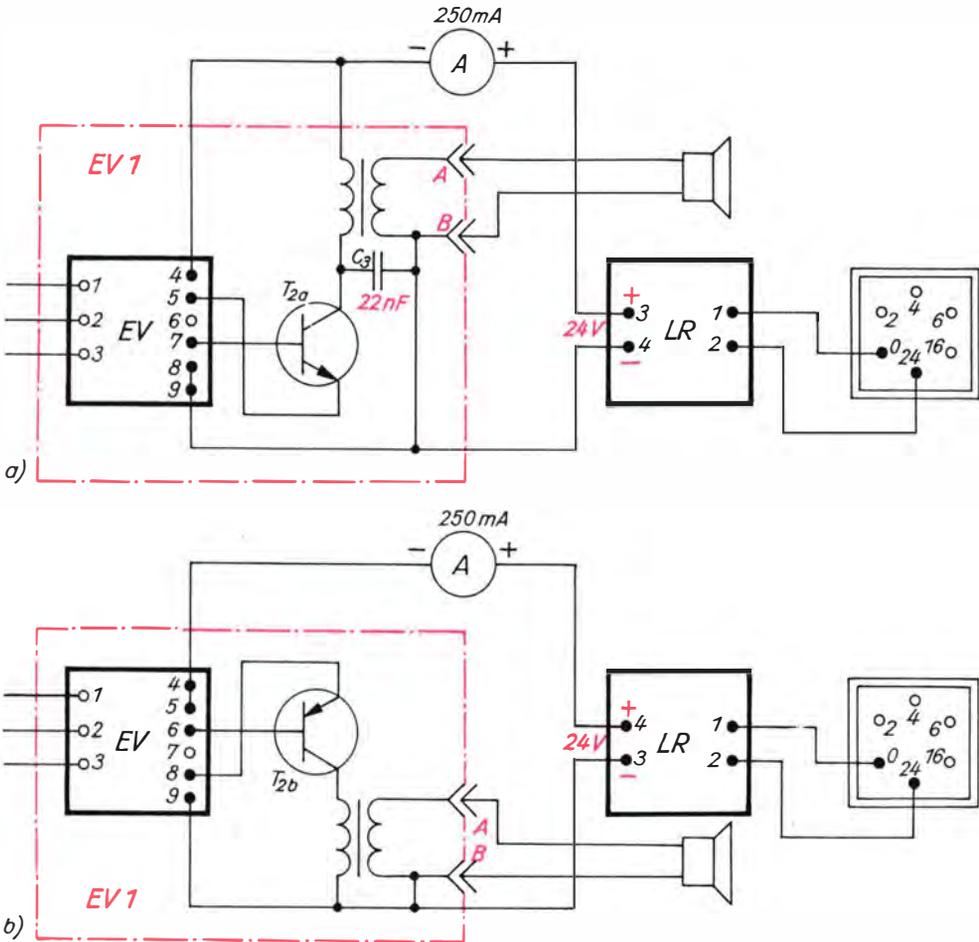


Bild 5.25. Wir stellen den Arbeitspunkt der Endstufe bei Verwendung von Si-npn- (a, T_{2a} : KU 601) und Ge-pnp-Transistoren in EV1 und LR ein (b, T_{2b} : GD 242)

5. Experimente mit einfachen Tonfrequenzverstärkern

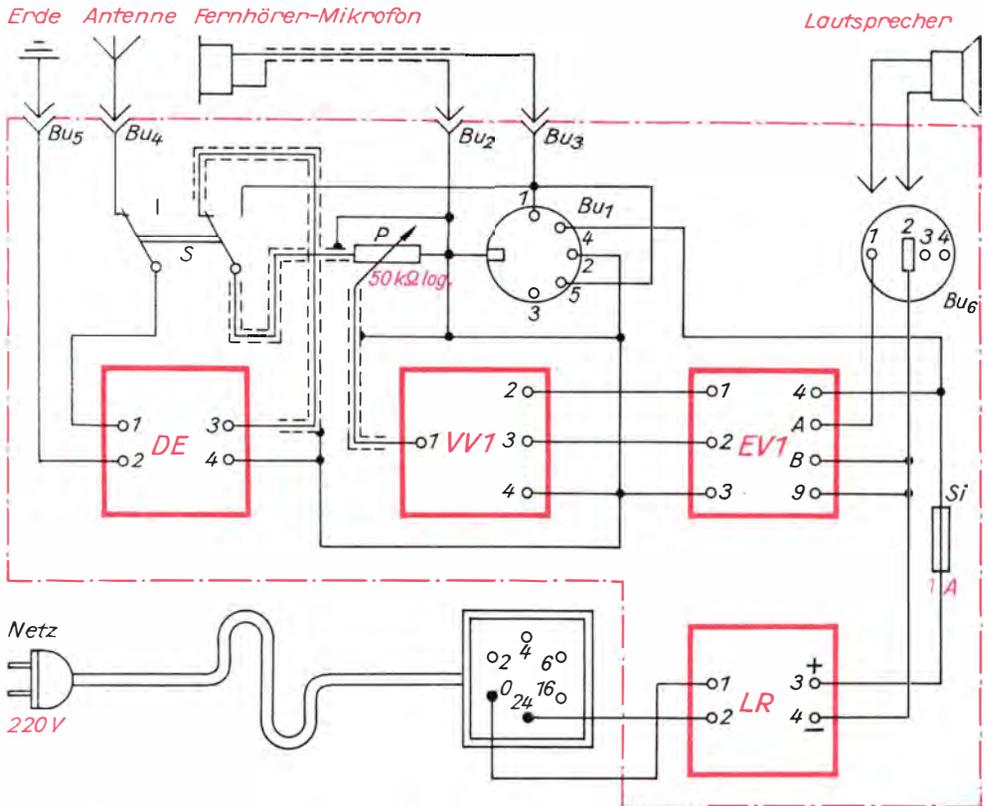


Bild 5.26. Die Schaltung unserer ersten Verstärkeranlage Ia

weiligen Endtransistor, dem Übertrager mit Lautsprecher, dem Leistungs-Regelnetzteil LR (mit angeschlossenem Leistungstransistor) und dem Experimentiertrafo. Bild 5.25 a zeigt die Variante mit Si-npn-Transistoren, für Ge-pnp-Transistoren gilt Bild 5.25 b. Vor dem Einschalten des Experimentiertrafos wird R_1 der Leiterplatte EV auf Größtwert gestellt (Rechtsanschlag). Nach dem Einschalten verkleinern wir dessen Wert durch Linksdrehen so weit, bis der Strommesser 210 mA anzeigt. Nach einigen Minuten ist eine Korrektur notwendig, da der Strom durch Erwärmung des Endtransistors ansteigt. Wir lassen den Einstellversuch mindestens 30 Minuten laufen und stellen am Ende noch einmal genau nach; dann bleibt die Einstellung unverändert.

Damit sind die Vorbereitungsarbeiten abgeschlossen, und wir können die einzelnen Baugruppen zur ersten vollständigen Verstärkeranlage schalten; Bild 5.26 gibt den

Stromlaufplan für die Bestückung mit Si-Leistungstransistoren wieder. Die innerhalb der strichpunktuiert umrandeten Fläche gezeichneten Teile ordnen wir auf der Grundplatte bzw. der Frontplatte eines Flachgehäuses an, in das alle noch folgenden Verstärkervarianten eingebaut werden können. Bu_1 ist eine fünfpolige Diodenbuchse, $Bu_2 \dots Bu_5$ sind Telefonbuchsen, und Bu_6 ist eine Lautsprecherbuchse. Mit dem zweipoligen Umschalter S können wir von »Fremdprogramm« auf »eigene Sendung« umschalten. Das Lautstärkepotentiometer P soll zur gehörrihtigen Lautstärkeeinstellung einen logarithmischen Kennlinienverlauf haben. Die Abschirmung der drei NF-Kabel verbinden wir jeweils an einem Ende mit der Minus- bzw. Masse-Leitung. Damit unser Experimentiertrafo auch weiterhin für Versuchsschaltungen verwendbar ist, beziehen wir ihn noch nicht mit in den Gehäusaufbau ein.

Die Grundplatte nach Bild 5.27 a stellen

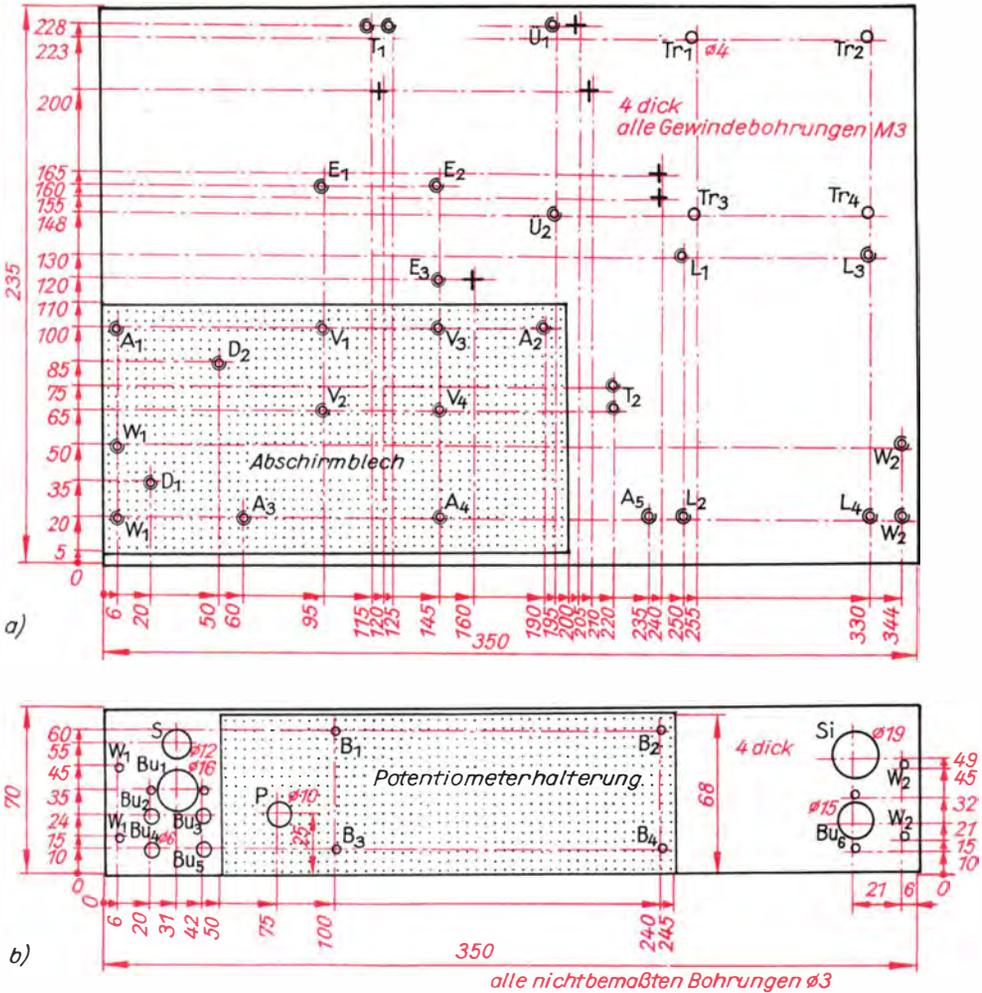


Bild 5.27. Die Grundplatte (a) und die Frontplatte (b) für unser Verstärkergehäuse

wir aus Hartpapier her; alle Bohrungen – außer $Tr_1 \dots Tr_4$ für den später hier einzubauenden Netztrafo – erhalten Gewinde M3. Zur Abschirmung des Vorverstärkers ist ein $200\text{ mm} \times 105\text{ mm}$ großes Stück Konservendosenblech vorgesehen, das bei A_1 und A_2 auf die Grundplatte geschraubt wird. Es erhält über allen Gewindebohrungen der Grundplatte Löcher von $3 \dots 3,5\text{ mm}$ Durchmesser. Die mit einem Kreuz bezeichneten Stellen erhalten ebenfalls M3-Gewindebohrungen; sie sind beim Aufbau der Verstärkeranlage I_c erforderlich. Für den notwendigen Abstand zwischen Grundplatte und Leiterplatte fertigen wir aus $3 \dots 4\text{ mm}$ dickem Pertinax 13 quadratische

Stückchen von 8 mm Kantenlänge mit je einer mittigen 3-mm -Bohrung an.

Im Vergleich mit Bild 5.28 schrauben wir nun die Leiterplatten und Bauelemente auf die Grundplatte, und zwar bei D_1 und D_2 den Diodenempfänger DE, bei $V_1 \dots V_4$ den Vorverstärker VV1, bei $E_1 \dots E_3$ den Endverstärker EV, bei $L_1 \dots L_4$ das Leistungs-Regelnetzteil LR, bei T_1 den Endstufentransistor des Verstärkers, bei T_2 den Leistungs-transistor des Regelnetztes und bei \dot{U}_1 und \dot{U}_2 den Lautsprecherübertrager.

Der Bohrplan für die Frontplatte, die aus dem gleichen Material wie die Grundplatte besteht, ist aus Bild 5.27b ersichtlich. In S setzen wir den zweipoligen Umschalter, in

Bu₁ die fünfpolige Diodenbuchse, in Bu₂ . . . Bu₅ Telefonbuchsen, in Bu₆ die Lautsprecherbuchse und in Si ein rundes Sicherungsgehäuse ein.

Als weitere Abschirmung und gleichzeitige Halterung für das Lautstärkepotentiometer stellen wir aus 1 mm dickem Aluminiumblech einen 195 mm breiten Winkel her, dessen Schenkel 68 mm und 11 mm lang sind. Er erhält wie die Frontplatte die Bohrungen P und B₁ . . . B₄ sowie im 11 mm langen Schenkel, 6 mm von der äußeren Biegekante entfernt, drei Löcher von 3 mm Durchmesser zum Anschrauben auf der Grundplatte bei A₃, A₄ und A₅. Vier 9 mm lange Abstandsstücke bei B₁ . . . B₄ sorgen für den richtigen Abstand zwischen Abschirmwinkel und Frontplatte beim Verschrauben beider.

Vor dem Anschrauben von Frontplatte und Abschirmwinkel mit eingesetztem Potentiometer auf der Grundplatte verdrahten wir die Buchsen, den Schalter und das Potentiometer soweit wie möglich. Wir vergessen auch nicht, das Potentiometergehäuse mit einer Masseleitung zu verbinden. Da es direkten Kontakt mit dem Abschirmwinkel hat, liegt damit auch dieser auf

Masse und nach dem Anschrauben auf der Grundplatte auch das dortige Abschirmblech. Zur stabilen Eckverbindung von Grundplatte und Frontplatte fertigen wir zwei Standardwinkel W₄ nach Tafel 6 aus Eisen- oder Alublech und schrauben sie bei W₁ und W₂ auf die Grundplatte; zur Verbindung mit der Frontplatte verwenden wir – auch bei W₁ und W₂ – je zwei Schrauben und Muttern M3. Die Endverdrahtung nehmen wir nach den Bildern 5.16, 5.20 und 5.26 vor. Nach Einsetzen der Sicherung und Anschluß des Lautsprechers kann die Funktionskontrolle mit dem Diodenempfänger erfolgen.

Gitarrenklänge – elektronisch verstärkt

Unser Fernhörer-Mikrofon bauen wir zu diesem Zweck zum elektromechanischen *Tonabnehmer* um. Dazu ist lediglich ein Plastrohrstück von 20 mm Außendurchmesser, 2 . . . 3 mm Wanddicke und 10 mm Länge erforderlich, das mit einer Stirnseite mit EP 11 in die Mitte der Membran aus Konservendosenblech geklebt wird und

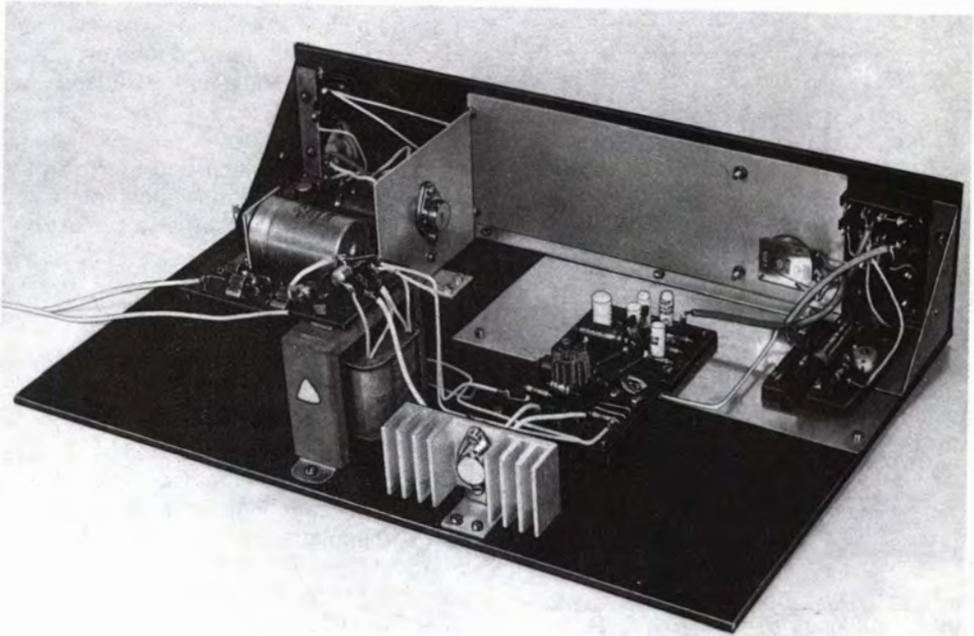


Bild 5.28. Der Aufbau unserer Verstärkeranlage Ia

durch die Öffnung der Lochscheibe ragt. In dieser Form werden übrigens auch *Körperschallmikrofone* und *Kehlkopfmikrofone* gebaut. Wir überzeugen uns von der Wirkung, indem wir das geänderte Mikrofon mit dem Plastrohr unter leichtem Druck an unseren Hals seitlich neben den Kehlkopf anlegen und sprechen. Jetzt werden nur noch unsere Bemerkungen aufgenommen

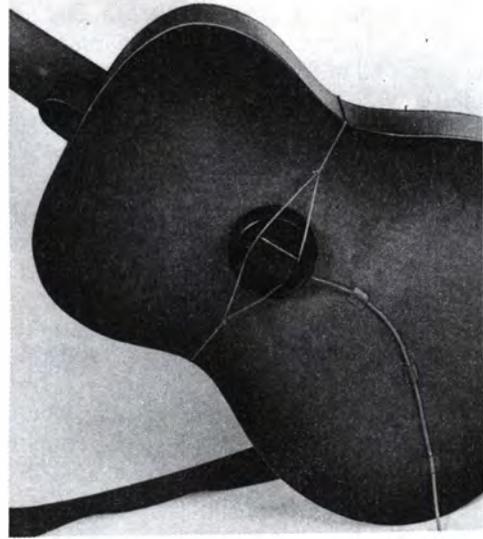


Bild 5.29. Das Körperschallmikrofon als Tonabnehmer am Resonanzboden einer Gitarre

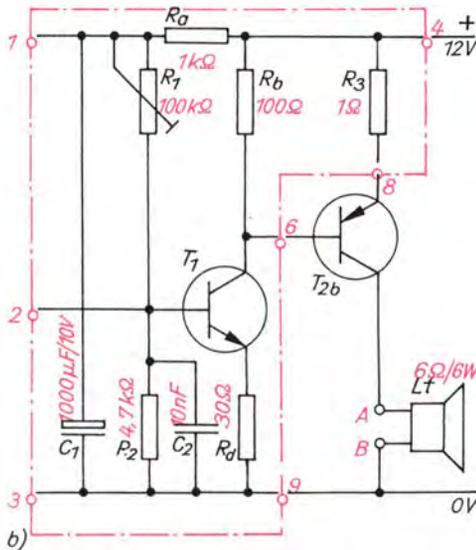
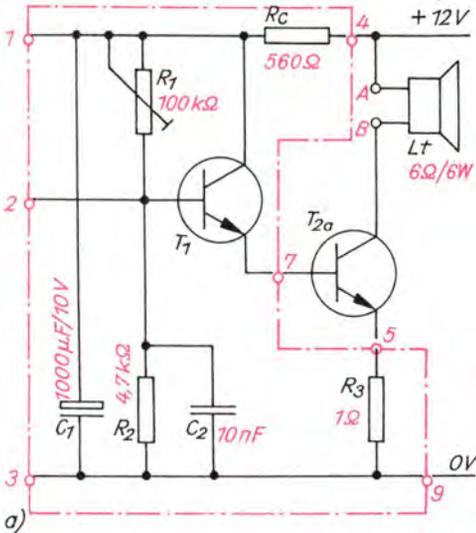


Bild 5.30. Stromlaufplan des Endverstärkers EV2 mit Si-npn- (a, T_1 : SF 126 D, T_{2a} : KU 601) und Ge-pnp-Endstufentransistor (b, T_{2b} : GD 240) (statt 12V nur 7V!)

und verstärkt; ein Sprecher neben uns ist auch bei gehobener Stimme akustisch »ausgeschaltet«. In der gleichen Art, d. h. durch Auflegen bzw. leichtes Andrücken, können wir auch beispielsweise das ordnungsgemäße Ticken unserer Armbanduhr oder den regelmäßigen und ruhigen Schlag unseres eigenen Herzens im Lautsprecher abhören.

Befestigen wir diesen Tonabnehmer zunächst erst einmal nach Bild 5.29 provisorisch am Resonanzboden einer normalen Gitarre, haben wir unser erstes elektronisches Musikinstrument.

Ohne Übertrager geht's noch einfacher!

Abgesehen vom Netztransformator, macht unser Übertrager einen Großteil der Masse des Verstärkers aus, und er beansprucht auch eine Menge Platz. Dazu kommt noch sein Wirkungsgrad, der nur höchstens 75 % der möglichen Sprechleistung an den Lautsprecher bringt. Es ist daher nur natürlich, nach Wegen zu suchen, auch ohne Übertrager auszukommen. Bild 5.30 zeigt die beiden Varianten des Endverstärkers EV2, bei

dem der Lautsprecher direkt als Arbeitswiderstand in der Kollektorleitung des Leistungstransistors liegt; die Vorstufe entspricht der des Verstärkers EV1. Da jetzt durch die Schwingspule des Lautsprechers ein Gleichstrom fließt, begnügen wir uns mit einer geringeren Leistung und berechnen den Arbeitspunkt für $P_V = 2\text{ W}$ und

$$Z = 6\ \Omega. \text{ Mit } P_V = I_C \cdot U_{CE} \text{ und } Z = \frac{U_{CE}}{I_C} \text{ er-$$

halten wir näherungsweise $P_V = \frac{U_{CE}^2}{Z}$ bzw.

$$U_{CE} = \sqrt{P_V \cdot Z} = \sqrt{2\text{ W} \cdot 6\ \Omega} \approx 3,5\text{ V} \text{ und}$$

$$I_C = \frac{P_V}{U_{CE}} = \frac{2\text{ W}}{3,5\text{ V}} = 0,57\text{ A}.$$

Nach Bild 1.1 ermitteln wir einen Wirkwiderstand der Schwingspule von $R = 5,15\ \Omega$, so daß an diesem $U_R = 5,15\ \Omega \cdot 0,57\text{ A} = 2,9\text{ V}$ und an R_3 $U_{R3} = 0,57\text{ V}$ abfallen. Die Betriebsspannung muß daher $U_B = U_R + U_{CE} + U_{R3} \approx 7\text{ V}$ betragen. Zu diesem Zweck greifen wir am Experimentiertrafo 8V ab, schließen auf der Leiterplatte des Regelnetztes die Z-Diode ZD_1 mit einer Drahtbrücke kurz und löten zusätzlich zu ZD_2 zwischen die Lötösen 7 und 8 eine Z-Diode SZX 21/6,8. Auf der Leiterplatte EV sind je-

weils drei Änderungen notwendig: Bei der Si-Variante ist $R_c = 4,7\text{ k}\Omega$ durch einen $560\text{-}\Omega$ -Widerstand, für die Ge-Variante $R_a = 10\text{ k}\Omega$ durch einen $1\text{-k}\Omega$ -Widerstand und in beiden Fällen $R_3 = 5\ \Omega$ durch einen $1\text{-}\Omega$ -Drahtwiderstand zu ersetzen sowie C_1 auf $1000\ \mu\text{F}$ zu erhöhen.

Den Arbeitspunkt stellen wir entsprechend Bild 5.25 auf $I_C = 0,5\text{ A}$ ein, Meßbereich also 1 A. Die Anschlüsse von T_2 bleiben unverändert; anstelle des Übertragers wird der Lautsprecher direkt in die Kollektorleitung gelegt.

Die Schaltung unserer Verstärkeranlage Ib mit dem Endverstärker EV2 entspricht der im Bild 5.26 dargestellten Ia, nur arbeiten wir jetzt mit 8V Wechselspannung und 7V Betriebsspannung.

Der hohe Dauerstromverbrauch dieser Schaltung ist nur der eine Nachteil, ein weiterer besteht in der durch die Gleichstromvormagnetisierung geminderten Wiedergabequalität. Trotzdem ist diese »eisenlose« Endstufe Ausgangspunkt der Weiterentwicklung im Kapitel 10. Bis dahin sollten wir uns mit der Verstärkeranlage Ia begnügen und Ib lediglich als experimentelle Lösung für einen übertragerlosen Verstärker betrachten.

6. Kleinlautsprecher als Tauchspulmikrofon

Bei den Versuchen mit unserem Fernhörmikrofon haben wir sicherlich bemerkt, daß dessen Übertragungsqualität einige Wünsche offen läßt; für anspruchsvolle Übertragungen ist es ungeeignet. Mit verschiedenen Kleinlautsprechern führen wir deshalb zunächst einige Versuche durch, um uns selbst ein Bild von deren Übertragungseigenschaften zu verschaffen. Wir schließen sie genau wie das Fernhörmikrofon im Bild 5.26 an unseren Verstärker und stellen fest, daß zur guten Tiefenwiedergabe die Lautsprechermembran nicht zu klein sein darf. Grundlage der Wirkungsweise dieses Mikrofons ist die elektromagnetische Induktion. Entsprechend der auf die Membran treffenden Schallwellen wird die mit ihr verbundene Schwingspule verschieden tief in das Dauermagnetfeld getaucht und in ihr eine Wechselspannung induziert.

Die Konstruktion des Gehäuses richtet sich weitgehend nach dem speziellen Laut-



Bild 6.1. Unser Handmikrofon

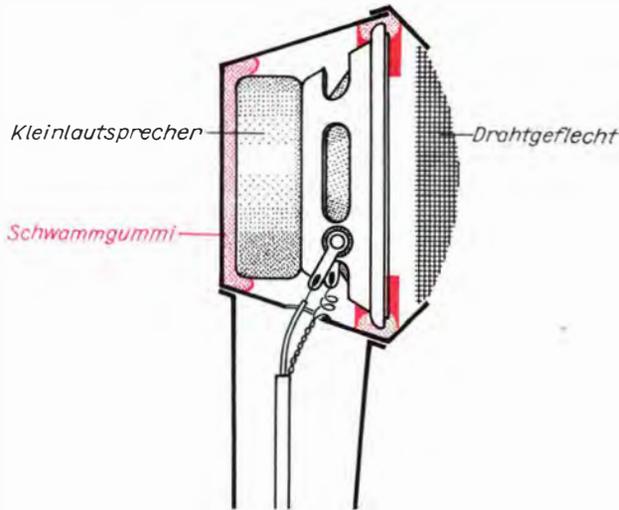


Bild 6.2. Schnitt durch das Mikrofongehäuse mit eingebautem Kleinlautsprecher

sprechertyp, darum sind die Bilder 6.1 und 6.2 nur als Anregung aufzufassen. Alle Gehäuseteile wurden aus Konservendosenblech gefertigt, miteinander verlötet und natürlich mit auf Masse gelegt. Wegen des niedrigen Innenwiderstandes dieses Mikrofon sind normalerweise keinerlei Abschirmungsmaßnahmen notwendig.

Schon bei den ersten Sprech- und Gesangsübungen fällt die gute Übertragungs-

qualität dieses Mikrofon auf. Dabei ist das menschliche Ohr nicht einmal ein besonders gutes »Meßgerät«. Für exakte Messungen braucht der Elektroakustiker einen Schallsender für veränderliche Tonfrequenzen und – beispielsweise zum Ermitteln der vom Mikrofon als Schallwandler erzeugten Spannung – einen empfindlichen Wechselspannungs-Meßverstärker; beide Geräte werden wir deshalb selbst bauen.

7. Ein Tongenerator ist unentbehrlich

Tongeneratoren für Meßzwecke baut man heute durchweg mit RC-Kombinationen, weil die für LC-Generatoren notwendigen

Spulen entfallen und damit auch keine unerwünschten induktiven Kopplungen auftreten können.

Resonanz an einem Spannungsteiler

Er besteht aus zwei Kondensatoren und zwei Widerständen und sollte nach seinem Erfinder *Wienscher* Spannungsteiler oder kurz *Wienteil* genannt werden; in der Literatur hat sich dagegen der Begriff »Wienbrücke« eingebürgert. Zur experimentellen Untersuchung seines Verhaltens im Wechselstromkreis schalten wir einen Versuch

nach Bild 7.1. Als Widerstände verwenden wir die eines Tandem-Schichtpotentiometers von $2 \times 10 \text{ k}\Omega$; bei logarithmischem Kennlinienverlauf können wir es später für den Stereoverstärker verwenden. Die Kapazität der Kondensatoren messen wir vorher mit unserer Meßbrücke und erhöhen, falls das erforderlich ist, die niedrigere Kapazität

7. Ein Tongenerator ist unentbehrlich

durch Parallelschalten einer zusätzlichen. Bei $C_1 = C_2 = 1,00 \mu\text{F}$ berechnen wir für die Netzfrequenz einen kapazitiven Blindwiderstand

$$X_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} = \frac{1 \text{ V}}{2\pi \cdot 50 \text{ s}^{-1} \cdot 10^{-6} \text{ As}} = 3,18 \text{ k}\Omega.$$

Nach Einschalten des Experimentiertrafos lesen wir am Wechselspannungsmesser beim Durchdrehen des Potentiometers die Grenzwerte 1,4 V (für $R = 10 \text{ k}\Omega$) und 0 V (für $R = 0$) ab, dazwischen erkennen wir ein Spannungsmaximum. Wir stellen es so genau wie möglich ein, lassen die Potentiometerstellung unverändert und notieren folgende Meßwerte (vgl. auch Bild 7.2 a): $U_2 = 2,15 \text{ V}$, $U = 6,4 \text{ V}$, $U_1 = 4,2 \text{ V}$, $U_{R1} = 2,95 \text{ V}$, $U_{C1} = 2,95 \text{ V}$ und $I = 0,95 \text{ mA}$. Schließlich ermitteln wir mit unserer Meßbrücke noch den eingestellten Widerstandswert: $R = 3,2 \text{ k}\Omega$, und nun kann die Auswertung erfolgen.

Das Spannungsmaximum $U_{2m} = 2,15 \text{ V}$ als Zeichen der Resonanzeigenschaft des Wienerteilers tritt bei $R = X_C$ auf. Die Resonanzfrequenz beträgt in unserem Fall nach

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

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

$$= \frac{1}{2\pi \cdot 3,2 \text{ k}\Omega \cdot 1 \mu\text{F}}$$

$$= \frac{1}{2\pi \cdot 3,2 \cdot 10^3 \frac{\text{V}}{\text{A}} \cdot 10^{-6} \frac{\text{As}}{\text{V}}}$$

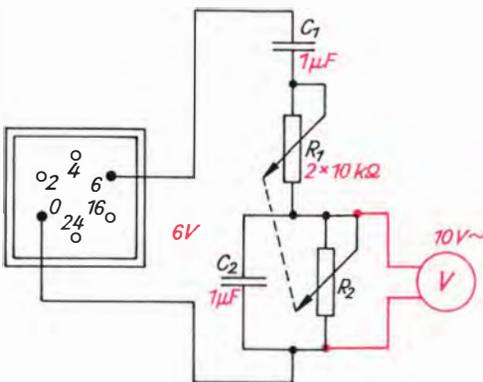


Bild 7.1. Wir untersuchen das Resonanzverhalten des Spannungsteilers nach Wien (»Wienbrücke«)

$= \frac{10^3}{2\pi \cdot 3,2} \text{ s}^{-1} \approx 50 \text{ Hz}$, ist also gleich der anregenden Netzfrequenz. Durch gemeinsame gleiche Änderung von R_1 und R_2 oder

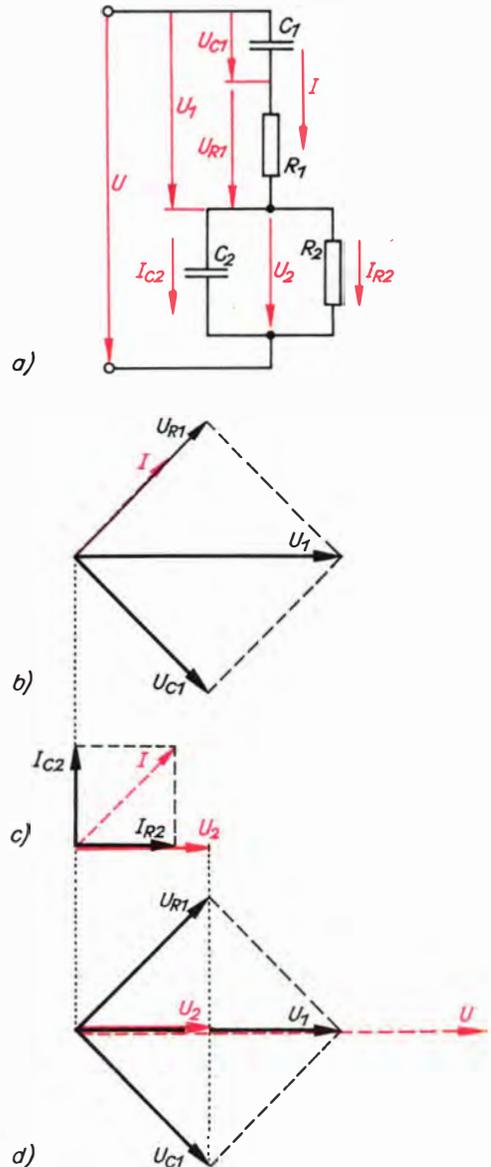


Bild 7.2. Die Spannungsverhältnisse bei Resonanz am Wienerteiler: a) Spannungen und Ströme, b) Zeigerdiagramm der Spannungen für die Reihenschaltung, c) Zeigerdiagramm der Ströme für die Parallelschaltung, d) Zeigerdiagramm der Spannungen für die Gesamtschaltung

C_1 und C_2 kann die Resonanzfrequenz des Wienteilers beliebig verändert werden.

Da R_1 und C_1 in Reihe geschaltet sind, erhalten wir gemäß Bild 2.9 a das Zeigerdiagramm der Spannungen im Bild 7.2 b. Es gilt $U_1 = \sqrt{U_{R1}^2 + U_{C1}^2} = \sqrt{2,95^2 + 2,95^2} V = 4,17 V$ (Meßwert 4,2V).

Der Wechselstrom I ist mit U_{R1} in Phase und teilt sich in der Parallelschaltung $R_2 C_2$ in zwei gleiche Teilströme. Das entsprechende Zeigerdiagramm sehen wir im Bild 7.2 c (vgl. auch Bild 2.11 a). Mit $I = \sqrt{I_{R2}^2 + I_{C2}^2}$ und $I_{R2} = I_{C2}$ erhalten wir $I = \sqrt{2 \cdot I_{R2}^2}$ bzw. $I = \sqrt{2} \cdot I_{R2}$, so daß die Zweigströme $I_{C2} = I_{R2} = \frac{I}{\sqrt{2}} = \frac{0,95 \text{ mA}}{\sqrt{2}} = 0,67 \text{ mA}$ betragen müssen und wir für die Teilspannung

$U_2 = R_2 \cdot I_{R2} = 3,2 \text{ k}\Omega \cdot 0,67 \text{ mA} = 2,14 V$ berechnen (Meßwert 2,15 V). U_2 ist mit dem Teilstrom I_{R2} in Phase.

Aus dem Vergleich der Zeigerdiagramme in den Bildern 7.2 b und c erhalten wir schließlich das Diagramm aller Spannungen entsprechend Bild 7.2 d und erkennen, daß die Teilspannungen U_1 und U_2 gleiche Phasenlage haben und sich deshalb wie Spannungsabfälle an rein ohmschen Widerständen zur Gesamtspannung addieren lassen:

$U_1 + U_2 = U$. Mit unseren Werten ergeben sich $4,2 V + 2,15 V \approx 6,4 V$. Wir sehen weiter, daß U_1 doppelt so groß wie U_2 ist: $U_1 = 2 \cdot U_2$, also $2 \cdot U_2 + U_2 = U$ bzw. $U = 3 \cdot U_2$. *Im Resonanzfall muß die Eingangsspannung U am Wienteil dreimal so groß wie die Ausgangsspannung U_2 sein, d. h., der für den Generataraufbau notwendige Verstärker muß mindestens eine dreifache Spannungsverstärkung aufweisen. Das ist eine erste Bedingung. Die zweite ergibt sich aus der Tatsache, daß jede Verstärkerstufe eine Phasendrehung um π bzw. 180° bewirkt. Deshalb sind zwei Stufen notwendig, um auf 2π bzw. 360° (oder 0°) zu kommen.*

Unsere Verstärkeranlage mit Wienteil als RC-Generator

Nach Bild 7.4 schalten wir den Wienteil an unseren zweistufigen Vorverstärker VV1 in

der Verstärkeranlage Ia; der angeschlossene Lautsprecher strahlt die Tonschwingungen dann gleich hörbar ab. Das Lautstärkepotentiometer ist zunächst zuge dreht (Verstärkung gleich Null), und das Tandempotentiometer des Wienteilers steht noch auf $3,2 \text{ k}\Omega$. Wir schalten am Experimentiertrafo ein, drehen P langsam auf und erhöhen damit die Verstärkung von VV1. Plötzlich ertönt im Lautsprecher der bekannte 50-Hz-Brummtön; die kritische Verstärkung von 3 ist erreicht. Wir erhöhen sie weiter, bis der Kontrollspannungsmesser $U = 0,25 V$ anzeigt.

Nun vergrößern wir die Widerstandswerte des Tandempotentiometers. Der Ton wird immer tiefer, und die Anzeige des Spannungsmessers geht zurück. Kurz vor dem Endanschlag setzen die Schwingungen aus; die Verstärkung von VV1 ist für diese niedrige Frequenz um 30 Hz unter 3 gesunken.

Anschließend drehen wir das Tandempotentiometer langsam zu, verkleinern also die Widerstandswerte. Die Schwingungen setzen wieder ein, der Ton wird bei weiterer Potentiometerdrehung ständig höher, bis der Lautsprecher bei etwa 250 Hz erneut verstummt. Der jetzt zu klein gewordene Scheinwiderstand des Wienteilers belastet den Verstärker ausgang übermäßig. Ein durchstimmbarer Tongenerator muß jedoch im gesamten Frequenzbereich eine konstante Ausgangsspannung liefern. Deshalb baut man ihn in Form einer Brückenschaltung auf und legt den Verstärker in deren Nullzweig. Die Prinzipschaltung ist im

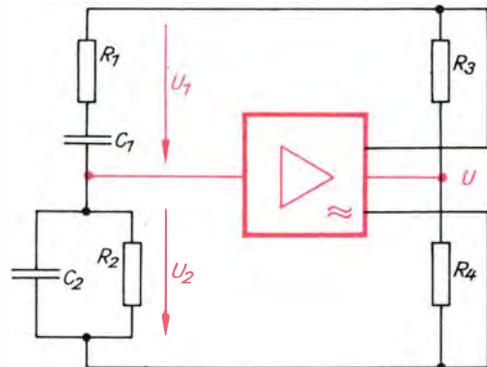


Bild 7.3. Grundsätzliche Schaltung eines Wienbrückengenerators

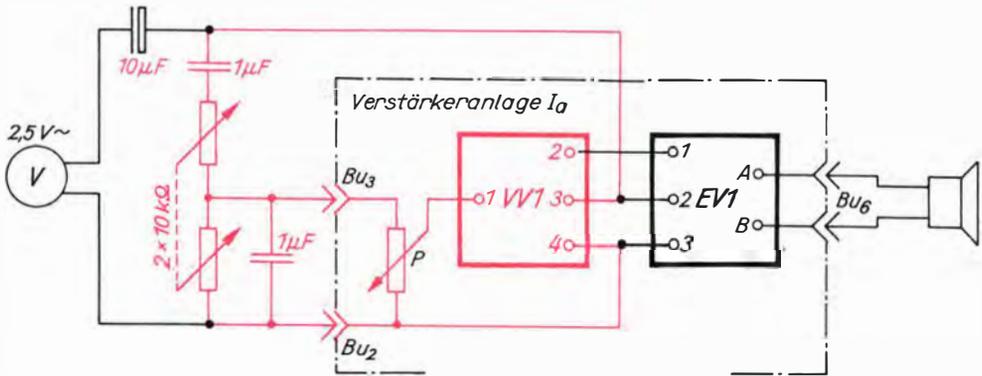


Bild 7.4. Tongeneratorkonstruktion mit Wienbrücke

Bild 7.3 zu sehen; ein Vergleich mit der Widerstands-Meßbrücke im Bild 2.12 b fällt uns sicherlich nicht schwer, wenn wir Bild 7.3 gedanklich um 90° im Uhrzeigersinn drehen. Entsprechend der dort genannten Bedingung $\frac{U_1}{U_2} = \frac{R_3}{R_4}$ gilt hier mit $U_1 = 2 U_2$ auch $R_3 = 2 R_4$.

Da der Elektronik-Amateur neben sinusförmigen oft ebenfalls rechteckförmige Schwingungen benötigt, sehen wir beim Aufbau eine entsprechende Umformungsstufe, den sog. *Schmitt-Trigger*, vor. Wie aus Bild 7.5 ersichtlich, liegt er direkt am Ausgang des Sinusgenerators, und der Umschalter S ermöglicht sowohl die Entnahme von Sinus- als auch von Rechteckschwingungen über die getrennte Endstufe.

Die Teilschaltungen unseres durchstimmbaren Sinus-Rechteck-Generators

Bild 7.6 zeigt den vollständigen Stromlaufplan. Aus Gründen der Übersichtlichkeit ist die Masseleitung nicht durchgehend ge-

zeichnet, sondern durch waagerechte Strichbalken an den einzelnen Bauelementen dargestellt. Für T_1 und T_2 , die den eigentlichen Schwingverstärker des Generators bilden, können wir diesmal keine üblichen Bipolartransistoren verwenden, sondern müssen zum Erzielen des sehr hohen Eingangswiderstandes *Feldeffekttransistoren*, kurz FET genannt, einsetzen.

Aufbau und Wirkungsweise eines Feldeffekttransistors

Wie der Name verrät, wird bei diesem Transistor der Strom durch ein elektrisches Feld gesteuert. Auf einem schwach n-leitenden Halbleiterkristall befinden sich zwei metallische Elektroden S und D (vgl. Bild 7.7 a), zwischen denen mit einer äußeren Spannung U_{DS} ein geringer Elektronenstrom angetrieben werden kann. Die Bezeichnung der Elektroden kommt aus dem Englischen und bedeutet S: *Source* (Quelle) und D: *Drain* (Senke); die Elektronen fließen von der Quelle zur Senke und verursachen den Drainstrom I_D . Wird nun in einem geringen Abstand, isoliert von der Halbleiteroberfläche, eine metallische Steuerelektrode G: *Gate* (Tor) angeordnet, so bilden Kristall

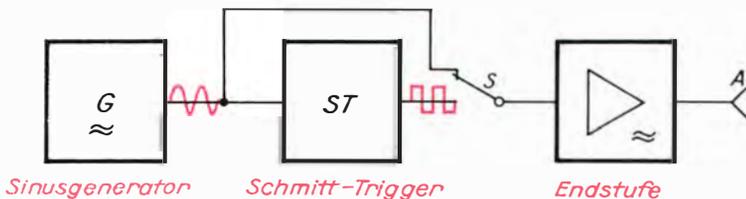


Bild 7.5. Übersichtsplan eines Sinus-Rechteck-Generators

und Gate-Elektrode einen Kondensator. Beim Anlegen einer Spannung U_{GS} entsteht zwischen Gate und Halbleiter ein elektrisches Feld. Liegt, wie im Bild 6.7a darge-

stellt, an G der positive Pol von U_{GS} , lädt sich das Gate positiv auf und zieht die im Halbleiter gleichmäßig verteilten Elektronen an dessen Oberfläche; der Drainstrom

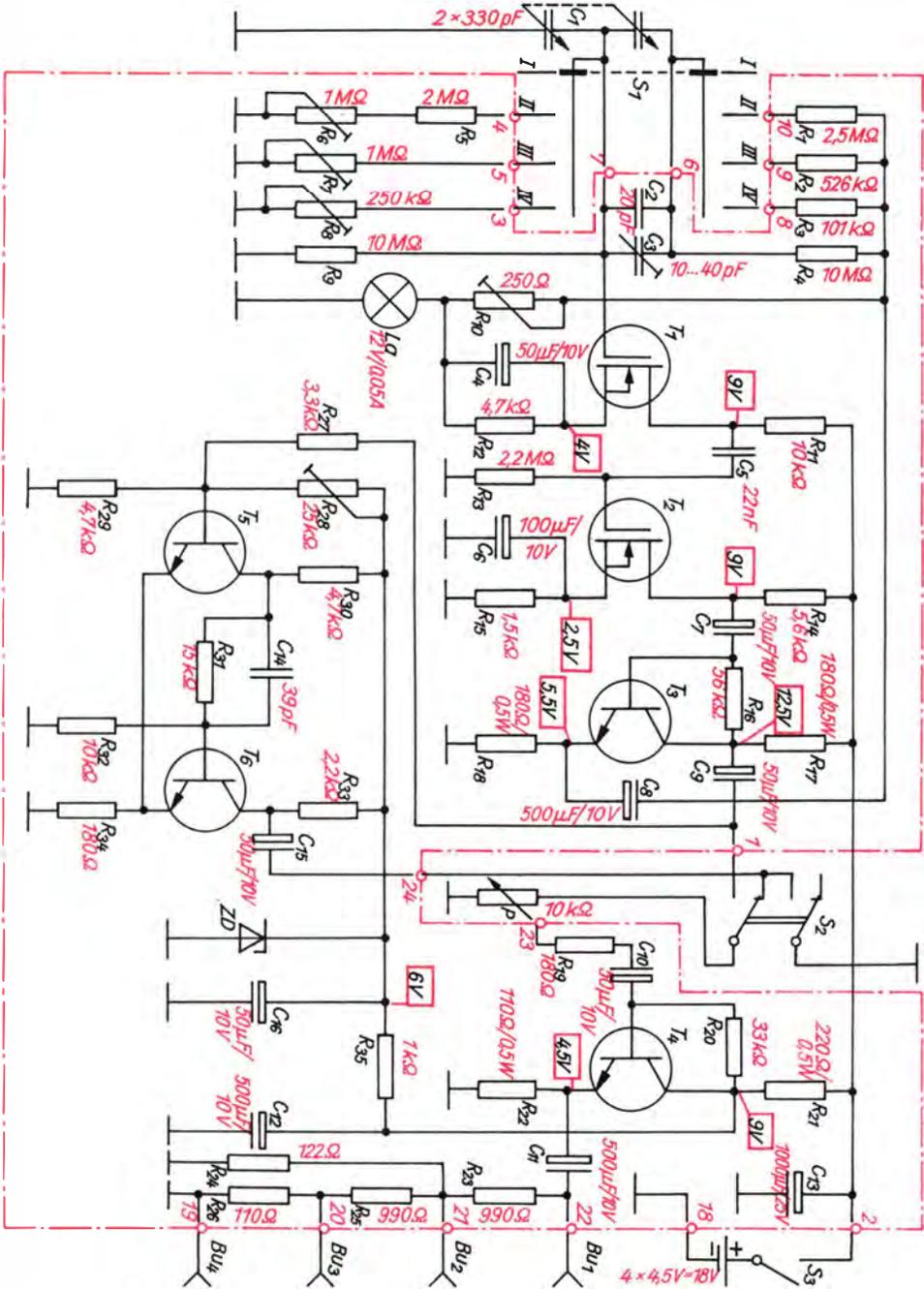


Bild 7.6. Stromlaufplan des durchstimmbaren Sinus-Rechteck-Generators (ZD : SZX 19/6,2, T₁ und T₂ : SM 103, T₃ und T₄ : SF 126 D, T₅ und T₆ : SC 236)

steigt an. Bei negativer Ladung der Steuer-
elektrode G werden die Elektronen in die
Tiefe des Halbleiters »gedrückt«, die Ober-
fläche verarmt an Elektronen, und der
Drainstrom wird geringer.

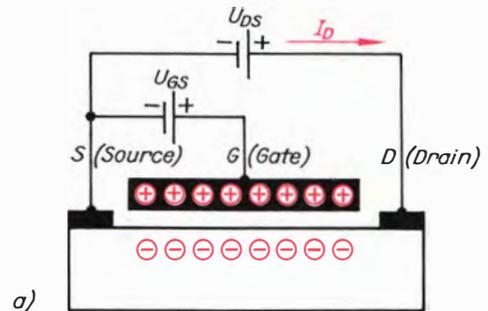
Bild 7.7 zeigt den Aufbau eines Feldeffekttransistors. Zwischen den stark dotierten n-leitenden Elektrodengebieten für Source und Drain im p-Substrat (engl.: *Bulk*) befindet sich ein schwächer dotierter n-leitender Kanal. Zur Isolation der Steuer-
elektrode vom Kanal dient eine nur etwa
0,1 µm – das ist ein Zehntausendstel Milli-
meter – dicke Siliziumoxidschicht. Entspre-
chend der Anordnung *Metall-Isolator-Halb-
leiter* (engl.: *Semiconductor = Halbleiter*),
wird dieser Feldeffekttransistor als MISFET
bzw., da die Isolierschicht aus einem Oxid
besteht, auch als MOSFET bezeichnet. Das
Substrat ist im Inneren des Transistorauf-
baus mit der Source-Elektrode verbunden,
wie das auch im Schaltungszeichen nach
Bild 7.7c dargestellt wird.

Die sehr dünne Oxidschicht ist gegen
statische Aufladungen äußerst empfind-
lich. Deshalb sind beim Umgang mit diesen
Transistoren zum Schutz der Isolierschicht
ganz besondere Vorsichtsmaßnahmen not-
wendig. Eine erste führt bereits der Herstel-
ler durch: Die Anschlußbahnen von MOS-
FET's werden entweder mit einem Metall-
band oder neuerdings auch mit Leitgummi
verbunden. Wir dürfen diese erst dann ab-
nehmen, wenn zwischen G und S eine an-
dere leitende Verbindung vorhanden ist.
Wichtig ist auch, daß wir beim Experimen-
tieren mit diesen Bauelementen keine
leicht und hoch aufladbare Dederonklei-
dung tragen!

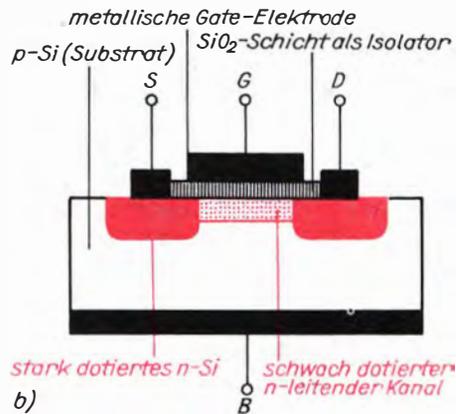
Wir nehmen die Kennlinie eines MOSFET auf

Auf dem Experimentierbrett bauen wir die
Schaltung nach Bild 7.8 a auf. Für U_{DS}
verwenden wir unseren Experimentiertrafo
(12 V ~) mit 12-V-Leistungs-Regelnetzteil,
für U_{GS} fünf in Reihe geschaltete Monoze-
llen. R_1 verhindert Batteriekurzschluß, R_2 ist
Schutzwiderstand für den Strommesser
und gleichzeitig Arbeitswiderstand. St_1 und
 St_2 sind Kabelsteckverbindungen. Zur Auf-
nahme des Transistors verwenden wir eine
übliche Fassung. Vor dem Einstecken be-
findet sich St_1 in Buchse O, St_2 ist geöffnet

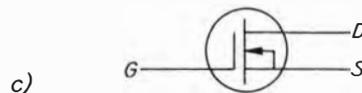
und der Experimentiertrafo abgeschaltet.
Nach Ermittlung der Elektrodenanschlüsse
(vgl. Tafel 8e) kommt der MOSFET in die
Fassung, und erst jetzt entfernen wir die
äußere Elektrodenverbindung. Dann öffnen
wir Steckverbindung St_1 (an G liegen
-7,5 V) und schalten den Trafo ein. Bei
 $I = \frac{U_{DS}}{R_2} = \frac{12 \text{ V}}{10 \text{ k}\Omega} = 1,2 \text{ mA}$ ist der Transi-
stor defekt und muß in den Abfall wandern.
Es darf höchstens ein Strom von wenigen
µA fließen, auch beim Kurzschließen von
 R_2 . Nun verkleinern wir schrittweise um je-
weils 1,5 V die negative Gatespannung
durch entsprechendes Umstecken von St_1
und notieren die Ströme für $R_2 = 0$.



a)



b)



c)

Bild 7.7. Zum Feldeffekttransistor:
a) Steuerung der Oberflächenleitfähigkeit
durch den Feldeffekt, b) Aufbau eines
MOSFET, c) Schaltungszeichen des
MOSFET (n-Kanal-Verarmungstyp)

Der Drainstrom darf dabei $I_{Dm} = \frac{P_{Vm}}{U_{DS}}$
 $= \frac{150 \text{ mW}}{12 \text{ V}} = 12,5 \text{ mA}$ nicht übersteigen.

Anschließend nehmen wir ganz analog durch Öffnen der Steckverbindung St_2 die Werte für eine Arbeitskennlinie mit $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ auf und erhalten etwa folgende Tabelle:

U_{GS} in V	I_D in mA für	
	$R_2 = 0$	$R_2 = 10 \text{ k}\Omega$
7,5	0,00	0,00
6,0	0,10	0,07
4,5	0,55	0,35
3,0	1,40	1,03
1,5	2,70	1,10
0	4,50	1,12

Nach Abschalten des Experimentiertrafos und Stellung 0 von St_1 fädeln wir zunächst um die Anschlußfahnen von G und S ein dünnes blankes Litzendrähtchen und dann auch noch mit um D. Der Transistor verbleibt aber weiterhin in der Fassung. Bild 7.8 b zeigt beide Kennlinien. Aus der rot gezeichneten für $R_2 = 0$ ermitteln wir eine wichtige Kenngröße des Feldeffekttransistors, die *Steilheit* $S = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}$. Sie beträgt für das Musterexemplar maximal

$$S = \frac{(4,5 - 2,7) \text{ mA}}{1,5 \text{ V}} = \frac{1,8 \text{ mA}}{1,5 \text{ V}} = 1,2 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

und sollte für einen Verstärker nicht unter $1 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$ liegen. Die schwarz dargestellte Arbeitskennlinie weist die bereits vom Bipolartransistor bekannte Strombegrenzung durch den Arbeitswiderstand auf (vgl. Bild 3.11a). Wir erkennen, daß der Arbeitspunkt A hier bei $I_D \approx 0,6 \text{ mA}$ liegen muß; die dafür notwendige Gatevorspannung beträgt etwa 4 V. Sie wird nach Bild 7.9 durch den Spannungsabfall $U_S = I_D \cdot R_S$ am Sourcewiderstand R_S erzeugt. Da über den Gatewiderstand R_G kein Strom fließt, ist S um $U_S = U_{GS}$ positiver als G; das ist gleichbedeutend mit G um U_S negativer als S. Mit $I_D = \frac{U_D}{R_D}$ und $U_D = \frac{U_B}{2}$ ergibt sich $I_D = \frac{U_B}{2 R_D}$

bzw. $U_S = \frac{U_B \cdot R_S}{2 R_D}$. Damit können wir den Sourcewiderstand nach $R_S = \frac{2 R_D \cdot U_S}{U_B}$ er-

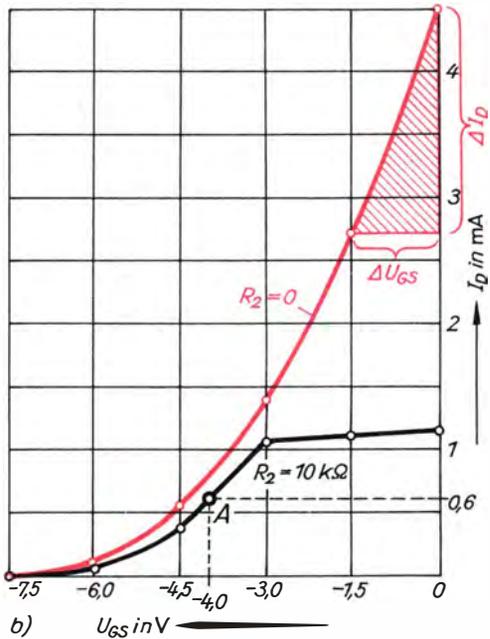
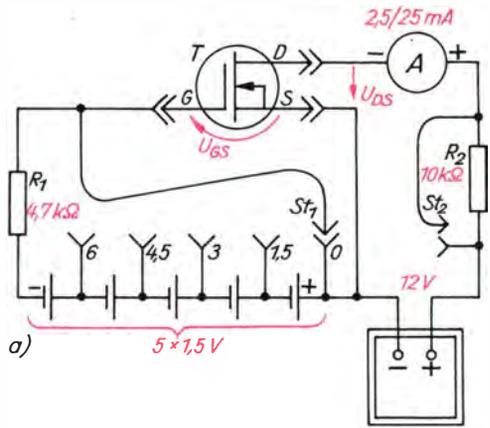


Bild 7.8. Wir nehmen Kennlinien eines MOSFET auf: a) Schaltung zur Kennlinienaufnahme (T : SM 103), b) Statische Kennlinie ($R_2 = 0$) und Arbeitskennlinie ($R_2 = 10 \text{ k}\Omega$)

mitteln. Für $R_D = 56 \text{ k}\Omega$, $U_B = 18 \text{ V}$ und $U_S = 2,5 \text{ V}$ (vgl. T₂ im Bild 7.6) erhalten wir $R_S = \frac{2 \cdot 56 \text{ k}\Omega \cdot 2,5 \text{ V}}{18 \text{ V}} = 1,55 \text{ k}\Omega$ ($R_{15} = 1,5 \text{ k}\Omega$). C_S dient der wechselstrommäßigen Überbrückung und wird entsprechend C_E nach S. 53 berechnet; für C_G gilt das auf S. 43 Gesagte. MOSFET werden stets als letzte Bauelemente auf eine Leiter-

platte gelötet. Dabei beachten wir folgende Einbauhinweise für Feldeffekttransistoren:

1. keine Dederonkleidung tragen
2. kurzgeschlossene MOSFET-Anschlußfahnen entsprechend Bild 5.11c biegen
3. Masseleitung der Platine mit einer guten Erdung (Wasser- oder Gasleitung) verbinden
4. eigenen Körper erden (beispielsweise über ein metallenes Uhrenarmband)
5. MOSFET in die vorgesehenen Leiterplattenbohrungen stecken
6. Stecker des Lötkolbens aus der Netzdose entfernen
7. Anschlußfahnen anlöten
8. Kurzschlußdrähtchen von den Anschlußfahnen entfernen.

Besonderheiten des Sinusgenerators in Brückenschaltung

Er besteht aus dem Schwingverstärker mit T_1 , T_2 und T_3 , dem mit S_1 umschaltbaren Wienteilern am Eingang von T_1 sowie dem im Bild 7.3 mit R_3 und R_4 bezeichneten zweiten Brückenweig, der hier durch den Einsteller R_{10} und die Glühlampe La gebildet wird.

Der Wienteilern ist mit dem Zweifach-Drehkondensator C_1 kapazitiv abstimmbar. Diese Variante wurde gewählt, da Tandemschichtpotentiometer immer Gleichlauffehler aufweisen. S_1 gestattet, die Frequenzbereiche I: 40 Hz ... 230 Hz, II: 200 Hz ... 1050 Hz, III: 0,75 ... 4,3 kHz und IV: 4 ... 21 kHz einzustellen.

Die Verwendung eines üblichen Drehkondensators bringt jedoch auch ein Problem mit sich. Normalerweise werden die

elektrisch verbundenen Rotorpakete samt Gehäuse auf Masse gelegt; in unserem Fall muß diese Stelle aber an den Verstärkereingang kommen und dafür ein Statorpaket auf Masse. Wir sind daher gezwungen, den gesamten Drehkondensator isoliert in ein besonderes Gehäuse einzubauen, das zur Abschirmung mit Masse zu verbinden ist. Dadurch erhöht sich zwangsläufig die Kapazität des Kondensatorsystems, dessen Stator ebenfalls auf Masse liegt, um etwa 30 pF. Zum Angleichen des anderen Systems schalten wir deshalb einen Festkondensator $C_2 = 20$ pF und für den genauen Abgleich einen Scheibentrimmer $C_3 = 10 \dots 40$ pF parallel.

Beträgt $C_{max} = 400$ pF, sind für den Frequenzbereich I Widerstände von

$$R_4 = R_9 = \frac{1}{2 \pi \cdot f_{min} \cdot C_{max}}$$

$$= \frac{1}{2 \pi \cdot 40 \text{ Hz} \cdot 400 \text{ pF}}$$

$$= \frac{1 \text{ V}}{2 \pi \cdot 40 \text{ s}^{-1} \cdot 400 \cdot 10^{-12} \text{ As}} = 9,95 \text{ M}\Omega$$

erforderlich; wir wählen $10 \text{ M}\Omega$. Hier kommt es weniger auf den absoluten Wert, als vielmehr auf Gleichheit beider an; wir kontrollieren das beispielsweise durch Gleichstrommessungen. Falls erforderlich, wird zum kleineren ein passender Reihenwiderstand ausgesucht. Mit $C_{min} = 70$ pF sind in diesem Bereich

$$f_{max} = \frac{1}{2 \pi \cdot R_4 \cdot C_{min}}$$

$$= \frac{1}{2 \pi \cdot 10 \text{ M}\Omega \cdot 70 \text{ pF}} \approx 230 \text{ Hz zu erwarten.}$$

In den übrigen Bereichen wird zu R_4 und zu R_9 jeweils ein Widerstand parallelgeschaltet. Das ist notwendig, damit die Gate-Elektrode von T_1 auch während des Bereichswechsels über R_9 , La und R_{12} mit der Source-Elektrode verbunden bleibt. Für Bereich II darf der wirksame Widerstand, da die niedrigste Frequenz hier fünfmal so groß wie im Bereich I sein soll, nur noch ein

$$\text{Fünftel von } R_4, \text{ also } R = \frac{10 \text{ M}\Omega}{5} = 2 \text{ M}\Omega,$$

betragen. Nach

$$\frac{1}{R_1} = \frac{1}{R} - \frac{1}{R_4} = \frac{1}{2 \text{ M}\Omega} - \frac{1}{10 \text{ M}\Omega} = \frac{5 - 1}{10 \text{ M}\Omega}$$

ermitteln wir $R_1 = \frac{10 \text{ M}\Omega}{4} = 2,5 \text{ M}\Omega$.

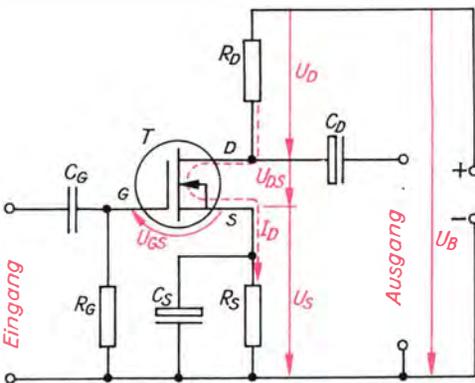


Bild 7.9. Verstärkerschaltung mit MOSFET

Wegen des notwendigen Abgleichs wird der zweite Widerstandswert dieses Bereiches mit dem zu $R_5 = 2 \text{ M}\Omega$ in Reihe geschalteten Einsteller $R_6 = 1 \text{ M}\Omega$ dem Widerstand R_1 genau angepaßt. Gleiches gilt für R_7 und R_8 der Bereiche III und IV, deren Festwiderstände R_2 und R_3 analog R_1 berechnet werden.

Bereich III: $800 \text{ Hz} = 20 \cdot 40 \text{ Hz}$;

$$R = \frac{10 \text{ M}\Omega}{20} = 500 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{10 \text{ M}\Omega}{19} = 526 \text{ k}\Omega.$$

Bereich IV: $4 \text{ kHz} = 100 \cdot 40 \text{ Hz}$;

$$R = \frac{10 \text{ M}\Omega}{100} = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{10 \text{ M}\Omega}{99} = 101 \text{ k}\Omega.$$

Der erwähnte zweite Brückenweig mit R_{10} und L_a hat die Aufgabe, die Verstärkung während des Betriebes auf 3 zu halten. Damit würde der Generator aber nicht von selbst anschwingen. Deshalb wird eine Glühlampe als stromabhängiger Widerstand eingesetzt, der den Brückenweig zunächst verstimmt und die Spannungsverstärkung größer als 3 werden läßt; nach kurzer Betriebszeit muß die Verstärkung dann wieder auf 3 zurückgehen.

Zum besseren Verständnis nehmen wir nach Bild 7.10 a die im Bild 7.10 b dargestellte Strom-Spannungs-Kennlinie einer Glühlampe $12 \text{ V}/0,05 \text{ A}$ auf. Von 0 bis 1 V erhöhen wir die Wechselspannung jeweils um 0,2 V, dann messen wir die Ströme nur noch für 1,5 V, 2 V und 2,5 V. Bei 0,2 V hat die Lampe einen Widerstand von $\frac{0,2 \text{ V}}{6 \text{ mA}}$
 $= 33,3 \Omega$, bei 2,5 V steigt er auf $\frac{2,5 \text{ V}}{21 \text{ mA}}$
 $= 119 \Omega$. Wir erkennen, daß die Glühlampe im kalten Zustand ihre beste Leitfähigkeit hat; sie dient in unserer Generatorschaltung als *Kaltleiter*.

Legen wir die vom Schwingverstärker zu liefernde Wechselspannung mit $U = 1 \text{ V}$ fest, müssen an der Glühlampe $U_2 = \frac{U}{3}$

$= 0,333 \text{ V}$ abfallen und laut Kennlinie im zweiten Brückenweig $I = 7,7 \text{ mA}$ fließen. Der Wechselstromwiderstand der Glühlampe beträgt $R_{L_A} = \frac{0,333 \text{ V}}{7,7 \text{ mA}} = 43,3 \Omega$.

und der Einsteller wäre auf

$R_{10} = 2 \cdot R_{L_A} = 86,6 \Omega$ einzustellen. Im Augenblick des Einschaltens liegt der Lampenwiderstand bei etwa 20Ω und setzt als Teil des Sourcewiderstandes die negative Gatespannung von T_1 herab. Es fließt ein höherer Drainstrom, und das ist gleichbedeutend mit höherer Verstärkung; so wird ein sicheres Anschwingen ermöglicht.

Die erwähnte Wechselspannung von 1 V und der notwendige Wechselstrom von 7,7 mA müssen von der Ausgangsstufe des Schwingverstärkers geliefert werden. Um diese Werte auch mit Sicherheit zu erreichen, gehen wir für die Berechnung von einer maximalen Wechselspannung von 1,5 V aus. An der Glühlampe würden dann 0,5 V abfallen, und der Strom betrüge laut Kennlinie rund 10 mA. Damit dieser Wechselstrom einem ohmschen Widerstand entnommen werden kann, muß durch ihn ein Gleichstrom $I = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_L$
 $= 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 10 \text{ mA} = 28,8 \text{ mA}$, also rund 30 mA, fließen. Das ist für einen MOSFET des gewählten Typs jedoch zu viel; sein maximal zulässiger Drainstrom beträgt nur 15 mA. Deshalb ist die Anschaltung eines Impedanzwandlers T_3 notwendig.

Um den Ausgang des Generators nicht mit dem Endverstärker und dem Schmitt-Trigger zu belasten, werden die zwei Teilschaltungen am Kollektor von T_3 angeschlossen; für beide arbeitet er in Emitter-schaltung.

Mit den hier gewählten Widerständen $R_{17} = R_{18} = 180 \Omega$ fallen über jedem bei $I_C = 30 \text{ mA}$ $U_R = R \cdot I_C = 180 \Omega \cdot 0,03 \text{ A} = 5,4 \text{ V}$ ab; bei $U_B = 18 \text{ V}$ beträgt U_{CE} noch 7,2 V. Für $B = 250$ ermitteln wir einen Basisstrom von $I_B = \frac{I_C}{B} = \frac{30 \text{ mA}}{250} = 0,12 \text{ mA}$, so daß der Basiswiderstand

$$R_{16} = \frac{U_{CE} - U_{BE}}{I_B} = \frac{7,2 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{0,12 \text{ mA}}$$

$$= 55 \text{ k}\Omega \text{ groß sein muß; wir wählen } 56 \text{ k}\Omega.$$

Ein Spannungsteiler mit konstantem Ausgangswiderstand

T_4 arbeitet im Interesse eines niedrigen Ausgangswiderstandes von $Z = 100 \Omega$ in Kollektorschaltung. Mit dem Potentiometer an seinem Eingang läßt sich die Ausgangsspannung stufenlos einstellen; Widerstand

7. Ein Tongenerator ist unentbehrlich

R_{19} verhindert das Schwingen dieser Stufe bei zugedrehtem Potentiometer. Eine zusätzliche Verstärkung ist nicht erforderlich, da die am Kollektor von T_3 entnehmbare Wechselspannung gut auf 2 V gebracht werden kann. Dagegen erweist sich ein dezimalgestuftes Herabsetzen der Ausgangsspannung als zweckmäßig, weil wir dann auch noch Wechselspannungen um 10 mV oder 1 mV mit dem Potentiometer definiert einstellen können. Im Bild 7.11 ist der Spannungsteiler noch einmal getrennt dargestellt. An den Abgriffen 1, 2 und 3 soll der Scheinwiderstand Z jeweils 100 Ω betragen und für die Spannungen $U_1 : U_2 : U_3 = 100 : 10 : 1$ gelten. Die Teilwiderstände werden nach folgenden Gleichungen berechnet:

$$R_1 = 1,22 Z, R_2 = 9,9 Z \text{ und } R_3 = 1,1 Z.$$

$$\text{Wir ermitteln } R_{24} = R_1 = 122 \Omega,$$

$$R_{23} = R_{25} = R_2 = 990 \Omega \text{ und}$$

$$R_{22} = R_{26} = R_3 = 110 \Omega.$$

R_{22} ist gleichzeitig Emittierwiderstand der Endstufe. Bei einem minimalen Lastwiderstand von 150 Ω und 2 V Ausgangswechselspannung müssen $I_{\sim} = \frac{U_{\sim}}{R} = \frac{2 \text{ V}}{150 \Omega}$

$$= 13,3 \text{ mA Wechselstrom entnehmbar sein. Der Emittiergleichstrom ist deshalb auf}$$

$$I_E \approx I_C = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_{\sim} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 13,3 \text{ mA} \approx$$

$$40 \text{ mA einzustellen; der Spannungsabfall am Emittierwiderstand beträgt}$$

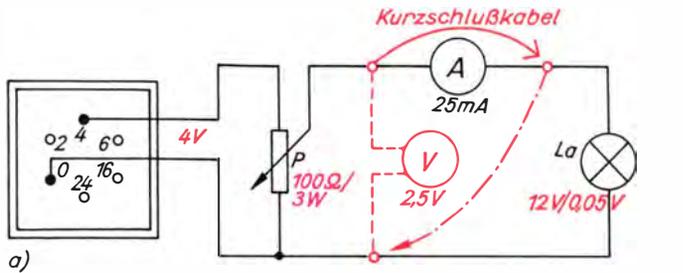
$$110 \Omega \cdot 40 \text{ mA} = 4,4 \text{ V, so daß die Endstufe mit } U_{BV} = 9 \text{ V betrieben werden kann.}$$

Damit am Siebwiderstand R_{21}

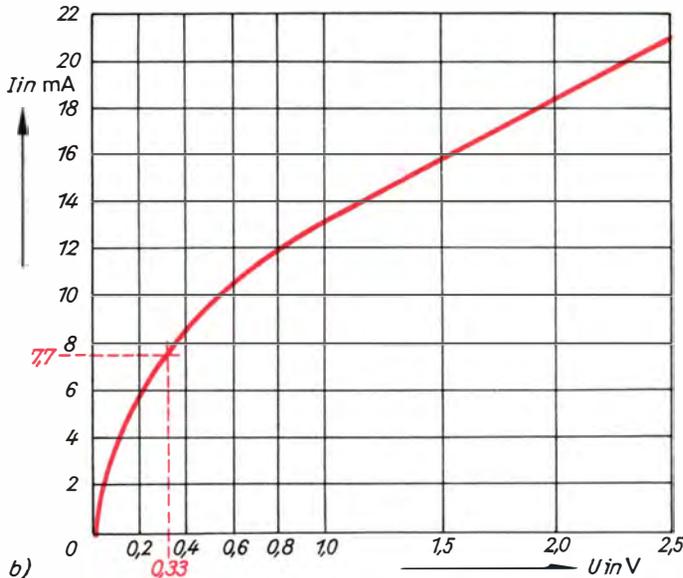
$$U_B - U_{BV} = 18 \text{ V} - 9 \text{ V} = 9 \text{ V}$$

abfallen, muß er eine Größe von

$$R_{21} = \frac{9 \text{ V}}{40 \text{ mA}} = 225 \Omega \text{ haben; wir setzen}$$



a)



b)

Bild 7.10. Wir nehmen die Kennlinie einer Glühlampe auf: a) Schaltung, b) Strom-Spannungs-Kennlinie einer Glühlampe 12V/0,05A

einen Widerstand von $220\ \Omega$ ein. U_{BV} beträgt dann $18\text{ V} - 8,8\text{ V} = 9,2\text{ V}$. Für den Basiswiderstand R_{20} ermitteln wir bei

$$B = 275 R_{20} = \frac{(U_{CE} - U_{BE}) \cdot B}{I_C} = \frac{(4,8\text{ V} - 0,6\text{ V}) \cdot 275}{40\text{ mA}} = 33\text{ k}\Omega.$$

Der Trigger als elektronischer Schalter

Wir bauen die Teilschaltung mit T_5 und T_6 ohne den Widerstand R_{28} nach Bild 7.9 a getrennt auf dem Experimentierbrett auf; eine Flachbatterie dient der Stromversorgung. Die Transistoren sollten Stromverstärkungen $B \approx 100$ haben. Um das Übertragungsverhalten des Schmitt-Triggers kennenzulernen, messen wir die Ausgangsspannung U_a in Abhängigkeit von der Eingangsspannung U_e , die mit einem Schichtpotentiometer von etwa $5\text{ k}\Omega$ einstellbar ist. Bei $U_e = 0\text{ V}$ lesen wir am Ausgang $U_a = 0,4\text{ V}$ ab. Transistor T_1 ist stromlos, über den Spannungsteiler $R_{C1} R_{V2} R_{B2}$ erhält die Basis von T_2 etwa 1 V Spannung, und durch T_2 fließt der maximale Kollektorstrom

$$I_{C2m} = \frac{U_B}{R_{C2} + R_E} \approx \frac{4,5\text{ V}}{2,4\text{ k}\Omega} = 1,87\text{ mA}.$$

An R_{C2} fallen $U_{RC2} = R_{C2} \cdot I_{C2m} = 2,2\text{ k}\Omega \cdot 1,87\text{ mA} \approx 4,1\text{ V}$ ab, so daß die Ausgangsspannung, wie bereits gemessen, $U_a = U_B - U_{RC2} = 4,5\text{ V} - 4,1\text{ V} = 0,4\text{ V}$ beträgt; die Emitterspannung liegt bei $U_{RE} = R_E \cdot I_{C2m} = 0,18\text{ k}\Omega \cdot 1,87\text{ mA} = 0,34\text{ V}$.

Nun vergrößern wir langsam U_e , bis U_a schlagartig auf $4,4\text{ V}$ springt. Wir behalten die Potentiometerstellung bei und messen

$$U_e = 1,6\text{ V}.$$

Nach $\frac{U_e}{U_{RB1}} = \frac{R_{V1} + R_{B1}}{R_{B1}}$ berechnen wir $U_{RB1} = \frac{U_e \cdot R_{B1}}{R_{V1} + R_{B1}} = \frac{1,6\text{ V} \cdot 4,7\text{ k}\Omega}{8\text{ k}\Omega} = 0,94\text{ V}$, so daß die Basis-Emitter-Spannung von T_1

$U_{BE1} = U_{RB1} - U_{RE} = 0,94\text{ V} - 0,34\text{ V} = 0,6\text{ V}$ beträgt. Damit fließt durch T_1 ein Kollektorstrom I_{C1} . Erreicht er etwa $0,3\text{ mA}$, geht U_{BE} von T_2 wegen des Spannungsabfalles an R_{C1} auf einen Wert unter $0,6\text{ V}$ zurück; T_2 wird stromlos. Die ursprüngliche Emitterspannung von $0,34\text{ V}$ sinkt auf $U_{RE} = R_E \cdot I_{C1}$

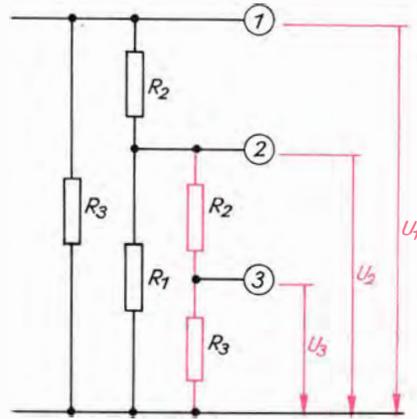


Bild 7.11. Zur Berechnung des Ausgangs-Spannungsteilers der Generator-Endstufe

$= 0,18\text{ k}\Omega \cdot 0,3\text{ mA} = 0,054\text{ V}$. Das entspricht einem Anwachsen der Basis-Emitter-Spannung von T_1 um $0,34\text{ V} - 0,054\text{ V} \approx 0,3\text{ V}$ auf etwa $0,9\text{ V}$ und bewirkt maximalen Stromfluß durch T_1 :

$$I_{C1m} = \frac{U_B}{R_{C1} + R_E} = \frac{4,5\text{ V}}{4,88\text{ k}\Omega} = 0,92\text{ mA}.$$

An R_{C1} fallen $0,92\text{ mA} \cdot 4,7\text{ k}\Omega = 4,32\text{ V}$ ab, der Querstrom I_Q geht auf $\frac{4,5\text{ V} - 4,32\text{ V}}{25\text{ k}\Omega}$

$= 0,007\text{ mA}$ zurück, und U_{RB2} beträgt nur noch $10\text{ k}\Omega \cdot 0,007\text{ mA} = 0,07\text{ V}$. Über R_E fließt ebenfalls I_{C1m} und verursacht $U_{RE} = 0,18\text{ k}\Omega \cdot 0,92\text{ mA} = 0,17\text{ V}$ Spannungsabfall. Damit betragen die Basis-Emitter-Spannungen von T_2

$$U_{BE2} = U_{RB2} - U_{RE} = 0,07\text{ V} - 0,17\text{ V} = -0,1\text{ V}$$

und von T_1 $U_{BE1} = U_{RB1} - U_{RE} = 0,94\text{ V} - 0,17\text{ V} = 0,77\text{ V}$; T_2 ist mit Sicherheit gesperrt und T_1 voll durchgesteuert.

Weiteres Erhöhen von U_e ändert an dem Schaltzustand nichts; wir überzeugen uns davon. Anschließend verkleinern wir U_e , bis die Ausgangsspannung wieder schlagartig von $4,4\text{ V}$ auf $0,4\text{ V}$ kippt. Jetzt messen wir $U_e = 1,2\text{ V}$. U_{RB1} beträgt in diesem Augenblick $\frac{1,2\text{ V} \cdot 4,7\text{ k}\Omega}{8\text{ k}\Omega} = 0,7\text{ V}$ und U_{BE1} kurz-

zeitig (angenommen, I_{C1} sei auf $0,6\text{ mA}$ gesunken, also $U_{RE} = 0,18\text{ k}\Omega \cdot 0,6\text{ mA} = 0,11\text{ V}$) $0,7\text{ V} - 0,11\text{ V} = 0,59\text{ V}$. Damit wird T_1 wieder stromlos, T_2 durchgesteuert,

7. Ein Tongenerator ist unentbehrlich

U_{RE} steigt wieder auf 0,34 V und sorgt mit $U_{BE1} = 0,7\text{ V} - 0,34\text{ V} = 0,36\text{ V}$ für vollständiges Sperren von T_1 .

Die Ausgangsspannung unseres Schmitt-Triggers nimmt also nur zwei Werte an: 0,4 V oder 4,4 V; Zwischenwerte existieren nicht. Transistor T_2 arbeitet als *elektronischer Schalter* und ist entweder gesperrt oder durchgesteuert. Im Unterschied zu einem Verstärker hat er zwei Arbeitspunkte, die bei $I_C = 0$ bzw. bei I_{Cm} liegen. Auf Schaltungen dieser Art werden wir noch zurückkommen.

Im Tongenerator nutzen wir das aus Bild 7.12 b ersichtliche Übertragungsverhalten zum Umwandeln der Sinusschwingung in eine Rechteckschwingung. Liegt am Eingang des Schmitt-Triggers eine sinusförmige Wechselspannung (Bild 7.13 a), so ist an seinem Ausgang die Impulsspannung

nach Bild 7.13 b abgreifbar; die Impulslücken sind breiter als die Impulse. Ein Rechteckgenerator soll jedoch symmetrische Impulse liefern. Dazu muß die Wechselspannung am Eingang des ersten Transistors einer Gleichspannung überlagert werden. Diese Aufgabe übernimmt Widerstand R_{28} im Bild 7.6. Über ihn erhält T_1 eine positive Vorspannung, so daß an seine Basis die Spannung U_{eB} entsprechend Bild 7.13 c gelangt und eine Ausgangsspannung nach Bild 7.13 d ermöglicht.

Die Betriebsspannung für den Schmitt-Trigger wird am Kollektor von T_4 abgegriffen und mittels Z-Diode ZD auf etwa 6 V stabilisiert (vgl. Bild 7.6). Bei direkter Entnahme von Sinusschwingungen liegt der Ausgang des Schmitt-Triggers über den zweipoligen Umschalter S_2 wechselstrommäßig auf Masse; damit soll eine mögliche Rückwir-

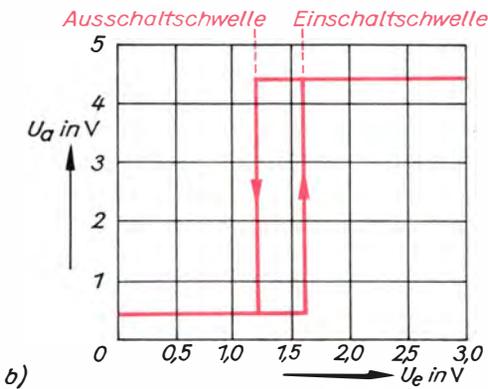
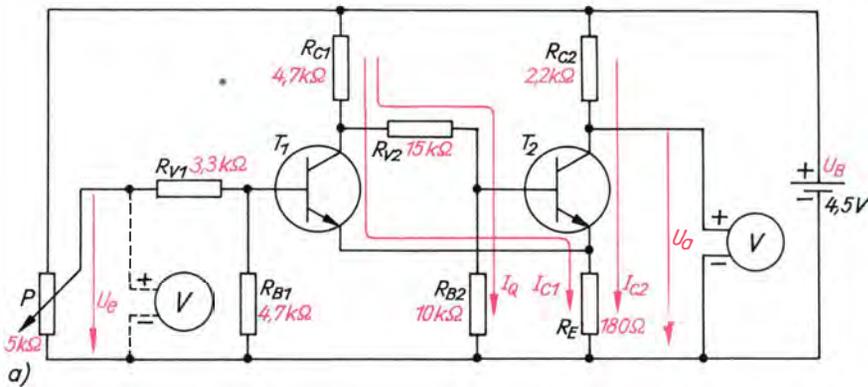


Bild 7.12. Wir nehmen das Übertragungsverhalten des Schmitt-Triggers auf: a) Experimentierschaltung (T_1 und T_2 : SC 236), b) Übertragungskennlinie

kung des Schmitt-Triggers auf den Sinusgenerator vermieden werden.

Wir bauen den Tongenerator

Alle im Bild 7.6 innerhalb der strichpunktirt umrahmten Fläche liegenden Bauelemente finden auf einer Leiterplatte Platz; Bild 7.14 a zeigt deren Leitungsführung und Bild 7.14 b den Bestückungsplan. Die Verbindung mit den übrigen Schaltungsteilen erfolgt diesmal über eine 24polige Zeibina-Steckverbindung, deren Messerleiste bei A_1 , A_2 und A_3 auf die Bauelementeseite der Leiterplatte geschraubt wird. Vor dem Einlöten prüfen wir jedes Bauelement, auch

die Einsteller. Nur so sind unliebsame Überraschungen sicher auszuschließen. Die MOSFET bilden den Abschluß. (Einbauvorschriften beachten!) Nach den Lötarbeiten muß die Platine in reichlich Spiritus abgewaschen werden; bereits geringste Lötfettspuren verfälschen die hochohmigen Widerstandswerte! Anschließend streichen wir die Leiterseite mit Elektroisolierschutzlack. Die fertige Leiterplatte sehen wir im Bild 7.15.

Eine erste Funktionskontrolle dient dem Messen der Stromaufnahme ($I \approx 75 \text{ mA}$) und der im Bild 7.6 angegebenen Spannungswerte; als Spannungsquelle für

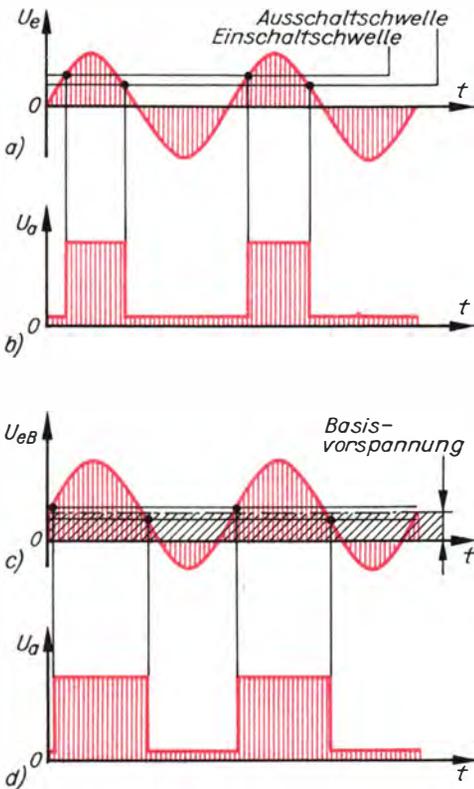


Bild 7.13. Aus sinusförmiger Wechselspannung wird eine rechteckförmige Impulsspannung: a) Wechselspannung am Eingang des Schmitt-Triggers, b) unsymmetrische Ausgangsspannung, c) Spannung an der Basis des ersten Transistors mit Basisvorspannung, d) symmetrische Ausgangsspannung

$U_B = 18 \text{ V}$ schalten wir vier Flachbatterien in Reihe. Diese Art der Stromversorgung kann auch für das fertige und dann netzunabhängige Gerät übernommen werden; auf die Dauer ist Netzbetrieb jedoch wirtschaftlicher.

Drehkgehäuse, Skaletrieb und Verdrahtung

Das Gehäuse für den Drehkondensator wird in der bekannten Art aus Leiterplattenmaterial gefertigt. Wir brauchen je zwei Platten 60 mm x 55 mm (Teile 1 und 2), 55 mm x 64 mm (Teile 3 und 4) und 64 mm x 60 mm (Teile 5 und 6). Aus Bild 7.16 ist ersichtlich, wie die Teile 1 und 3... 6 zu verlöten sind. Die Bohrungen in den Teilen 1, 2 und 3 richten sich nach dem speziellen Kondensatortyp. Zuerst schrauben wir an Teil 6 mit drei oder vier Schrauben und Muttern M3 den Befestigungswinkel aus 2... 3 mm dickem und 40 mm breitem Aluminium; er hat elektrischen Kontakt zur Kupferschicht des Gehäuses. Mit einer Schraube klemmen wir gleichzeitig etwa 3 cm aus der Gehäuseöffnung ragenden Litzendraht fest. Er führt zu einer Schraubverbindung in Teil 2, die außen eine Lötöse für den Masseanschluß trägt und mit einem Statorpaket verbunden wird. Dann löten wir an die Anschlüsse des Drehkondensators kurze Verlängerungen aus Schaltdraht; sie müssen durch die Bohrungen in Teil 3 nach außen weisen. Den Drehkondensator befestigen wir mit mindestens zwei Schrauben an Teil 1. Für den richtigen Abstand sorgt ein passendes Hartpapierstück (Teil 7); es dient gleichzeitig der notwendigen Isolation. Wir überzeugen uns, daß die Rotorpakete das Gehäuse beim Durchdrehen nirgends berühren und schrauben über ein zweites Hartpapierstück (Teil 8, gleiche Dicke wie Teil 7) Teil 2 an den Drehkondensator und, ringsum bündig schließend, in die Gehäuseöffnung.

Auf die Drehkondensatorwelle kommt ein zweirilliges Schnurlaufrad mit $d = 35 \text{ mm}$ Rillendurchmesser. Bei anderthalb Umdrehungen ergibt sich eine Zeigerweglänge der *Linearskala* von

$$l = 1,5 \cdot \pi \cdot d = 1,5 \cdot \pi \cdot 35 \text{ mm} = 165 \text{ mm.}$$

In die Frontplatte nach Bild 7.17 a aus Hartpapier setzen wir bei $Bu_1 \dots Bu_4$ die Telefonbuchsen des Ausgangs-

7. Ein Tongenerator ist unentbehrlich

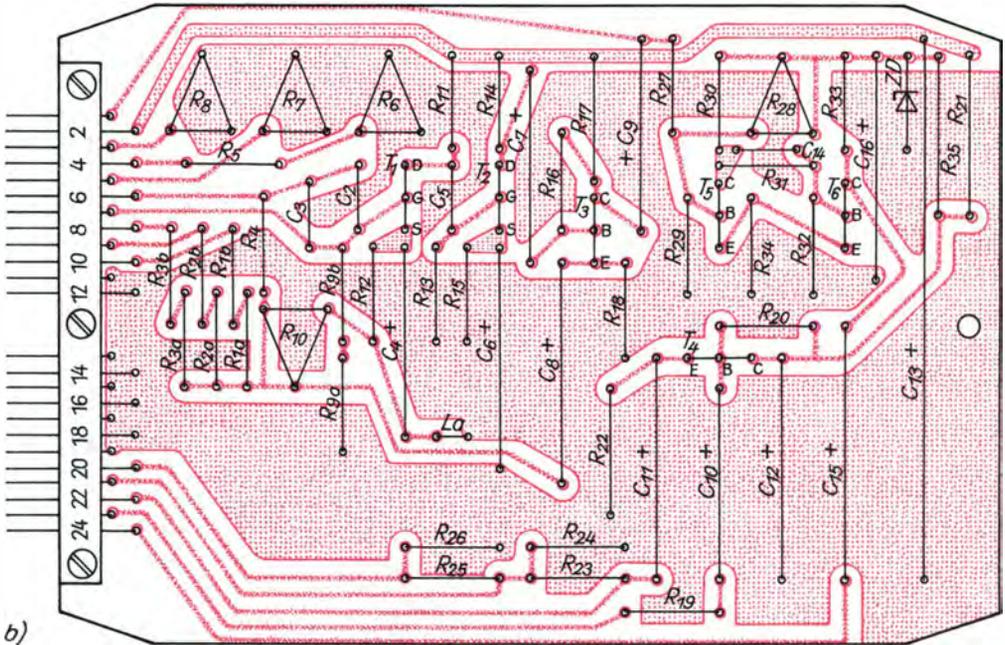
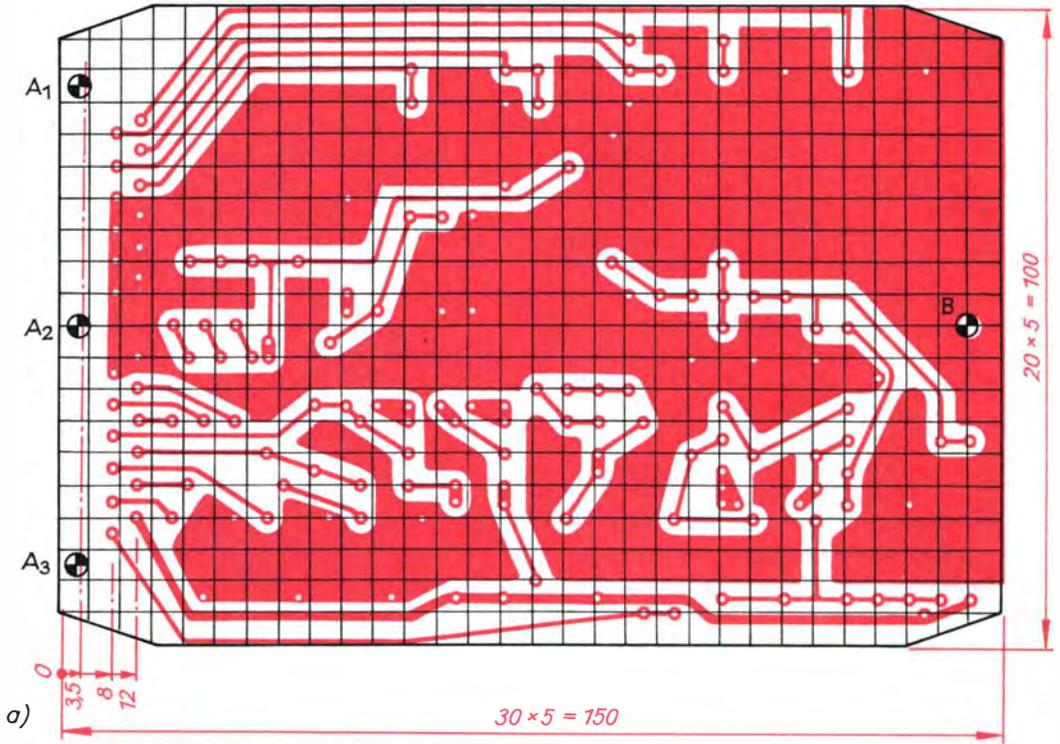


Bild 7.14. Leitungsführung (a) und Bestückungsplan (b) für die Leiterplatte des durchstimmbaren Sinus-Rechteck-Generators

spannungsteilers und bei S_2 einen zweipoligen Kipp-Umschalter ein; S_3 ist für den Hauptschalter gedacht. Im Fall der Stromversorgung mit Flachbatterien genügt ein einfacher Kippschalter, bei Netzbetrieb brauchen wir einen zweipoligen. Bohrung Si für ein Sicherungsgehäuse kann bei Batteriebetrieb entfallen.

Das Bearbeitungsschema der Skalenplatte aus 1 mm dickem Aluminiumblech ist aus Bild 7.17 b ersichtlich. Nach dem rechtwinkligen Abkanten entlang der Biegekanten erhält sie die erforderliche Stabilität. Bei C_1 schrauben wir den Winkel des Drehkockgehäuses und bei U eine gemeinsame Achse für zwei Umlenkrollen fest. Zum Antrieb des Drehkondensators selbst verwenden wir die Welle samt Lagerung eines defekten Potentiometers; eine passende Blechschele sichert die Welle gegen axiale Verschiebung. Die Antriebswelle wird bei A wie ein Potentiometer eingesetzt. Für den Seilzug eignen sich gut zwei Stücke aus Dederonangelschnur, die zur notwendigen Straffung mit einer kleinen Wendelzugfeder verbunden werden. Der zweigeteilte Seilzug wird folgendermaßen verlegt (wir blicken dabei von vorn auf die Skalenplatte):

Drehko auf C_{max} stellen; Schnurlaufrad so festschrauben, daß Schlitz senkrecht nach oben weist; ersten Seilzug in Schnurlaufrad

einhängen, in vorderer Rille über vordere Umlenkrolle zur Antriebswelle führen, um diese zweieinhalbmal entgegen dem Uhrzeigersinn schlingen und zurück zur hinteren Umlenkrolle legen. Schnurlaufrad einmal im Uhrzeigersinn drehen, zweiten Seilzug einhängen, in hinterer Rille ein halbes Mal im Uhrzeigersinn herum ebenfalls zur hinteren Umlenkrolle führen; an diesem Ende ziehen, bis der Drehko anschlägt. Nun werden beide Seilzüge direkt an der hinteren Umlenkrolle mit der kleinen Zugfeder verbunden.

Wie wir den Zeiger aus etwa 1 mm dickem Draht biegen und ihn dann am Seilzug befestigen, entnehmen wir den Bildern 7.18 und 7.16. So sitzt er zwar fest, läßt sich aber trotzdem noch an die richtige Stelle schieben.

Nachdem wir bei P das Potentiometer und bei S_1 einen zweipoligen 4-Stellen-Gehäuse-Umschalter mit der Skalenplatte verschraubt haben, kann sie über fünf 9 mm lange Distanzstücke bei $D_1 \dots D_5$ mittels Senkschrauben und Muttern M3 mit der Frontplatte verbunden werden. Beide sind dann gemeinsam auf die 4... 6 mm dicke Hartpapier-Grundplatte (260 mm x 150 mm) zu schrauben, die zur Abschirmung vollständig mit 1 mm dickem Aluminiumblech belegt ist. Wie die Leiterplatte auf der Grundplatte anzuordnen ist,



Bild 7.15. Die Leiterplatte unseres Tongenerators

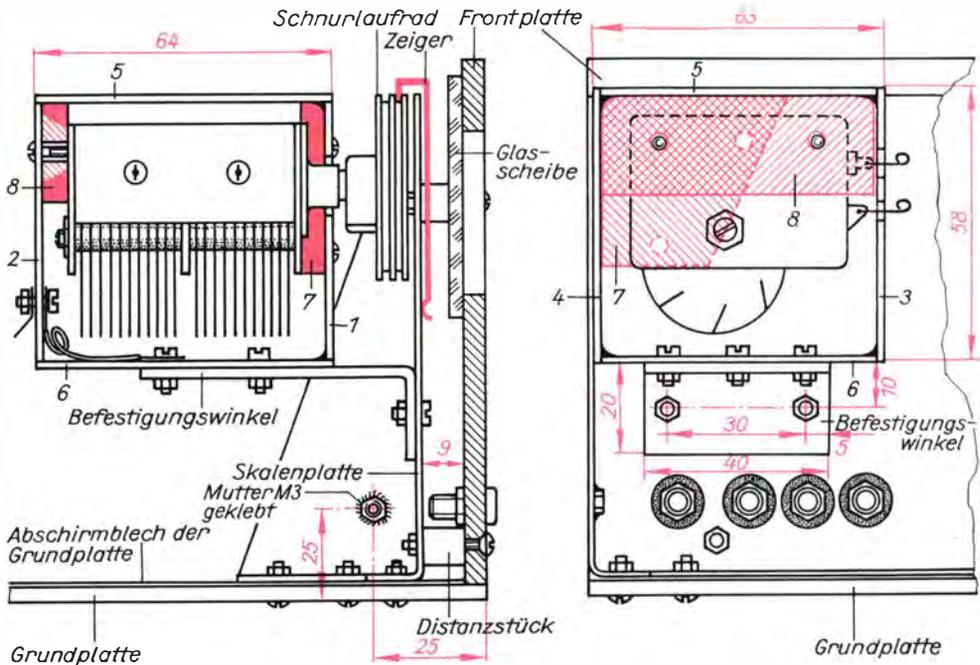


Bild 7.16. Aufbau des Kondensatorgehäuses und seine Befestigung an der Skalenplatte

sehen wir im Bild 7.19. Zwischen der Zeibina-Federleiste und der Grundplatte liegt ein 4 mm dicker Streifen aus Hartpapier. Durch Bohrung B schrauben wir die Leiterplatte mit untergelegtem Hartpapierstückchen auf der Grundplatte fest. Über die Verdrahtung der Federleiste mit den Bauteilen an Front- und Skalenplatte gibt Bild 7.20 Auskunft; es enthält auch den Stromlaufplan des erwähnten Netzteiles. Für den anschließend folgenden Abgleich des Tongenerators arbeiten wir jedoch zunächst weiterhin mit Flachbatterien.

Die Leitungen zwischen Drehko, Umschalter S_1 , Potentiometer, Umschalter S_2 und Federleiste verlegen wir einzeln und auf kürzesten Wegen; die zu den Kontakten 17...24 der Federleiste führenden in einem gemeinsamen Kabelbaum. Er verläuft zunächst entlang der hinteren Kante der Grundplatte und dann, rechtwinklig abgebogen, etwa in Grundplattenmitte unterhalb der Leiterplatte in Richtung Potentiometer. Von dort gehen die Einzelleitungen zu den entsprechenden Anschlüssen. Damit verhindern wir Rückwirkungen des Endstufenausgangs auf den Sinusgenerator.

Abgleich in Teilschritten

1. *Einstellen der Brückenspannung*

Wir wählen zunächst folgende Einstellung: Drehkondensator auf Maximalwert (Zeiger am linken Skalenende), Umschalter S_1 auf Frequenzbereich I, Umschalter S_2 auf Sinusbetrieb, Einsteller R_{10} etwa auf Mitte.

Dann schließen wir zwischen Minuspol des Kondensators C_3 und Ausgangsmassebuchse Bu_4 den Wechselspannungsmesser (Meßbereich 2,5 V) an und führen die Betriebsspannung $U_B = 18 V$ zu; am Spannungsmesser müssen etwa 1,5 V ablesbar sein. Wir verkleinern den Widerstandswert des Einstellers R_{10} so weit, bis der Spannungsmesser genau 1 V anzeigt. Anschließend stellen wir den Drehkondensator auf Minimalwert (Zeiger am rechten Skalenende) und trimmen mit C_3 ebenfalls auf 1 V. Dazu verwenden wir einen Schraubenzieher aus Plaste oder Hartpapier. Beide Einstellungen sind mehrmals zu wiederholen und am Trimmer zu beenden.

2. *Abgleich des Wienteilers*

Wir wählen eine mittlere Drehkokapazität (Zeiger in Skalenmitte) und schalten S_1 auf

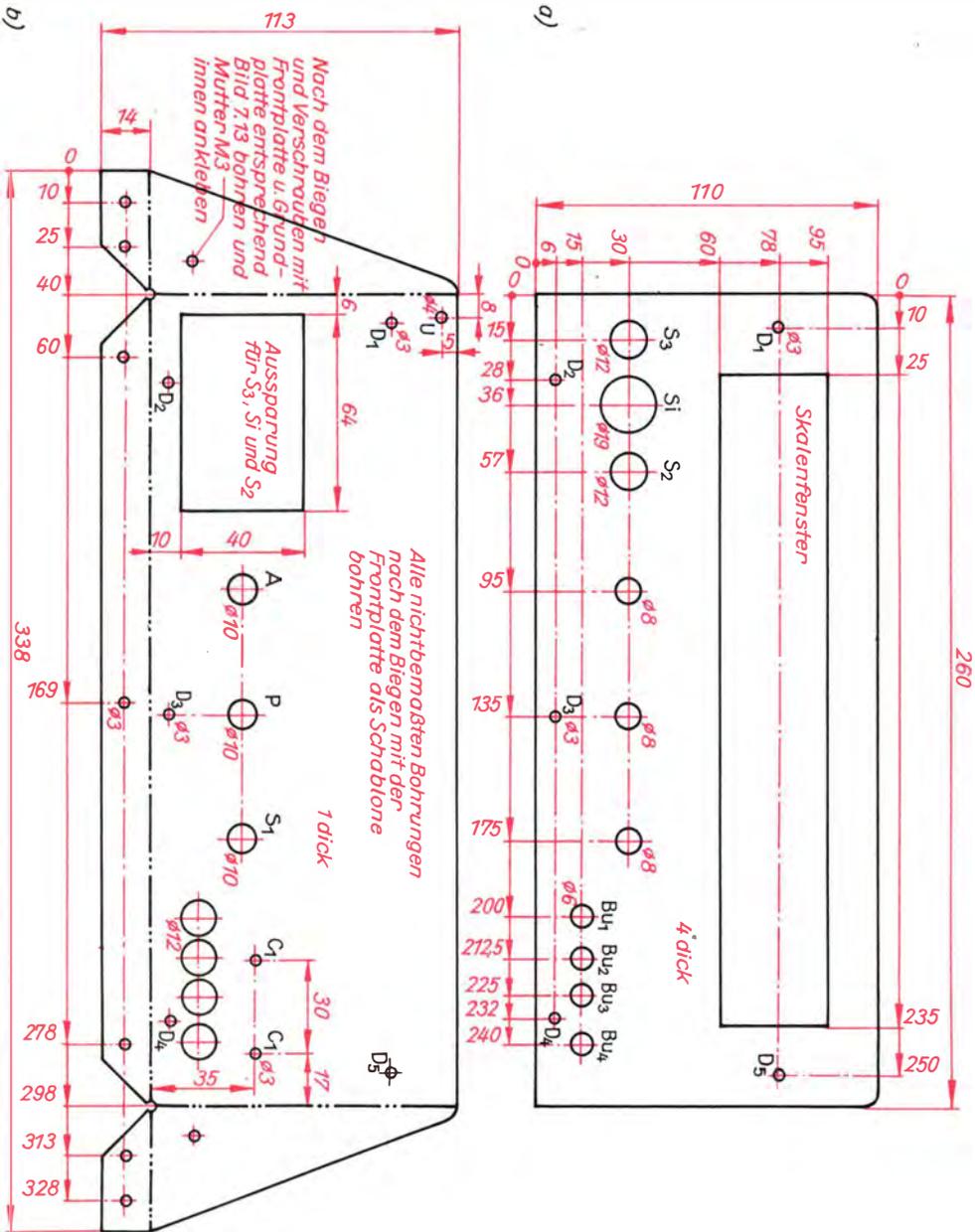


Bild 7.17. Frontplatte (a) und Skalenplatte (b) für den Gehäusaufbau des Tongenerators

Bereich II um R_6 wird so eingestellt, daß die Generatorspannung wieder 1 V beträgt. Im Bereich III ist dies mit R_7 und im Bereich IV mit R_8 zu wiederholen. Zum Schluß messen wir die Ausgangsspannung direkt an den Buchsen Bu_1 und Bu_4 . Sie muß in allen Bereichen geringfügig über 2 V liegen. Ist das

nicht der Fall, führen wir noch einmal Abgleichschritt 1 durch und gehen mit der Generatorspannung so weit über 1 V, daß am Ausgang mindestens 2 V zu messen sind.

3. *Symmetrierung der Rechteckspannung*
Der Wechselspannungsmesser verbleibt

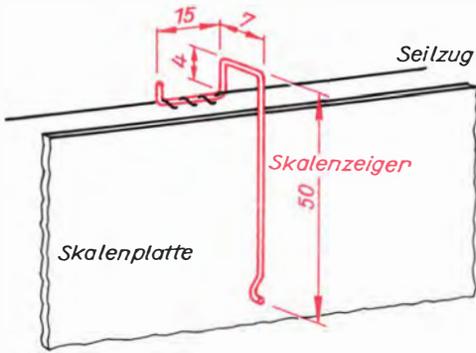


Bild 7.18. So biegen und befestigen wir den Skalenzeiger

an den Buchsen, das Potentiometer ist voll aufgedreht, wir wählen die niedrigste Frequenz und schalten mit S_2 auf Rechteckspannung um. R_{28} wird nun so eingestellt, daß der Spannungsmesser Maximalwert anzeigt. Dieses Verfahren ist hier anwendbar, da die Impulsspannung gleichspannungsfrei, also ebenfalls eine Wechselspannung, ist.

Netzteil und Masseproblematik

Als Transformator Tr im Bild 7.20 setzen wir einen handelsüblichen für 24 V Sekundärspannung und etwa 10 W ein; sehr vorteilhaft ist ein entsprechender Schutztrenntrafo.

Die Schaltung des Gleichrichterteiles ist eine Miniaturausgabe unseres Leistungs-Regelnetztes; hier genügen Einweggleichrichtung und ein Transistor. Den erforderlichen Wert des Widerstandes R_{37} ermitteln wir experimentell, und zwar so, daß sich bei angeschlossenem Tongenerator am Kondensator C_{12} auf der Generatorplatine 18 V einstellen. Diese Gleichrichterschaltung bauen wir auf einer kleinen Leiterplatte nach Bild 7.21 auf. Zum Anschrauben von C_{17} brauchen wir einen Winkel wie für C_5 des Leistungs-Regelnetztes, die Platine selbst schrauben wir mit einem Standardwinkel W_3 (Tafei 6) aus Aluminium mit den Maßen in mm laut Tabelle (S. 92 oben) auf die Grundplatte.

Die Minuspole von C_{17} und C_{18} dürfen nicht leitend mit dem Abschirmblech der Grund-

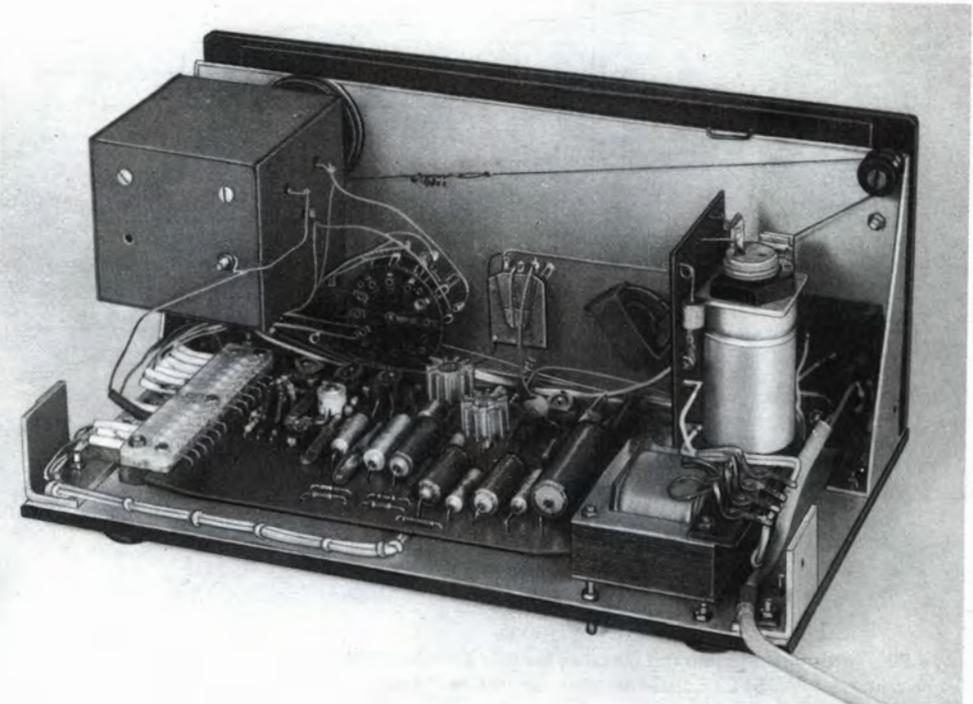


Bild 7.19. Ansicht des Generatorsaufbaus

7. Ein Tongenerator ist unentbehrlich

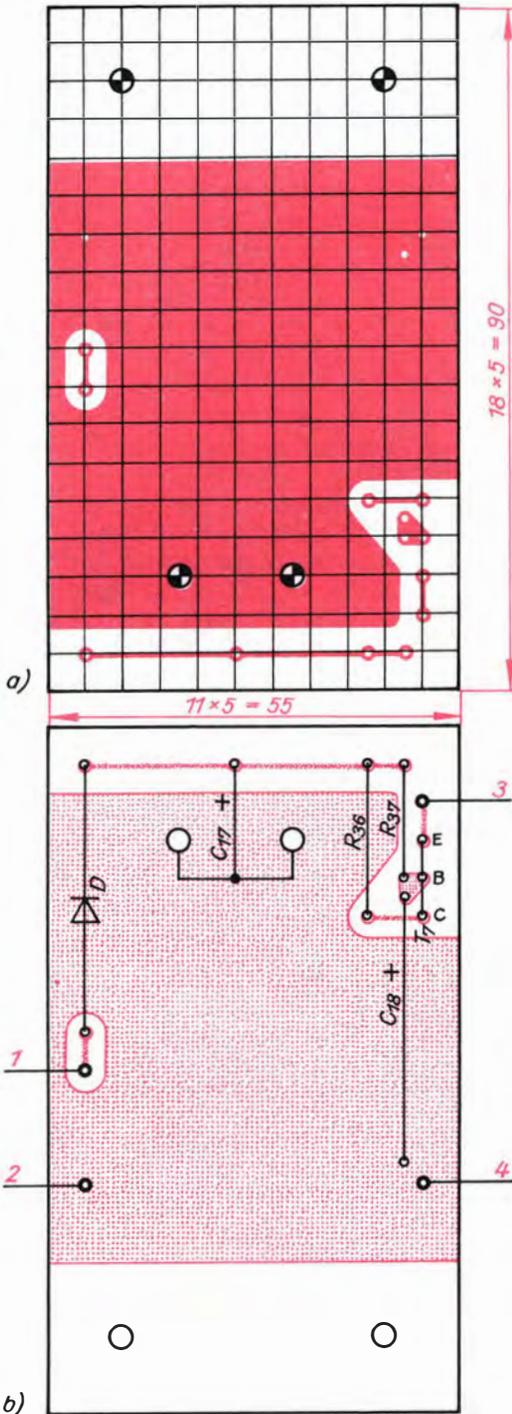


Bild 7.21. Leitungsführung (a) und Bestückungsplan (b) für die Leiterplatte des Generatornetzteiles

leihen müssen: einen durchstimmbaren Sinusgenerator und ein Oszilloskop. Auf die 250 mm \times 50 mm große Eichskale aus Zeichenkarton zeichnen wir mit Bleistift im Abstand von 15 mm zwei waagerechte Linien für je eine Doppelskala und klemmen den Karton mit zwei Krokodilklemmen auf der Skalenplatte unter dem Zeiger fest. Die Masseanschlüsse der drei Geräte werden miteinander verbunden und die auf beispielsweise 1 V bei 40 Hz eingestellte Spannung des geliehenen Generators an den Y-Eingang des Oszilloskops gelegt. Nachdem die Sinuskurve abgebildet wird, schalten wir die Kippspannung am Oszilloskop aus, so daß nur noch ein senkrechter Strich zu sehen ist. Daraufhin legen wir die ebenfalls auf 1 V eingestellte Spannung unseres Sinusgenerators an den X-Eingang des Oszilloskops, stellen entweder den X-Verstärker oder die Generatorspannung so ein, daß ein die Schirmfläche gut nutzendes Bild entsteht, und verändern nun die Frequenz unseres Generators, bis eine Ellipse, ein Kreis oder ein geeigneter Strich zum Stehen gebracht wird. In dieser Stellung kommt unter den Zeiger auf die obere Skale ein Strich und darüber eine »40«. Dann wählen wir am geliehenen Generator 41 Hz, erhöhen die Frequenz unseres Gerätes, bis wieder eine der genannten Figuren zum Stehen kommt, und bringen den nächsten Strich an. So geht das weiter, bis alle vier Bereiche gezeichnet sind.

Zum Schluß lassen wir den Zeiger unseres Generators bei einer bestimmten Frequenz stehen und merken sie uns. Nur so kann die fertige Skale wieder richtig angebracht werden! Nach Herausnahme des Zeichenkartons werden die zwei Doppelskalen sauber mit Tusche nachgezeichnet, beschriftet und dann endgültig auf die gut entfettete Skalenplatte geklebt; das geht am besten bei entfernter Frontplatte.

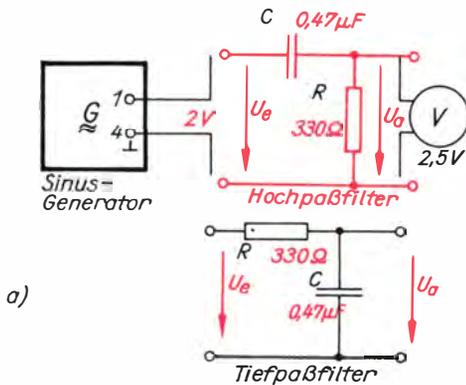
Bevor wir die Leihgeräte wieder zurückbringen, führen wir noch einmal eine Frequenzkontrolle durch. Falls die Skale seitlich etwas verrutscht sein sollte, korrigieren wir das durch entsprechendes Verschieben des Zeigers. Dann kann das Skalenfenster der Frontplatte mit einer Glasscheibe staubdicht verschlossen werden.

Noch wichtiger ist jedoch ein vollständig abschirmendes Gehäuse. Wir haben sicher-

a	b	c	d	e ₁	e ₂	e ₃	f ₁	f ₂	g ₁	g ₂	h
30	15	30	2	M 3	3	3	10	7,5	15	7,5	15

lich bemerkt, daß bei 50 Hz die Sinusspannung beträchtlich schwankt. Deshalb bauen wir, am besten aus 1 mm dickem Aluminiumblech, eine passende Gehäusekappe. Sie wird an den Dreiecksflächen der Skalenplatte und an zwei an den hinteren Ecken der Grundplatte sitzenden Standardwinkeln W₂ mit den Maßen in mm laut obiger Tabelle angeschraubt:

Bild 7.23. zeigt eine Ansicht unseres durchstimmbaren Sinus-Rechteck-Generators,



mit dem wir nun einige erste Versuche durchführen und uns dann mit Grundfragen der Akustik beschäftigen wollen.

RC-Glieder als Tonfilter

Nach Bild 7.22 a schalten wir jetzt an den Sinusgenerator einen Kondensator von $C = 0,47 \mu\text{F}$ mit einem Widerstand $R = 330 \Omega$ in Reihe, stellen die Generatorspannung auf $U_e = 2 \text{ V}$ und messen den Spannungsabfall U_a am Widerstand bei verschiedenen Frequenzen zwischen 50 Hz und 20 kHz (siehe Meßtabelle S. 95 oben). Nach Übertragung der Wertepaare in ein Diagramm mit logarithmischer Teilung der Abszissenachse erhalten wir die rot gezeichnete Kurve im Bild 7.22 b. Mit fallender Frequenz wird auch U_a geringer. Ein solches RC-Filter läßt in einer Übertragungsleitung hohe Frequenzen besser als nied-

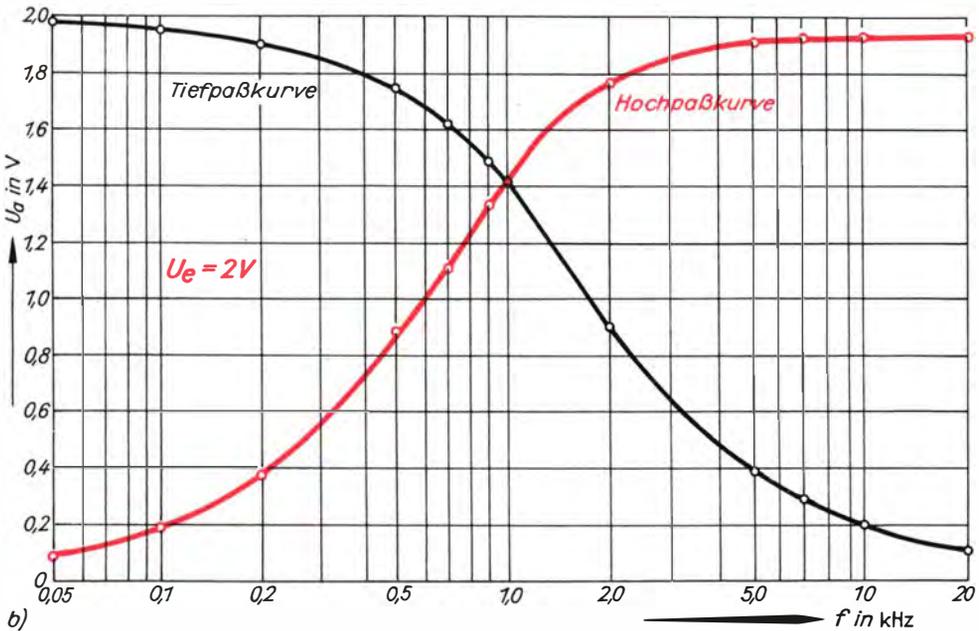


Bild 7.22. Wir nehmen Durchlaßkurven von RC-Gliedern auf: a) Meßschaltung, b) Durchlaßkurven für einen RC-Hochpaß (rot) und einen RC-Tiefpaß (schwarz)

8. Töne im Hörtest

f in kHz	0,05	0,1	0,2	0,5	0,7	0,9	1,0	1,2	2,0	5,0	10,0	20,0
U_a in V	0,1	0,2	0,39	0,9	1,12	1,35	1,42	1,55	1,78	1,93	1,95	1,96

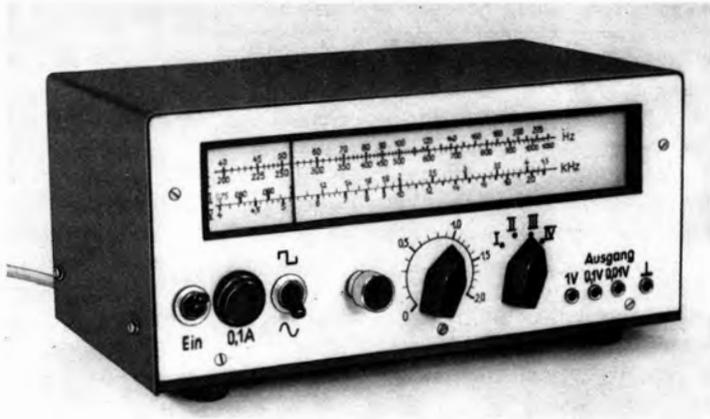


Bild 7.23. Unser Tongenerator

rige passieren und heißt deshalb *Hochpaß*.

Vertauschen wir Widerstand und Kondensator und messen die Kondensatorspannung, ergibt sich die schwarze Kurve; dieses RC-Glied wirkt als *Tiefpaß*.

An der Schnittstelle beider Kurven bei $f = 1$ kHz ist $X_C = R$ (nachrechnen!). Die Teilspannungen über X_C und R sind demnach gleich groß und zwar, nach

$$U_e = \sqrt{U_C^2 + U_R^2} = \sqrt{2 \cdot U_a^2}, \quad U_a = \frac{U_e}{\sqrt{2}} = 1,414 \text{ V.}$$

Die Frequenz, für die bei einem RC-Glied $X_C = R$ wird, heißt *Grenzfrequenz*

$$f_{gr} = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot R}$$

die Spannung U_a ist auf den $\frac{1}{\sqrt{2}}$ -fachen oder rund 0,7fachen Wert der Eingangsspannung U_e gesunken.

8. Töne im Hörtest

Reine Töne entstehen durch sinusförmige Schwingungen. Vom Grundversuch zum RC-Generator mit Wienteilern und Verstärkeranlage I wissen wir bereits, daß die *Tonhöhe* unmittelbar von der Frequenz abhängt: Tiefe Töne haben niedrige und hohe Töne hohe Frequenzen. Eine weitere wichtige Kenngröße eines Tones ist seine Stärke oder »Lautheit«. Zur experimentellen Untersuchung der damit zusammenhängenden Problematik schalten wir unseren Sinusgenerator an unsere Verstärkeranlage I, stellen die Generatorspannung bei $f = 1$ kHz auf $U = 1$ mV und drehen das Lautstärkepotentiometer des Verstärkers nur so weit auf, daß wir, in 2 m Entfernung vor der Lautsprecherbox sitzend und mit beiden Ohren hörend, den 1-kHz-Ton gerade noch wahrnehmen. Der Sinusgenerator steht dabei

am besten direkt vor uns auf einem Stuhl oder Hocker. Wir ermitteln nun, welche Generatorspannungen notwendig sind, damit wir alle erzeugbaren Töne zwischen 40 Hz und 20 kHz eben gerade noch hören, d. h., wir nehmen unsere *untere Hörschwelle* oder *Reizschwelle* auf; dabei finden wir auch unsere obere Hörgrenze. Die Tabelle S. 96 oben enthält die für eine über dreißig Jahre alte Person typischen Werte, wobei die obere Hörgrenze altersabhängig ist und sehr verschieden sein kann.

Unser Ohr spricht auf die verschiedenen Frequenzen unterschiedlich an; die größte Empfindlichkeit liegt bei 1 ... 5 kHz. Wir müssen daher künftig die von uns empfundene *Lautstärke* oder *Empfindungsstärke E* eines Tones von der dafür notwendigen *Schallstärke* oder *Schallintensität I* unter-

f in kHz	0,04	0,05	0,1	0,2	0,5	0,7	1	2	3	4	5	7	10	12
U in mV	800	300	40	10	2	1,2	1	1	0,6	0,6	1	2	10	500
Schallintensität	$6,4 \cdot 10^5$	$9 \cdot 10^4$	$1,6 \cdot 10^3$	10^2	4	1,44	1	1	0,36	0,36	1	4	10^2	$2,5 \cdot 10^5$

scheiden. Unter Schallintensität versteht man die durch eine bestimmte Fläche hindurchtretende Schalleistung. Da in unserem Fall der Lautsprecher als Schallquelle elektrisch erregt wird, können verschiedene Schallintensitäten über die elektrischen Leistungen und damit über die Quadrate der Generatorspannungen ($P = \frac{U^2}{R}$) miteinander verglichen werden; wir begnügen uns dabei mit den bereits in obige Tabelle eingetragenen Quadraten der Zahlenwerte als Vergleichsmaß.

Um einen Ton von 50 Hz ebenso laut wie den 1-kHz-Ton zu empfinden, muß die Schallintensität rund 10^5 mal, also hunderttausendmal, so groß sein. Das gilt aber nur für die Reizschwelle; bei größeren Lautstärken ergeben sich andere Verhältnisse entsprechend den Kurven gleicher Lautstärke im Bild 8. Daraus entnehmen wir, daß, besonders bei leiser Tonwiedergabe, die Tiefen und Höhen mit einer größeren Schallintensität abgestrahlt werden müssen als die mittleren Frequenzen. Ein hochwertiger Tonverstärker soll deshalb die tiefen und

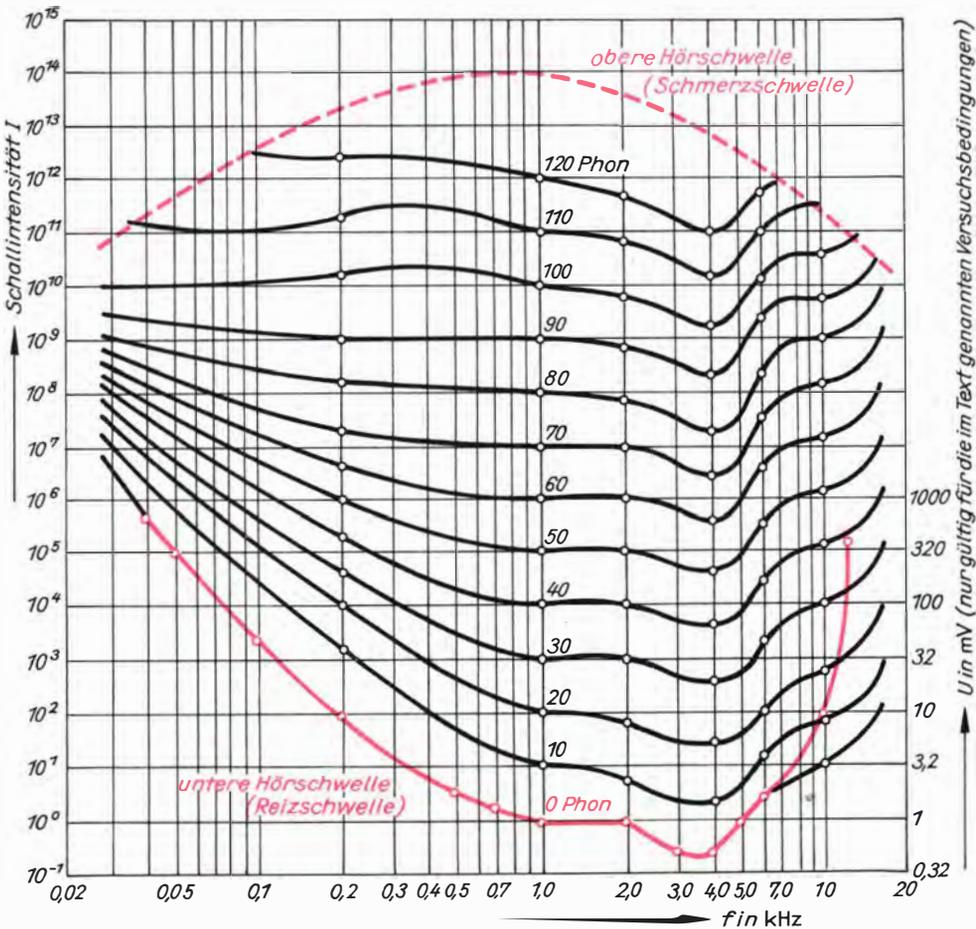


Bild 8. Kurven gleicher Lautstärke (nach Kohrausch, Praktische Physik, Bd. I) mit experimentell gefundener Reizschwelle

hohen Frequenzen mehr als die mittleren verstärken können.

Untersuchen wir weiter, wie sich ein Verdoppeln der Schallintensität auf die Lautstärke auswirkt! Wir erhöhen bei 1 kHz die Generatorspannung auf $U_1 = 10 \text{ mV}$. I_1 ist dann 10^2 , und für $I_2 = 2 \cdot 10^2$ muß $U_2 = \sqrt{2} \cdot 10 \text{ mV} \approx 14 \text{ mV}$ betragen. Wir empfinden den mit 14 mV erzeugten Ton aber auf keinen Fall doppelt so laut wie den mit 10 mV. Doppelten Lautstärkeindruck haben wir erst bei $U_3 \approx 100 \text{ mV}$, d. h. bei einer Schallintensität $I_3 = 10^4$. Das Verhältnis der Intensitäten für doppelte Lautstärke liegt also bei $\frac{I_3}{I_1} = \frac{10^4}{10^2} = 10^2$, so daß wir die Hochzahl, den Exponenten oder Logarithmus zur Basis 10, als Maß für die Lautstärke verwenden können. $\lg \frac{I_3}{I_1} = \lg \frac{10^4}{10^2} = \lg 10^2 = 2$. Damit kennen wir nun auch den Grund, weshalb Potentiometer zur ge-

hörrihtigen Lautstärkeeinstellung einen logarithmischen Kennlinienverlauf haben müssen!

Es ist üblich, Lautstärken in Phon (griech.: phoné = Stimme) anzugeben, wobei $E_0 = 0$ Phon der Reizschwelle entspricht. Dafür beträgt in unserer Versuchsanordnung bei 1 kHz die Schallintensität $I_0 = 1$ ($U_0 = 1 \text{ mV}$). Steigt sie auf $I_1 = 10 \cdot I_0 = 10$ ($U_1 = \sqrt{10} \text{ mV} = 3,16 \text{ mV}$),

soll die Lautstärke $E_1 = 10$ Phon betragen.

Da $\lg \frac{I_1}{I_0} = \lg \frac{10}{1} = 1$ ist, müssen wir den Logarithmus noch mit 10 multiplizieren:

$$E_1 - E_0 = 10 \cdot \lg \frac{I_1}{I_0}$$

Phon ist keine Maßeinheit wie Ampere oder Volt, sondern lediglich eine nach der Rechnung anzufügende (und vor der Rechnung wegzulassende) Benennung der Lautstärke.

9. Universelles NF-Meßgerät

Neben niedrigen Wechselspannungen sollen damit auch geringe Wechselströme und der sog. Klirrfaktor von NF-Verstärkern meßbar sein; Bild 9.1 zeigt den Stromlaufplan. Als Anzeigeelement dient der Wechselspannungsmesser im 2,5-V-Bereich. Um auf einer Skale sowohl Strom als auch Spannung direkt ablesen zu können, muß der Eingangswiderstand des Meßverstärkers den Wert einer Zehnerpotenz haben. Wir legen ihn im Interesse möglichst geringer Belastung des Meßobjektes bei Spannungsmessungen mit $R_i = 100 \text{ k}\Omega$ fest und entscheiden uns für folgende Meßbereiche:

- | | |
|------------|-----------------------|
| I: 2,5 V | IV: 2,5 μA |
| II: 250 mV | V: 25 μA |
| III: 25 mV | VI: 250 μA |

Für die Wechselspannungsbereiche I und II sind Vorwiderstände R_v erforderlich, mit denen die maximale Eingangsspannung U des jeweiligen Bereiches auf $U_i = 25 \text{ mV}$ an R_i herabgesetzt wird. Da sich in Reihe die Spannungen wie die zugehörigen Widerstände verhalten, gilt $\frac{R_v + R_i}{R_i} = \frac{U}{U_i}$

Daraus erhalten wir nach Umformung

$R_v = R_i \left(\frac{U}{U_i} - 1 \right)$ und berechnen für Bereich I

$$R_v = 100 \text{ k}\Omega \cdot \left(\frac{2500 \text{ mV}}{25 \text{ mV}} - 1 \right) = 9900 \text{ k}\Omega,$$

für Bereich II 900 k Ω . In Stellung III von S_2 ist Eingang 10 des Meßverstärkers direkt mit der Spannungsbuchse Bu_4 verbunden, in Stellung II wird $R_{v1} = 900 \text{ k}\Omega$ und in Stellung I

$$R_{v1} + R_{v2} = 900 \text{ k}\Omega + 9 \text{ M}\Omega = 9900 \text{ k}\Omega$$

wirksam.

Zum Messen von Wechselströmen sind Parallelwiderstände R_p notwendig. Der Strom durch den Meßverstärker darf maximal

$$I_i = \frac{U_i}{R_i} = \frac{25 \text{ mV}}{100 \text{ k}\Omega} = 0,25 \text{ }\mu\text{A}$$

betragen.

Da sich in einer Parallelschaltung die Teilströme umgekehrt wie die zugehörigen Widerstände verhalten, gilt hier $\frac{R_p}{R_i} = \frac{I_i}{I_p}$ mit I_p

$$= I - I_i, \text{ so daß wir auch } R_p = R_i \frac{I_i}{I - I_i}$$

schreiben können. Wir berechnen für Bereich IV $R_p = 100 \text{ k}\Omega \cdot \frac{0,25 \text{ }\mu\text{A}}{(2,5 - 0,25) \text{ }\mu\text{A}}$

$$= 11,11 \text{ k}\Omega, \text{ für Bereich V } 1,01 \text{ k}\Omega \text{ und für}$$

Bereich VI 100Ω . In Stellung VI von S_2 wirkt nur $R_{P3} = 100 \Omega$, in Stellung V die Reihenschaltung $R_{P3} + R_{P2} = 100 \Omega + 910 \Omega = 1,01 \text{ k}\Omega$ und in Stellung IV schließlich $R_{P1} + R_{P2} + R_{P3} = 11,11 \text{ k}\Omega$.

Der Meßverstärker muß eine Spannungsverstärkung von $V = \frac{U_a}{U_e} = \frac{2,5 \text{ V}}{25 \text{ mV}} = 100$ haben; dazu sind zwei Emitterstufen

erforderlich. Zum Erzielen des hohen Eingangswiderstandes und eines niedrigen Ausgangswiderstandes arbeiten die beiden Emitterstufen T_2 und T_3 nach Bild 9.2 mit je einer Kollektorstufe T_1 und T_4 zusammen; Emitterstufe und Kollektorstufe sind jeweils direkt gekoppelt. Um den Eingangswiderstand von $100 \text{ k}\Omega$ so genau wie möglich zu erreichen, ist eine exakte Berechnung des

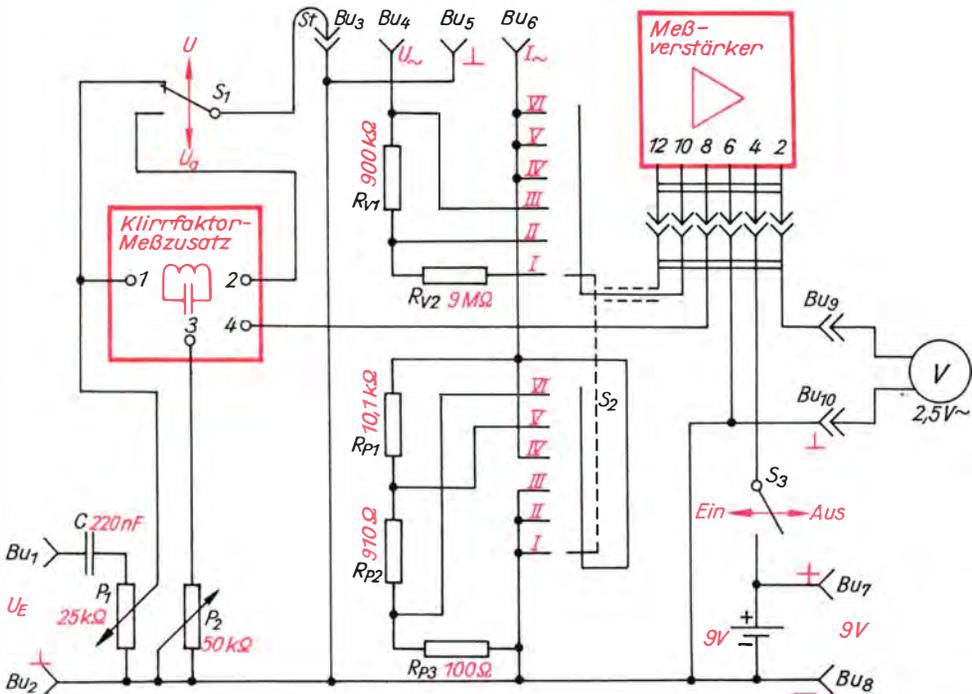


Bild 9.1. Schaltung des Universal-NF-Meßgerätes

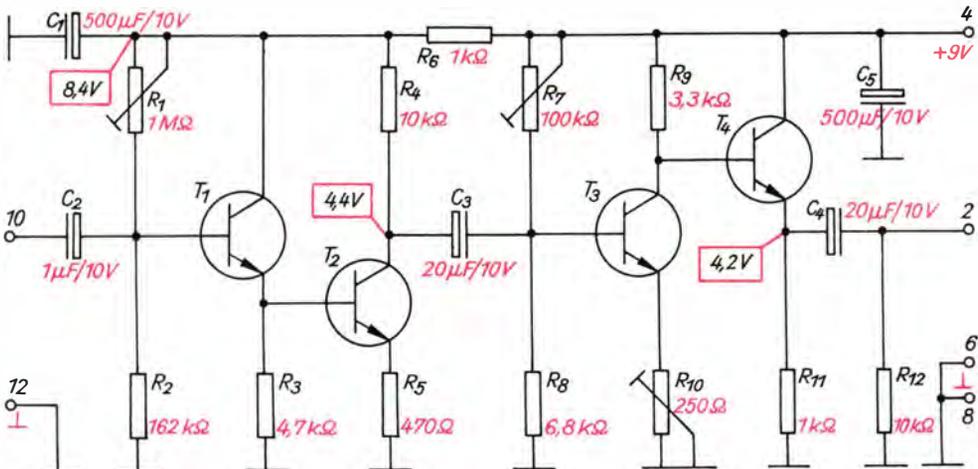


Bild 9.2. Stromlaufplan des Meßverstärkers ($T_1 \dots T_4$: SC 236)

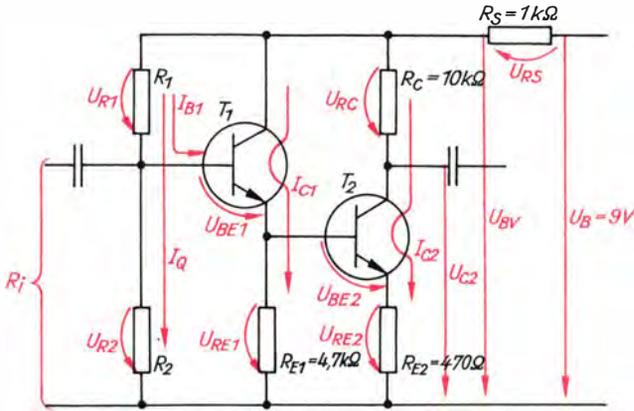


Bild 9.3. Zur Berechnung der Eingangsstufe

Spannungsteilerwiderstandes R_2 der Vorstufenschaltung erforderlich, die im Bild 9.3 noch einmal getrennt dargestellt ist. Der Eingangswiderstand R_i des Verstärkers wird aus der wechselstrommäßigen Parallelschaltung von R_1 , R_2 und R_{Te1} (Eingangswiderstand von T_1) gebildet, und es gilt

$$\frac{1}{R_i} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{Te1}}$$
 Da R_{Te1} von den Stromverstärkungen beider Transistoren abhängt und mit fallenden B -Werten geringer wird, müssen R_2 und R_1 entsprechend größer werden. Das berücksichtigt folgende Gleichung, die für $U_B = 9\text{ V}$, $R_{E1} = 4,7\text{ k}\Omega$, $R_{E2} = 470\text{ }\Omega$, $R_C = 10\text{ k}\Omega$, $R_S = 1\text{ k}\Omega$, $R_i = 100\text{ k}\Omega$ sowie B_1 und $B_2 > 50$ entwickelt wurde:
$$R_2 = \frac{B_1 \cdot B_2 \cdot 120\text{ k}\Omega}{B_1 \cdot B_2 - 24B_2 - 213}$$

Mit $B_1 = B_2 = 100$ berechnen wir $R_2 = 162\text{ k}\Omega$; diesen Widerstand stellen wir durch Kombination handelsüblicher Werte und Meßbrückenkontrolle möglichst genau her. Für R_1 ist ein Einsteller von $1\text{ M}\Omega$ zu verwenden, mit dem der Arbeitspunkt von T_2 auf $U_{C2} = 4,4\text{ V}$ einzustellen ist.

Die Stromverstärkungen von T_3 und T_4 sollten ebenfalls bei 100 liegen. Mit R_7 ist der Arbeitspunkt der Ausgangskollektorstufe T_4 auf $4,2\text{ V}$ und mit R_{10} die erforderliche Gesamtverstärkung $V = 100$ einzustellen.

Wir bauen den Meßverstärker auf einer Leiterplatte entsprechend dem rechten Teilbild 9.4 auf. Im linken Teilbild ist bereits die Platine für den Klirrfaktor-Meßzusatz dargestellt, auf der die Federleiste zum Einstecken der Verstärkerplatine befestigt ist.

Der Klirrfaktor als HiFi-Maß

Beschäftigen wir uns zunächst damit, was sich eigentlich hinter dem Begriff »Klirrfaktor« verbirgt! Im Bild 9.5 a ist die additive Überlagerung von zwei sinusförmigen Spannungen u_1 und u_2 unterschiedlicher Frequenzen und verschiedener Amplituden dargestellt, wobei die rote Spannungskurve der Summe von u_1 und u_2 entspricht; sie hat keinen sinusförmigen Verlauf mehr.

Umgekehrt läßt sich jede nichtsinusförmige periodische Schwingung in sinusförmige Teilschwingungen zerlegen. Ein solches Schwingungsgemisch ist aus Bild

9.5 b ersichtlich. u_1 sei die z. B. an einem Verstärkerausgang vorhandene *Grundschwingung* oder »Harmonische 1. Ordnung«, die mit geringerer Amplitude am Verstärkereingang liegt. Durch nichtlineare Verzerrungen an der gekrümmten Transistorkennlinie nach Bild 3.1a entstehen im Verstärker zusätzlich *Oberwellen*, wobei besonders die Harmonische 2. Ordnung u_2 und die 3. Ordnung u_3 von Bedeutung sind. Jede Teilschwingung hat einen bestimmten Effektivwert, und die am Verstärkerausgang liegende Gesamtspannung U kann – ent-

sprechend der Addition von Wechselspannungen – nach $U = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2}$ berechnet werden. Alle Abweichungen einer Spannung vom Verlauf der Grundschwingung u_1 führen zu einer »Verunreinigung« des entsprechenden Tones, die sich durch den Klirrfaktor ausdrücken läßt. Die Gesamtabweichung von der Grundschwin-

gung ist das Oberwellengemisch, für dessen Effektivwert $U_0 = \sqrt{U_2^2 + U_3^2}$ gilt. Der Klirrfaktor ist nun der prozentuale Anteil des Oberwellengemisches U_0 an der Gesamtspannung U , also $K = \frac{U_0}{U} \cdot 100\%$.

Beträgt z. B. in einer NF-Spannung mit $U = 1\text{ V}$ die Oberwellenspannung noch

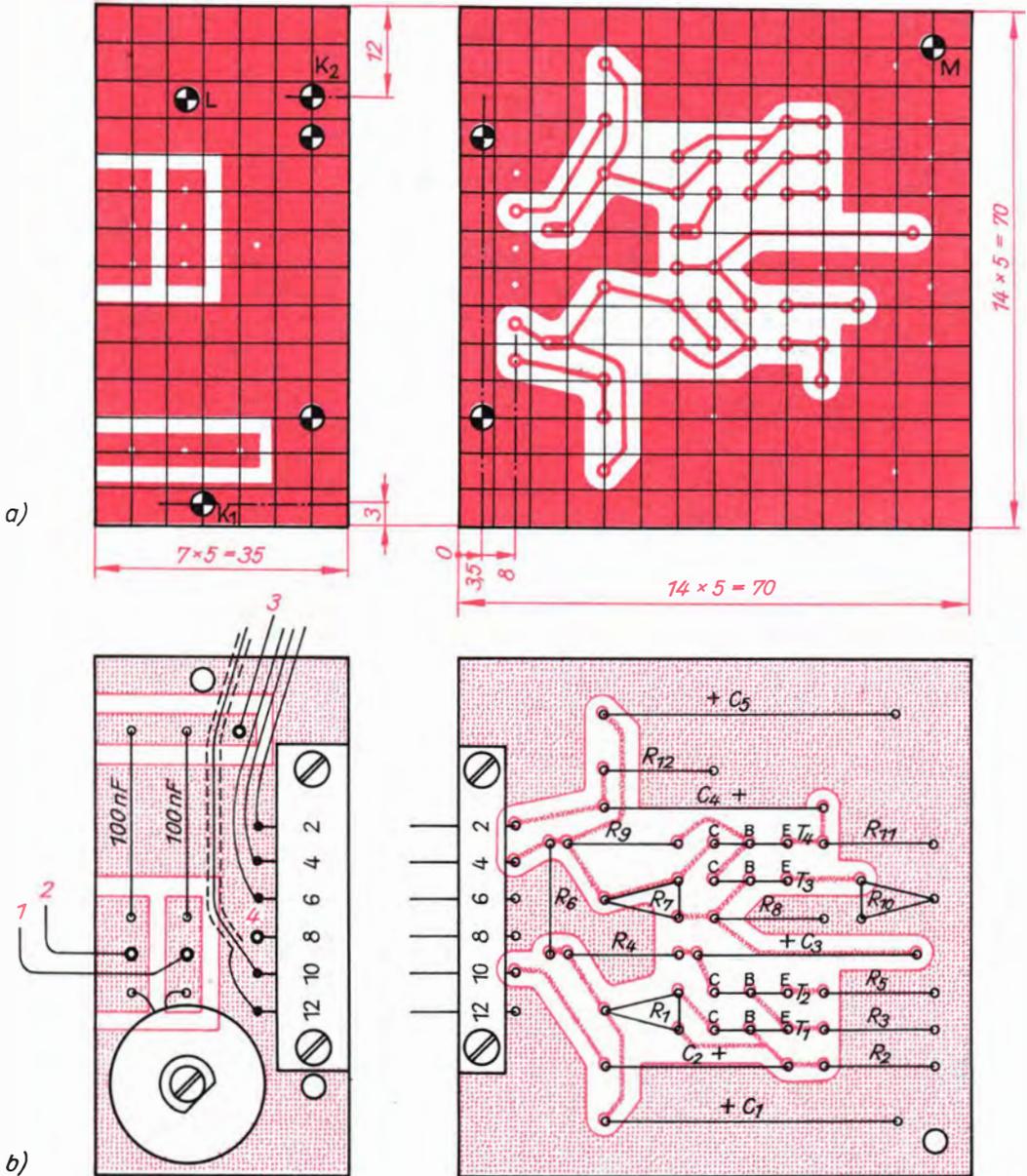


Bild 9.4. Leitungsführungen (a) und Bestückungspläne (b) für die Leiterplatten des Meßverstärkers (rechts) und des Klirrfaktor-Meßzusatzes (links)

7 mV, berechnen wir einen Klirrfaktor

$$K = \frac{7 \text{ mV} \cdot 100 \%}{1000 \text{ mV}} = 0,7 \%$$
 Das ist ein au-

ßerordentlich guter Wert und typisch für sog. *HiFi-Qualität*. HiFi kommt aus dem Englischen, ist die Abkürzung von »high fidelity« (sprich: hai fidéliti; die Betonung liegt auf dem »e«) und bedeutet »hohe Genauigkeit«. Zum Messen der Oberwellenspannung muß in der zu untersuchenden Spannung die Grundschwingung, also eine NF-Schwingung bestimmter Frequenz, möglichst vollständig unterdrückt werden, während die Harmonischen höherer Ordnung das Frequenzfilter möglichst ungeschwächt zu passieren haben. Wir verwenden als Filter den vom Diodenempfänger bekannten Schwingkreis, der hier allerdings als *Sperrkreis* für seine Eigenfrequenz wirkt. Den Stromlaufplan der Klirrfaktor-Meßeinrichtung sehen wir im Bild 9.6, als Meßfrequenz wählen wir $f = 1 \text{ kHz}$. Die beiden Schwingkreiskondensatoren C_s von je 100 nF ergeben, da sie in Reihe geschaltet sind, eine Kapazität von 50 nF, so daß

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

eine Induktivität $L = \frac{1}{4 \pi^2 \cdot f^2 \cdot C}$

$$= \frac{1 \text{ V}}{4 \pi^2 \cdot 10^6 \text{ s}^{-2} \cdot 50 \cdot 10^{-9} \text{ As}} \approx 0,5 \text{ H}$$
 haben muß.

Wir wickeln sie aus CuL 0,2 auf den Spulenkörper eines *Schalenkerns* 22 x 13 (22 mm Durchmesser und 13 mm hoch) aus Manifer 183 mit einem Induktivitätsfaktor $A_L = 4200 \text{ nH}$ und berechnen dafür

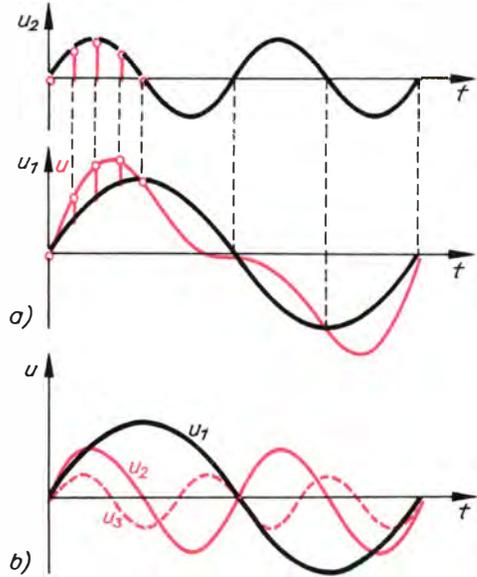


Bild 9.5. a) Additive Überlagerung zweier sinusförmiger Wechselspannungen u_1 und u_2 zur Gesamtspannung u . b) Grundschwingung u_1 mit ihren Harmonischen 2. und 3. Ordnung

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{0,5 \text{ H}}{4,2 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9} \text{ H}}} \approx 350$$
 Windungen. Den Schalenkern schrauben wir auf der Leiterplatte im linken Teilbild 9.4 bei L mit einer Zylinderkopfschraube und Mutter M3 fest. Über die Siebwirkung dieses Filters gibt die Spannungskurve im Bild 9.12 Aufschluß, die wir nach Fertigstellung des Meßgerätes selbst aufnehmen.

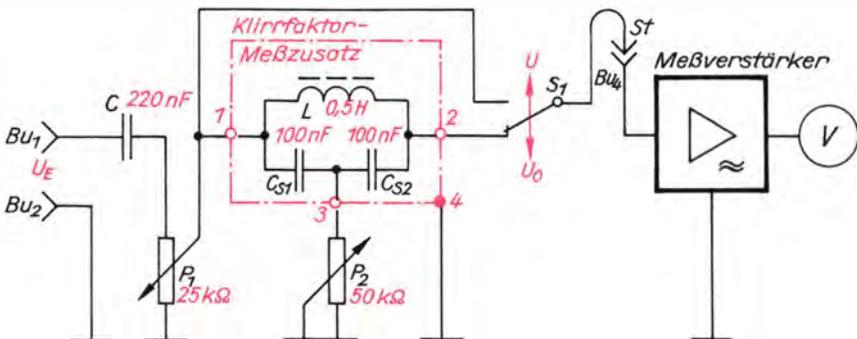


Bild 9.6. Stromlaufplan der Klirrfaktor-Meßeinrichtung

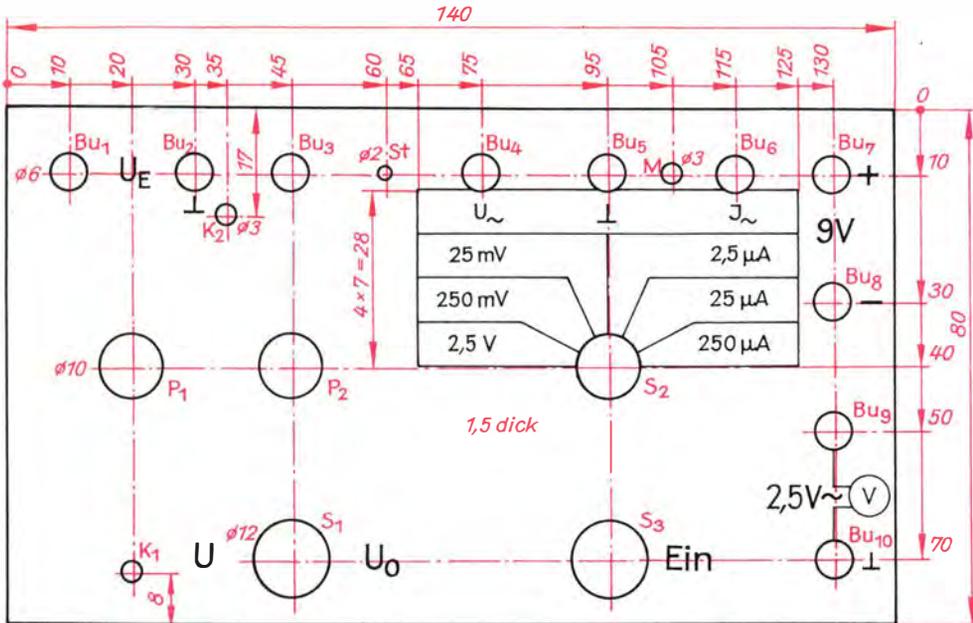


Bild 9.7. Zur Gestaltung der Deckplatte für das NF-Meßgerät

Gehäusebau und Abgleich

Das Gehäuse stellen wir in der bekannten Art wieder aus einseitig kupferkaschiertem Leiterplattenmaterial her. Wie die Deckplatte zu bearbeiten ist, geht aus Bild 9.7 hervor. Die Bezeichnung der Bohrungen gibt die dort einzusetzenden Telefonbuchsen und Bedienelemente entsprechend Bild 9.1 an; die 50 mm hohen Seitenwände löten wir nach Bild 2.15 an die Deckplatte. Die Massebuchsen Bu_2 , Bu_3 , Bu_5 , Bu_8 und Bu_{10} schrauben wir direkt, die übrigen mit Isolierscheiben fest. Den zweipoligen 6-Stellen-Umschalter S_2 verdrahten wir vor dem Einbau soweit wie möglich. Durch St ist ein Stück Litzendraht zu fädeln, an den außen ein Bananenstecker kommt. Bei K_1 und K_2 schrauben wir 30 mm lange Abstandsstücke aus Aluminium von beispielsweise 6 mm Durchmesser und mit beidseitig 10 mm tiefem M3-Innengewinde an, die der Befestigung der Klirrfaktor-Meßzusatz-Platine dienen. Nachdem sowohl diese als auch die auf ihr verschraubte Federleiste nach Bild 9.1 verdrahtet sind, wird bei M ein drittes und den ersten beiden gleiches Abstandsstück zum Halten der eingesteckten

Verstärkerplatine festgeschraubt. Bild 9.8 gestattet einen Blick in das fertige Meßgerät mit eingebauter 9-V-Batterie. Ebenso kann die Betriebsspannung aber auch — wie für den nun folgenden Abgleich — über Bu_7 und Bu_8 von außen zugeführt werden.

1. Einstellen der Gleichstrom-Arbeitspunkte:

Die Einsteller R_1 und R_7 sind auf Größtwert, R_{10} ist etwa auf Mitte gestellt, St steckt in Bu_3 , und in der Plusleitung liegt ein Strommesser, Meßbereich 25 mA.

- 1.1. Mit R_7 Emitterspannung von T_4 auf 4,2 V,
- 1.2. mit R_1 Kollektorspannung von T_2 auf 4,4 V einstellen; die Stromaufnahme muß bei etwa 7 mA liegen.

2. Einstellen der Spannungsverstärkung $V = 100$:

Wechselspannungsmesser (2,5 V) mit kurzen Leitungen so an Bu_9 und Bu_{10} anschließen, daß die mit »+« gekennzeichnete Anschlußklemme an der Massebuchse Bu_{10} liegt.

- 2.1. Im Meßbereich 25 mV vom Tongenerator 20 mV an Bu_4 und Bu_5 anlegen und mit R_{10} die Ausgangsspannung auf genau 2 V einstellen.
- 2.2. Wechselseitige Wiederholung der Ab-

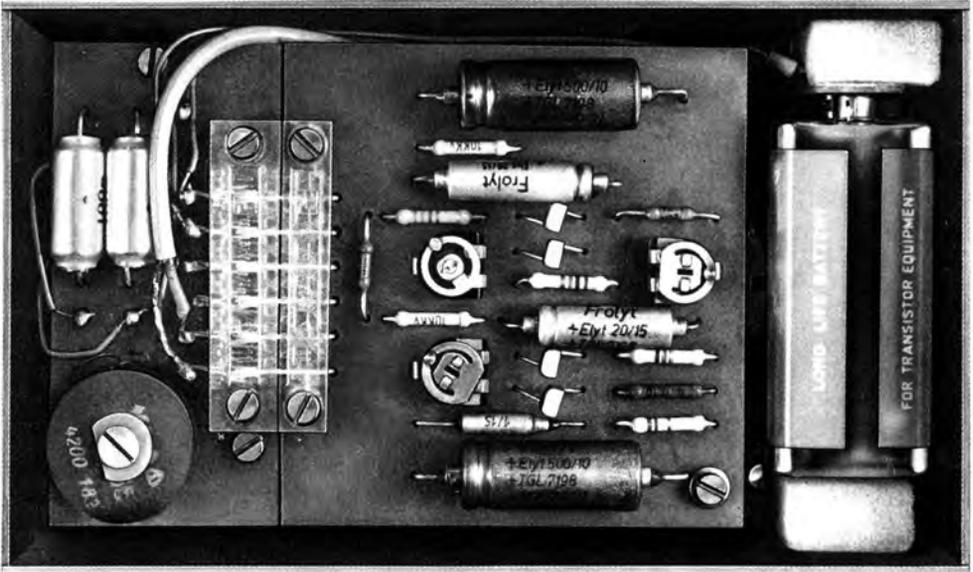


Bild 9.8. Blick in das NF-Meßgerät



Bild 9.9. Unser Universal-NF-Meßgerät

gleichschritte 1.1. und 2.1. und mit Einstellung an R_{10} beenden.

3. *Kontrolle des Eingangswiderstandes* $R_i = 100 \text{ k}\Omega$:

Wie bei 2. mit zusätzlichem Widerstand von genau $100 \text{ k}\Omega$ in der Leitung vom Tongenerator zu Bu_4 ; der Spannungsmesser muß genau 1 V anzeigen.

4. *Kontrolle der Spannungsbereiche:*

Mit 200 mV Generatorspannung im Bereich 250 mV und mit 2 V im Bereich $2,5 \text{ V}$ muß die Ausgangsspannung jeweils 2 V betragen..

5. *Kontrolle der Strombereiche:*

Tongeneratorspannung von 2 V über genau ausgemessenen Vorwiderstand an Bu_6 und Bu_5 legen. Die Ausgangsspannung muß mit $10 \text{ k}\Omega$ im $250\text{-}\mu\text{A}$ -Bereich, $100 \text{ k}\Omega$ im 25- und $1 \text{ M}\Omega$ im $2,5\text{-}\mu\text{A}$ -Bereich genau 2 V betragen. Ist der Vorwiderstand z. B. $1,08 \text{ M}\Omega$ groß, fließt ein Strom von $I = \frac{2 \text{ V}}{1,08 \text{ M}\Omega} = 1,85 \mu\text{A}$, und der Spannungsmesser muß dementsprechend $1,85 \text{ V}$ anzeigen. Geringe Abweichungen bis etwa 2% können wir jedoch zulassen. Bild 9.9 zeigt eine Ansicht des fertigen Gerätes.

Einsatzmöglichkeiten des NF-Meßgerätes

Die folgenden Anwendungsbeispiele stellen eine Auswahl dar und sollen lediglich einige Anregungen vermitteln, wie das universelle Meßgerät eingesetzt werden kann.

Strom- und Spannungsmessungen

Beginnen wir mit dem Messen niedriger Wechselspannungen, wie sie z. B. unser Tauchpulsmikrofon liefert. Nach Bild 9.10 a schalten wir in einem möglichst großen Raum (damit die Schallreflexionen nicht zu stark stören) den Sinusgenerator an den

Eingang der Verstärkeranlage Ia und stellen bei 1,5 kHz die Generatorspannung so ein, daß die Wechselspannung an der Sekundärseite des Lautsprecherübertragers, also die unmittelbar am Lautsprecher liegende NF-Spannung, 2 V beträgt. Für den Diodenstecker des Mikrofons fertigen wir ein Anpaßstück, bestehend aus Diodenbuchse und angelöteten kurzen Litzendrähten mit Bananensteckern. So kann das Mikroskop auch an den Spannungseingang des NF-Meßgerätes angeschlossen werden, die An-

schlußbezeichnungen der Geräte im Bild 9.10 a geben die Buchsennummern an. Das Mikroskop bringen wir, am besten senkrecht hängend und um seine Längsachse drehbar, 80 cm vom Lautsprecher entfernt an; das NF-Meßgerät steht vorteilhaft links neben dem Tongenerator. Wir ermitteln nun, welche Spannungen das Mikroskop in verschiedenen Richtungen zum Lautsprecher – bei gleichbleibender Entfernung von diesem – abgibt. Es genügt, das Mikroskop jeweils 45° um seine Längsachse zu drehen.

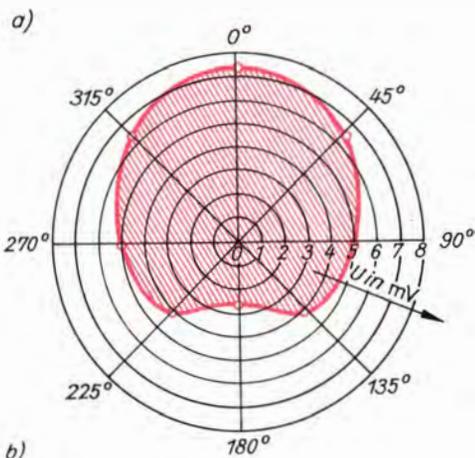
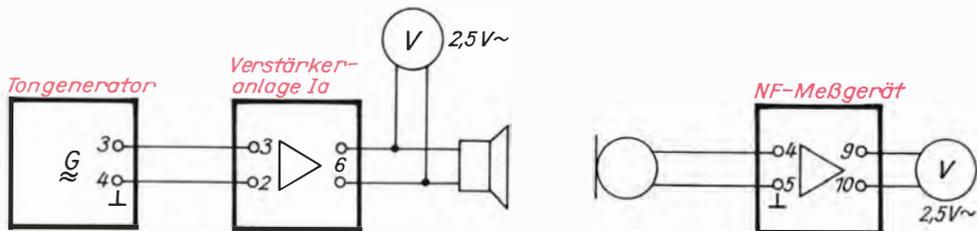


Bild 9.10. Wir nehmen Kennlinien unserer Mikrofons auf: a) Versuchsaufbau zur Kennlinienaufnahme, b) Richtcharakteristik des Tauchpulsmikrofons

Die Meßwerte übertragen wir in ein *Kreisdiagramm* nach Bild 9.10 b und erhalten so eine typische Nierencharakteristik. Bei 0° weisen die Schalleintrittsöffnungen des Mikrofons genau in Richtung Lautsprecherbox.

Dann können wir die Frequenzübertragungskurve aufnehmen. Wir achten dabei auf konstante Spannung am Lautsprecher. Problematisch ist hier, daß wir die Frequenzcharakteristik des Lautsprechers nicht kennen. Deshalb wiederholen wir diesen Versuch unbedingt auch mit unserem Fernhörmikroskop, um durch Vergleich beider Kurven besonders stark oder besonders schwach vom Lautsprecher abgestrahlte Frequenzen zu erkennen.

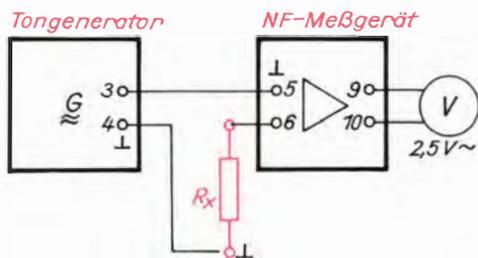


Bild 9.11. Schaltung zur Messung niedriger Wechselströme

Neben Spannungen können wir auch niedrige Wechselströme messen. So läßt sich z. B. der Eingangswiderstand von Verstärkerstufen entnehmen (Bild 9.11 ermittelt). In diesem Fall ist R_x der Verstärkereingang, beispielsweise der einer Emitterstufe nach Bild 5.5. Die Betriebsspannung für Verstärkerstufe und NF-Meßgerät sind getrennten Spannungsquellen zu entnehmen, und der Verstärker darf durch die Generatorspannung nicht übersteuert werden. Bei 9 V Betriebsspannung kann die Ausgangswechselspannung in der Größenordnung $\frac{9V}{2 \cdot \sqrt{2}} \approx 3V$ liegen. Nimmt man eine Span-

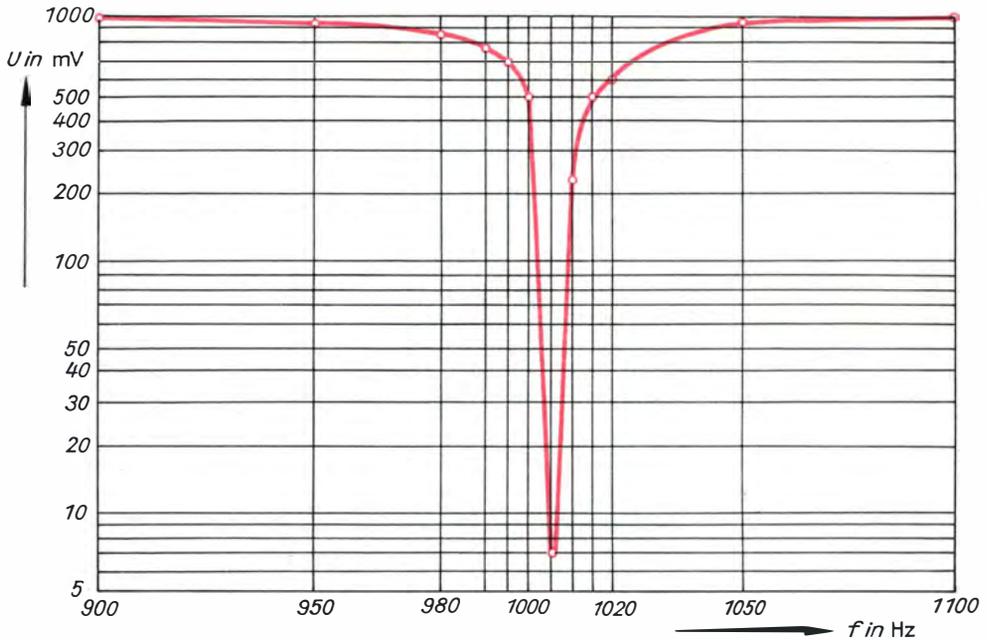


Bild 9.12. Zur Filterwirkung des Klirrfaktor-Meßzusatzes

nungsverstärkung von 100 an, ergibt sich für die Eingangsspannung ein Wert um 30 mV. Messen wir nun im 25- μ V-Bereich mit 30 mV Generatorspannung einen Strom von 15 μ A, beträgt der Gesamtwiderstand

$$R = \frac{U}{I} = \frac{30 \text{ mV}}{15 \mu\text{A}} = 2 \text{ k}\Omega.$$

Von diesem ist der Innenwiderstand des Strommessers zu subtrahieren, der in den drei Meßbereichen folgende Werte hat: 2,5 μ A : $R_i = 10 \text{ k}\Omega$, 25 μ A : $R_i = 1 \text{ k}\Omega$, 250 μ A : $R_i = 100 \Omega$.

Für den Eingangswiderstand der Verstärkerstufe berechnen wir also $R_e = \frac{U}{I} - R_i = 2 \text{ k}\Omega - 1 \text{ k}\Omega = 1 \text{ k}\Omega$.

Darüber hinaus eignet sich das NF-Meßgerät auch vorzüglich als empfindlicher Strommesser für unsere RC-Meßbrücke, speziell in den beiden hohen Widerstands- und niedrigen Kapazitätsbereichen. Jetzt können wir auch endlich den Trimmer C_1 abgleichen.

Klirrfaktormessungen

Der Bananenstecker St (vgl. Bild 9.1) steckt in Buchse Bu_4 . S_2 steht auf »2,5 V«, und an Bu_1 und Bu_2 liegt die zu untersuchende Wechselspannung von 1 kHz, die wir zunächst direkt dem Sinusgenerator entneh-

men. In Stellung »U« von S_1 wählen wir mit P_1 eine Spannung von genau 1 V. Dann ist auf » U_0 « umzuschalten und durch wechselseitiges Nachstellen der Generatorfrequenz und des Widerstandswertes von P_2 das Spannungsminimum zu finden. Zwischendurch wird mit S_2 auf »250 mV« und schließlich auf »25 mV« umgeschaltet. Liegt das Minimum, wie im Rechenbeispiel auf S. 101 erwähnt, bei 7 mV, beträgt der Klirrfaktor 0,7 %; er ist also direkt von der Skale des Spannungsmessers ablesbar.

Dann vergrößern und verkleinern wir die Generatorfrequenz, wählen rechtzeitig wieder den größten Spannungsbereich, notieren die Wertepaare und erhalten so die im Bild 9.12 dargestellte Spannungskurve, aus der die Filterwirkung des Sperrkreises recht deutlich wird.

Anschließend ermitteln wir den Klirrfaktor unserer Verstärkeranlage Ia. An ihrem Eingang liegt die Generatorspannung, von der Sekundärseite des Lautsprecherübertragers gehen wir zu Bu_1 und Bu_2 des NF-Meßgerätes und drehen P_1 voll auf. Die Generatorspannung erhöhen wir so weit, bis der Spannungsmesser 2 V anzeigt; diese Spannung liegt am Lautsprecher. Dann stellen wir mit P_1 eine Meßspannung von

1 V ein und verfahren weiter, wie oben angegeben. Am Mustergerät wurden 15 mV gemessen; das entspricht einem Klirrfaktor von 1,5 %. Bei 2,5 V am Lautsprecher wurden 2 % und bei 2,7 V 2,4 % gemessen. Für Normalansprüche sind Klirrfaktoren bis etwa 5 % bei Vollaussteuerung vertretbar.

Zum Schluß sei lediglich erwähnt, wel-

che Messungen an Transistorstufen ebenfalls noch möglich sind:

Spannungsverstärkung und Eingangswiderstand in Abhängigkeit vom Kollektor- oder Emitterwiderstand sowie Klirrfaktor in Abhängigkeit vom Emitterwiderstand oder von der Eingangs- bzw. Ausgangsspannung.

10. Leistungsverstärker für höhere Ansprüche

Nachdem wir zwei wichtige Meßgeräte für Tonfrequenzen gebaut und erste praktische Erfahrungen mit einfachen Leistungsverstärkern gesammelt haben, können wir uns nun auch komplizierteren Verstärkerschal-

tungen zuwenden. Zuerst soll ein Verstärker in der üblichen Technik, aus Einzelelementen, verwirklicht werden, und anschließend wollen wir auch erstmalig einen modernen integrierten Schaltkreis dafür einsetzen.

Ein 7-W-Verstärker in konventioneller Schaltungstechnik

Bild 10.1 zeigt den Stromlaufplan dieses Endverstärkers, der sich durch eine wesentliche Besonderheit im Vergleich zu unseren bisherigen Endstufen auszeichnet: Die Transistorkombinationen T_4T_6 und T_5T_7 arbeiten im *Gegentakt*, und sie werden beide durch T_3 »angetrieben«; T_3 heißt deshalb *Treibertransistor*. Die Endstufenkombinationen selbst sind uns von der Verstärkeranlage Ib bekannt: T_5T_7 entspricht der Schaltung nach Bild 5.30 a, und T_4T_6 können wir uns aus Bild 5.30 b entstanden denken, nur daß diesmal in der Vorstufe ein pnp- und in der Endstufe ein npn-Transistor eingesetzt werden. Da die Transistoren T_4 und T_5 – bei sonst möglichst gleichen Daten – entgegengesetzte Zonenfolge haben müssen, werden sie auch *komplementäre* Transistoren genannt; für die übertragerlose Endstufe hat sich die Bezeichnung »eisenlose« Endstufe eingebürgert. C_{10} unterbindet sonst mögliches Schwingen.

Um den Eingangswiderstand der gesamten Endstufe zu erhöhen, liegt vor dem Treiber T_3 die in Kollektorschaltung arbeitende Stufe T_2 . Mit der frequenzabhängigen Reihenschaltung C_6R_9 läßt sich die Ausgangsspannung im gesamten Tonfrequenzbereich auf einen gleichbleibenden Wert ein-

stellen; dieses RC-Glied dient also der *Frequenzganglinearisierung*.

Die Eingangsstufe wird durch das Siebglied R_3C_3 von der Endstufe entkoppelt. Der am Abgriff kapazitiv überbrückte Emitterwiderstand R_7 gestattet das Einstellen der notwendigen Spannungsverstärkung. Wir wählen sie so, daß mit einer Eingangsspannung von 100 mV die Endstufe voll ausgesteuert wird. R_2C_2 ist HF-Siebglied, und D_1 kappt negative Spannungsspitzen ab.

Zwei komplementäre Transistoren steuern die Leistungstransistoren im Gegenteil

Zum besseren Verständnis ist die Endstufenschaltung im Bild 10.2 noch einmal vereinfacht dargestellt. Über die Leistungstransistoren T_4 und T_5 fließe ein geringes Kollektorruehestrom, und die Verbindungsstelle des Emitters von T_4 mit dem Kollektor von T_5 (R_E vernachlässigen wir zunächst)

liege genau auf $U_C = \frac{U_B}{2} = 12$ V. Die Spannung an der Basis von T_2 muß dann

$$U_{B2} = \frac{U_B}{2} + U_{BE2} + U_{BE4}$$

= 12 V + 2 · 0,65 V = 13,3 V und der Spannungsabfall

10. Leistungsverstärker für höhere Ansprüche

$U_{R3} = U_B - U_{B2} = 24\text{ V} - 13,3\text{ V} = 10,7\text{ V}$
betragen. Für den mit R_1 einzustellenden
Kollektorruhestrom des Treibertransistors

T_1 berechnen wir deshalb

$$I_{C1} = \frac{U_{R3}}{R_3} = \frac{10,7\text{ V}}{5,7\text{ k}\Omega} = 1,88\text{ mA.}$$

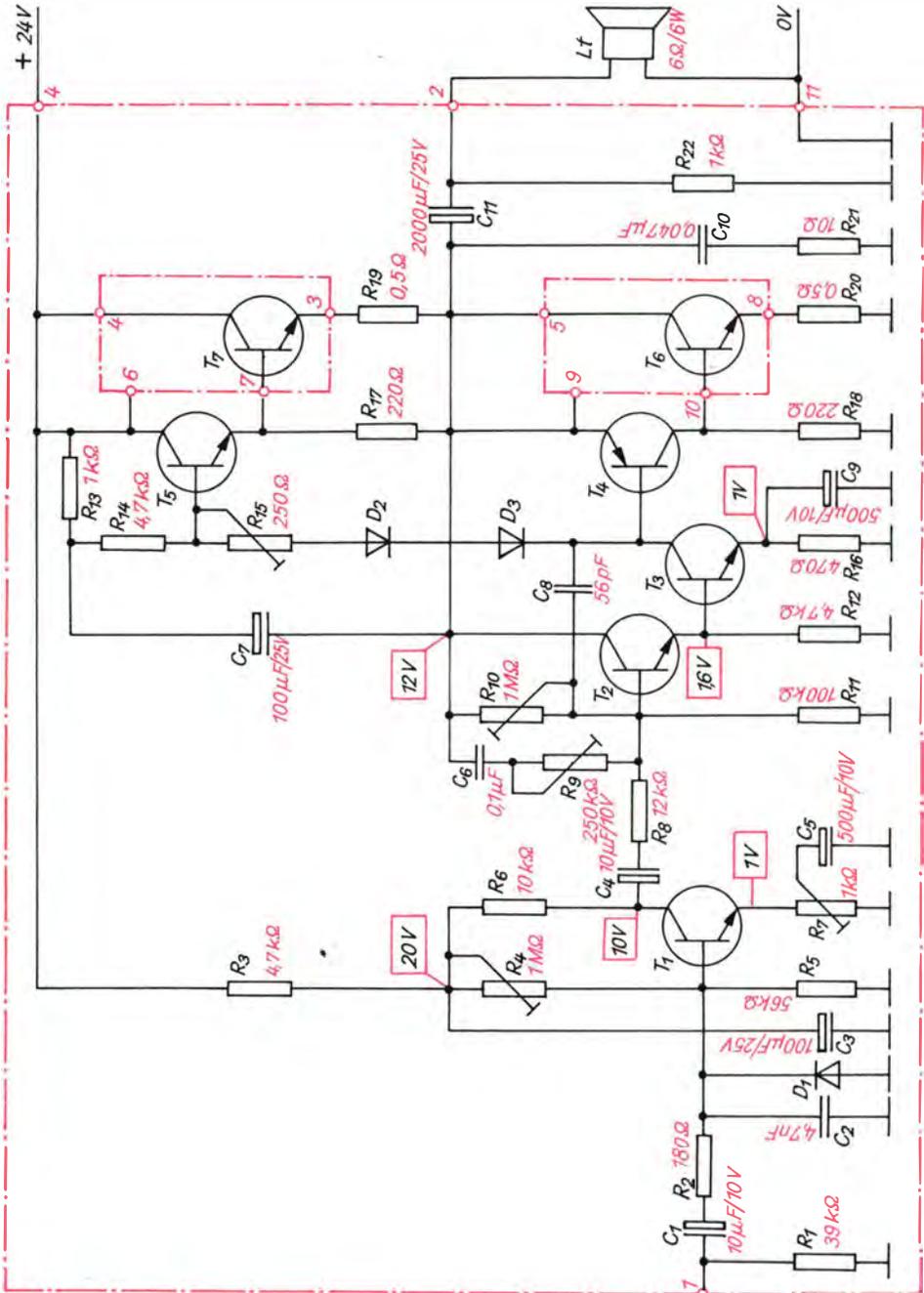


Bild 10.1. Stromlaufplan des Leistungsverstärkers EV3 ($D_1 \dots D_3$: SAY 32, T_1 und T_2 : SC 236, T_3 und T_5 : SF 126, T_4 : KFY 18 oder KF 517, T_6 und T_7 : KU 601; R_{15} muß einen Wert von $500\ \Omega$ haben)

Für T_3 sollten wir auf alle Fälle einen Si-pnp-Imporrttransistor einsetzen (nur im Notfall einen Ge-Typ). U_{B3} muß dann

$\frac{U_B}{2} - U_{BE3} = 12V - 0,65V = 11,35V$ betragen. Als Spannungsdifferenz für R_4 und die beiden Si-Dioden ergeben sich $U_{B2} - U_{B3} = 13,3V - 11,35V = 1,95V$.

Damit verbleiben bei einer Durchlaßspannung von $0,65V$ je Diode für R_4 selbst noch $1,95V - 2 \cdot 0,65V = 0,65V$, so daß er auf

$$R_4 = \frac{0,65V}{1,88mA} = 346\Omega$$
 einzustellen ist. Bei

Verwendung eines Ge-Transistors (z. B. GC 122) mit $U_{BE3} = 0,15V$ betragen $U_{B3} = 11,85V$ und $U_{B2} - U_{B3} = 1,45V$, so

daß dann R_4 auf $\frac{0,15V}{1,88mA} = 80\Omega$ eingestellt werden muß.

Nun gelange an den Eingang von T_1 die positive Halbwelle einer Wechselspannung, die den Kollektorstrom auf $I_{C1} = 2,5mA$ steuert. Über R_3 fallen dann $U_{R3} = 5,7k\Omega \cdot 2,5mA = 14,2V$ ab, und U_{B2} sinkt auf $24V - 14,2V = 9,8V$. Da U_C zu-

nächst noch $\frac{U_B}{2} = 12V$ beträgt, ergeben sich für

$$U_{BE2} + U_{BE4} = U_{B2} - U_C = 9,8V - 12V = -2,2V,$$

d. h., T_2 und T_4 sind gesperrt. Mit einer Spannungsdifferenz von $2,16V$ an R_4 und den Si-Dioden sinkt U_{B3} auf $9,8V - 2,16V = 7,64V$, und U_{BE3} steigt auf $12V - 7,64V = 4,36V$. T_3 wird damit leitend, und U_C treibt durch T_5 einen starken Kollektorstrom I_{C5} . Dadurch entlädt sich der Kondensator, und U_C geht gleichzeitig zurück.

Im Fall der negativen Halbwelle am Eingang von T_1 sind T_3 und T_5 gesperrt, T_2 wird leitend und steuert durch T_4 einen starken Kollektorstrom I_{C4} , der den Kondensator wieder auflädt: U_C steigt auf über $\frac{U_B}{2}$.

Wir berechnen die Gegentakt-Endstufe

Die Kollektorströme I_{C4} und I_{C5} ergeben bei sinusförmiger Eingangsspannung an T_1 ebenfalls einen sinusförmigen Strom mit dem Effektivwert I durch den Scheinwiderstand Z des Lautsprechers, so daß wir für die Sprechleistung: $P_- = Z \cdot I^2$ ansetzen

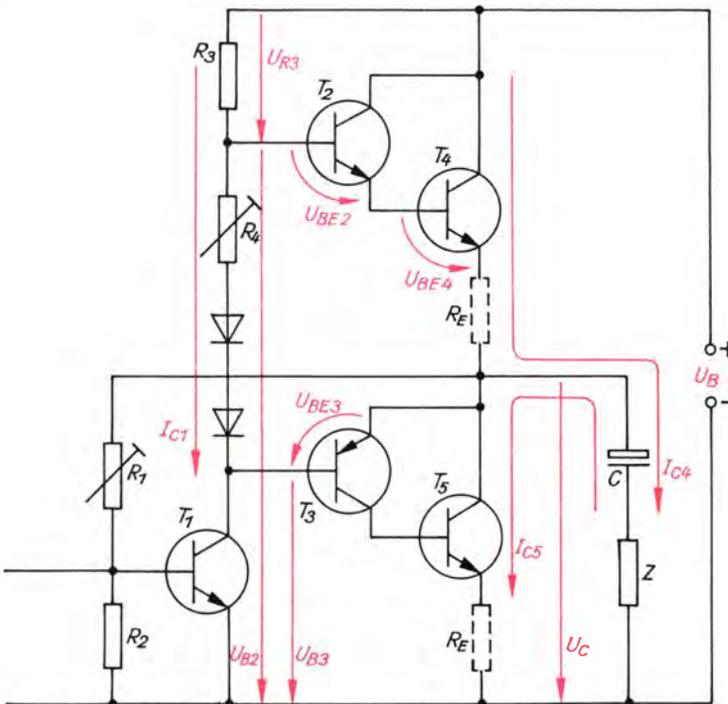


Bild 10.2. Zur Wirkungsweise und Berechnung einer Gegentaktendstufe

können. Nach $I = \frac{\hat{i}}{\sqrt{2}}$ gilt weiter $P_{\sim} = \frac{Z \cdot \hat{i}^2}{2}$,

wobei \hat{i} den Maximalwerten I_{cm} der Kollektorströme I_{C4} bzw. I_{C5} entspricht; das ist wichtig für die Berechnung der Leistungs-transistoren.

Beträgt I_{C4} gerade \hat{i} , dann gilt $\hat{i} = \frac{\hat{u}}{R_E + Z}$

mit $\hat{u} = \frac{U_B}{2} - U_V = \frac{U_B - 2U_V}{2}$; U_V ist die

Summe aus dem Spannungsabfall über R_E und der Kollektor-Emitter-Restspannung bei maximalem Kollektorstrom. Für \hat{i} ergibt

sich damit $\frac{U_B - 2U_V}{2(R_E + Z)}$, so daß für die *Sprechleistung* schließlich

$$P_{\sim} = \frac{Z(U_B - 2U_V)^2}{8(R_E + Z)^2}$$

geschrieben werden kann. Mit $U_B = 24 \text{ V}$, $U_V = 2 \text{ V}$, $Z = 6 \Omega$ und $R_E = 0,5 \Omega$ berechnen wir für unseren Verstärker eine Ausgangsleistung von $P_{\sim} = \frac{6 \Omega \cdot 20^2 \text{ V}^2}{8 \cdot 6,5^2 \Omega^2}$

= $\frac{6 \cdot 400 \text{ V}^2}{8 \cdot 42,3 \Omega} \approx 7 \text{ W}$. Der *Kollektor-Spitzenstrom* durch die Leistungstransistoren beträgt (siehe oben)

$$I_{cm} = \frac{U_B - 2 \cdot U_V}{2(R_E + Z)} = \frac{20 \text{ V}}{2 \cdot 6,5 \Omega} = 1,54 \text{ A},$$

und ihre Kollektorspannung muß mindestens $U_{CEm} = U_B = 24 \text{ V}$ betragen.

Wie aus den Erläuterungen zur Wirkungsweise dieser Gegentaktstufe hervorging, wird der Spannungsquelle nur während einer Halbperiode Strom entnommen; in der anderen Halbperiode liefert der Lautsprecherkondensator den Strom. Aus der im Bild 10.3 a dargestellten Wechselstromkurve ist nun die Strombelastung des Netztes zu ermitteln. Wenn man die im Bild 10.3 b dargestellte Rechteckfläche $\hat{i} \cdot 2\pi$ als Maß für I_{cm} betrachtet, ist die schraffierte Fläche unter der Sinuskurve das Maß für den *Netzteilstrom* I_C . Zum Berechnen der halben Fläche teilen wir diese nach Bild 10.3 c in Streifen der Breite $\frac{\pi}{12} = 15^\circ$, lesen aus einer Sinustabelle die Werte für 15° , 30° , 45° , 60° , 75° und 90° ab und erhalten durch Addition der Streifenflächen die treppenförmig begrenzte Fläche unterhalb der Kurve:

$$A_u = \frac{\pi}{12} (0,2588 + 0,500 + 0,7071$$

$$+ 0,8660 + 0,9695) \cdot \hat{i} = 0,275 \cdot \pi \cdot \hat{i} = 0,864 \hat{i}. \text{ Die oberhalb der Kurve gestrichelt umrandete Fläche ist um den rechten$$

$$\text{Flächenstreifen } \frac{\pi}{12} \hat{i} = 0,262 \hat{i} \text{ größer als } A_u,$$

$$\text{also } A_o = 0,864 \cdot \hat{i} + 0,262 \cdot \hat{i} = 1,126 \cdot \hat{i}. \text{ Als mittlere Fläche ergibt sich dann } \frac{A_o + A_u}{2} = \frac{(0,864 + 1,126) \cdot \hat{i}}{2} = 0,995 \cdot \hat{i}$$

bzw. – bei feinerer Streifenteilung – genau \hat{i} . Demnach beträgt die Gesamtfläche unter

$$\text{der Kurve } 2 \hat{i}, \text{ wir können für } \frac{I_C}{I_{cm}} = \frac{2 \cdot \hat{i}}{2 \cdot \pi \cdot \hat{i}} = \frac{1}{\pi} \text{ schreiben und erhalten } I_C = \frac{I_{cm}}{\pi}.$$

In unserem Fall werden dem Netzteil bei Vollaussteuerung $I_C = \frac{1,54 \text{ A}}{\pi} = 0,49 \text{ A}$ ent-

nommen. Diesen Strom legen wir auch dem Berechnen der Verlustleistung der Endtransistoren zugrunde; zusätzlich brauchen wir noch die Kollektorspannung U_{CE} .

Zwischen ihr und $\frac{U_B}{2}$ besteht der gleiche Zusammenhang wie zwischen I_C und I_{cm} : Wir können im Bild 10.3 b \hat{i} durch \hat{u} ersetzen und erhalten

$$\frac{U_{CE}}{U_B/2} = \frac{2 \cdot \hat{u}}{2 \cdot \pi \cdot \hat{u}} = \frac{1}{\pi}.$$

$$\text{also } U_{CE} = \frac{U_B}{2\pi} = \frac{24 \text{ V}}{2\pi} = 3,82 \text{ V}.$$

Die Leistungstransistoren werden demnach mit $P_V = U_{CE} \cdot I_C = 3,82 \text{ V} \cdot 0,49 \text{ A} = 1,87 \text{ W}$ belastet.

Für die Berechnung des Wärmewiderstandes (vgl. S. 62) gehen wir von einer Sperrschichttemperatur $t_1 = 85^\circ \text{C}$ und einer Umgebungstemperatur $t_2 = 30^\circ \text{C}$

$$\text{aus und erhalten } R_{\text{tha}} = \frac{\Delta t}{P_V} - R_{\text{thi}}$$

$$= \frac{55^\circ \text{C}}{1,87 \text{ W}} - 5 \frac{^\circ \text{C}}{\text{W}} = 24,4 \frac{^\circ \text{C}}{\text{W}}$$

Nach Tafel 10 sind dafür 24 cm^2 ($5 \text{ cm} \times 5 \text{ cm}$; senkrecht, blank) erforderlich. Bei der ebenfalls möglichen Bestückung der Endstufe mit Ge-Leistungstransistoren tritt ein Problem auf: Infolge der niedrigen Grenzfrequenz in Emitterschaltung von nur etwa 10 kHz , die bei Stromverstärkungen über 25 noch weiter sinkt, steigt I_C beim Erreichen bzw. Überschreiten dieser Grenzfrequenz beträchtlich

an; in der Musterschaltung wurde bei 20 kHz $I_C = 1$ A gemessen. Die Verlustleistung beträgt dann $P_V = 3,82 \text{ V} \cdot 1 \text{ A} = 3,82 \text{ W}$, für den Widerstand berechnen wir

$R_{\text{tha}} = \frac{55^\circ\text{C}}{3,82 \text{ W}} - 4 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} = 10,4 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$ und lesen aus Tafel 10 64 cm² ab (6,5 cm x 10 cm; senkrecht, blank). Hier können wir auch den auf S. 63 erwähnten Kühlkörper einsetzen, der bei blanker Oberfläche $l = \frac{64 \text{ cm}^2}{20 \text{ cm}} \approx 3,5 \text{ cm}$ lang sein muß.

Besondere Aufmerksamkeit widmen wir der Transistorkombination $T_4 \dots T_7$; wir sollten auf alle Fälle aus einer größeren An-

zahl auswählen können. Je genauer sowohl die Stromverstärkungen von T_4 und T_5 als auch von T_6 und T_7 übereinstimmen, um so geringer wird der Klirrfaktor des Verstärkers. Das Verhältnis der mit unserem Transistormeßgerät ermittelten Gleichstromverstärkungen $\frac{B_6}{B_7}$ darf nicht geringer als 0,8

und nicht größer als 1,2 sein, wobei für Si-Typen Werte um 30 als untere, für Ge-Typen als obere Grenze anzustreben sind; untere Grenzwerte hier um 20. Angenommen, wir messen bei einem KU 601 $B = 38$. Dann darf der andere eine Stromverstärkung zwischen $38 \cdot 0,8 \approx 31$ und $38 \cdot 1,2 \approx 45$ aufweisen.

Für T_4 und T_5 ist zu beachten, daß ihre B -Werte um so größer sein müssen, je kleiner die von T_6 und T_7 sind. Als Richtwert kann für die Produkte $B_4 \cdot B_6$ und $B_5 \cdot B_7$ etwa 3000 angenommen werden. Mit $B_6 = 38$ müßte $B_4 = \frac{3000}{38} \approx 80$ betragen; wir nehmen als Beispiel $B_4 = 95$ an. Da sowohl das Verhältnis der Stromverstärkungen $\frac{B_4}{B_5}$

als auch das der Produkte $\frac{B_4 \cdot B_6}{B_5 \cdot B_7}$ zwischen 0,8 und 1,2 liegen muß, ergeben sich für B_5 folgende Bereiche:

$B_5 = B_4 \cdot 0,8 = 95 \cdot 0,8 \approx 76$ und $95 \cdot 1,2 \approx 114$ bzw., mit beispielsweise $B_7 = 45$,

$B_5 = \frac{B_4 \cdot B_6}{B_7} \cdot 0,8 = \frac{95 \cdot 38}{45} \cdot 0,8 \approx 65$ und $\frac{95 \cdot 38}{45} \cdot 1,2 \approx 95$; B_5 darf in diesem Fall also höchstens 95 und muß mindestens 76 betragen.

Schaltungsaufbau und Abgleich

Die Leiterplatte für den Leistungsverstärker EV3 sehen wir im Bild 10.4 a; sie ist sowohl für Si- als auch für Ge-Endtransistoren ausgelegt. Sollten wir uns schon jetzt für den Aufbau eines Stereoverstärkers mit diesem Leistungsverstärker entschieden haben, stellen wir gleich die 200 mm x 90 mm große Platine her; die Leitungsführung verläuft links der Symmetrielinie spiegelbildlich zu der rechts davon dargestellten. Bild 10.4 b zeigt den Bestückungsplan für Si-Endtransistoren entsprechend Bild 10.1, Bild 10.4 c die Änderungen bei Verwen-

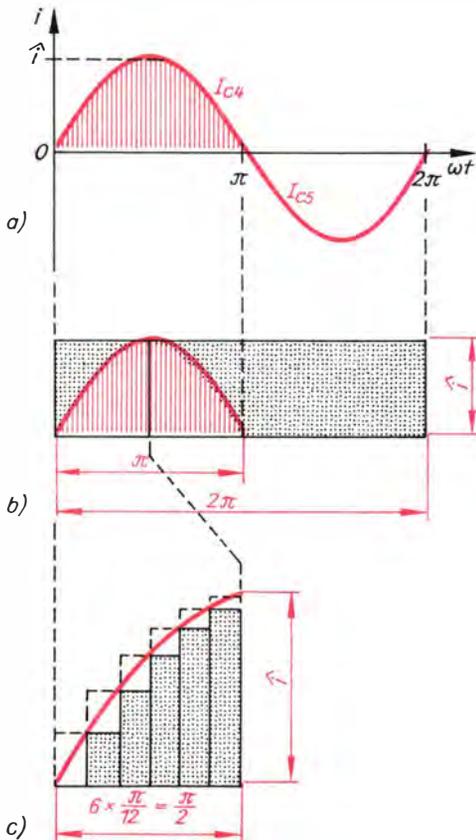


Bild 10.3. Endstufenströme und Netzteilstrom: a) die Kollektorströme der Endtransistoren setzen sich zum Ausgangswechselstrom zusammen, b) zur Berechnung des Netzteilstromes, c) Ermittlung der Fläche unter der Sinuskurve

derung von Ge-Endtransistoren. Zwischen dem Einsteller R_{15} und der Basis von T_4 liegt hier nur eine Diode. Wir sollten uns nach Möglichkeit für Si-Endtransistoren entscheiden, da dann das auf S. 109 erwähnte Problem des Stromanstieges bei höheren Tonfrequenzen nicht auftritt. Für den Lautsprecherkondensator C_{11} ist ein Aluminiumwinkel W_2 wie für C_5 des Leistungs-Regelnetztes notwendig. Die beiden $0,5\text{-}\Omega$ -Widerstände R_{19} und R_{20} wickeln wir selbst aus Widerstandsdraht. Die Stromverstärkungen von T_1 , T_2 und T_3 sollten bei 100 liegen.

Nachdem wir T_4 und T_5 mit kleinen Kühlsternen versehen und die auf Kühlblechen befestigten Leistungstransistoren über möglichst kurze Leitungen angeschlossen haben, muß der Verstärker abgeglichen werden. Zuvor stellen wir die einzelnen Drehwiderstände folgendermaßen ein: R_4 und R_{10} : Größtwert, R_9 : Mitte, R_{15} : Null, R_7 : Abgriff an Masse. Zwischen den Lötösen 2 und 11 schalten wir einen bis 10 W belastbaren Drahtwiderstand von $6\ \Omega$ oder gleich den Lautsprecher in Kompaktbox, und in die Plusleitung (an Lötöse 4) kommen in Reihe ein Strommesser, Meßbereich 1 A, und ein Schutzwiderstand von $25 \dots 30\ \Omega$. Nun dürfen wir erstmalig 24 V vom Leistungs-Regelnetzteil anlegen. Bitte erschrecken Sie nicht, lieber Leser: Beim ersten Einschalten fließt ein Ladestromstoß von nahezu 1 A über C_{11} ; dann muß der Strom jedoch auf einen Wert unter 10 mA zurückgehen.

Ströme über 100 mA treten auf, wenn die Endstufe schwingt; in diesem Fall vergrößern wir C_{10} auf $0,1\ \mu\text{F}$. Eine weitere Maßnahme gegen die Selbsterregung ist der Einbau eines Kondensators der Kapazität $4,7 \dots 10\ \text{nF}$ direkt zwischen Kollektorschluß und Basisanschluß von T_6 ; bei sachgemäßem Aufbau ist dies jedoch nicht erforderlich. In der Musterschaltung mit Ge-Endtransistoren konnte auch der Widerstand R_{21} entfallen.

Nach Entfernen des Schutzwiderstandes aus der Plusleitung folgt nun der eigentliche *Abgleich des Gegentaktverstärkers*:

1. Einstellen der Gleichstrom-Arbeitspunkte:

1.1. Spannungsmesser, Meßbereich 50 V,

zwischen Minuspol und Lötöse 5 (Pluspol) anschließen; mit R_{10} auf $\frac{U_B}{2} = 12\ \text{V}$ einstellen.

1.2. mit R_{15} den Gesamtstrom auf 20 mA erhöhen (Ruhestrom der Endstufe)

1.3. Abgleichsschritte 1.1. und 1.2. mehrmals wiederholen und an R_{15} beenden

1.4. Kontrolle der im Bild 10.1 angegebenen Emitterspannungen an T_2 und T_3 (Abweichungen bis 20 % zulässig)

1.5. mit R_4 eine Kollektorspannung von 10 V an T_1 einstellen; anschließend Kontrolle der restlichen im Bild 10.1 angegebenen Spannungswerte.

2. Linearisierung des Frequenzganges:

Wechselspannungsmesser, Meßbereich 10 V, parallel zum $6\text{-}\Omega$ -Widerstand bzw. Lautsprecher schalten; an Eingang (Lötöse 1 und Masse) Tongeneratorspannung legen

2.1. bei $f = 1\ \text{kHz}$ Generatorspannung von 10 mV so weit erhöhen, bis die Ausgangsspannung 3 V beträgt

2.2. am Generator auf eine Frequenz von 10 kHz umschalten, R_9 verstellen, bis wieder 3 V am Ausgang liegen

2.3. Abgleichsschritte 2.1. und 2.2. mehrmals wiederholen, bis mit konstanter Generatorspannung die Ausgangsspannung bei 1 kHz und bei 10 kHz nahezu gleich sind.

3. Einstellen der Verstärkung:

Bei einer Generatorspannung von 0,1 V R_7 so einstellen, daß am $6\text{-}\Omega$ -Widerstand bzw. Lautsprecher 7 W umgesetzt werden, d. h., daß die Ausgangsspannung, nach

$$P_{\sim} = \frac{U^2}{Z}, \quad U = \sqrt{P_{\sim} \cdot Z} = \sqrt{7\ \text{VA} \cdot 6\ \frac{\text{V}}{\text{A}}} = \sqrt{42}\ \text{V} = 6,5\ \text{V} \text{ beträgt.}$$

Diese Einstellung ist besonders für Stereoverstärker wichtig, damit beide Endverstärker gleichartig verstärken.

Nach dem Abgleich messen wir noch den Klirrfaktor (vgl. S. 105, Bu_1 und Bu_2 liegen direkt am Lautsprecher, Generatorspannung 0,1 V); in der Musterschaltung betrug er bei Volllaststeuerung 1,5 %. Bild 10.5 ist zu entnehmen, wie für die Tonanlage Ic der neue Leistungsverstärker EV3 gegen den Endverstärker EV1 der Verstärkeranlage Ia nach Bild 5.26 auszutauschen ist. Über einen Spannungsteiler aus zwei $4,7\text{-k}\Omega$ -Widerständen gewinnen wir die Be-

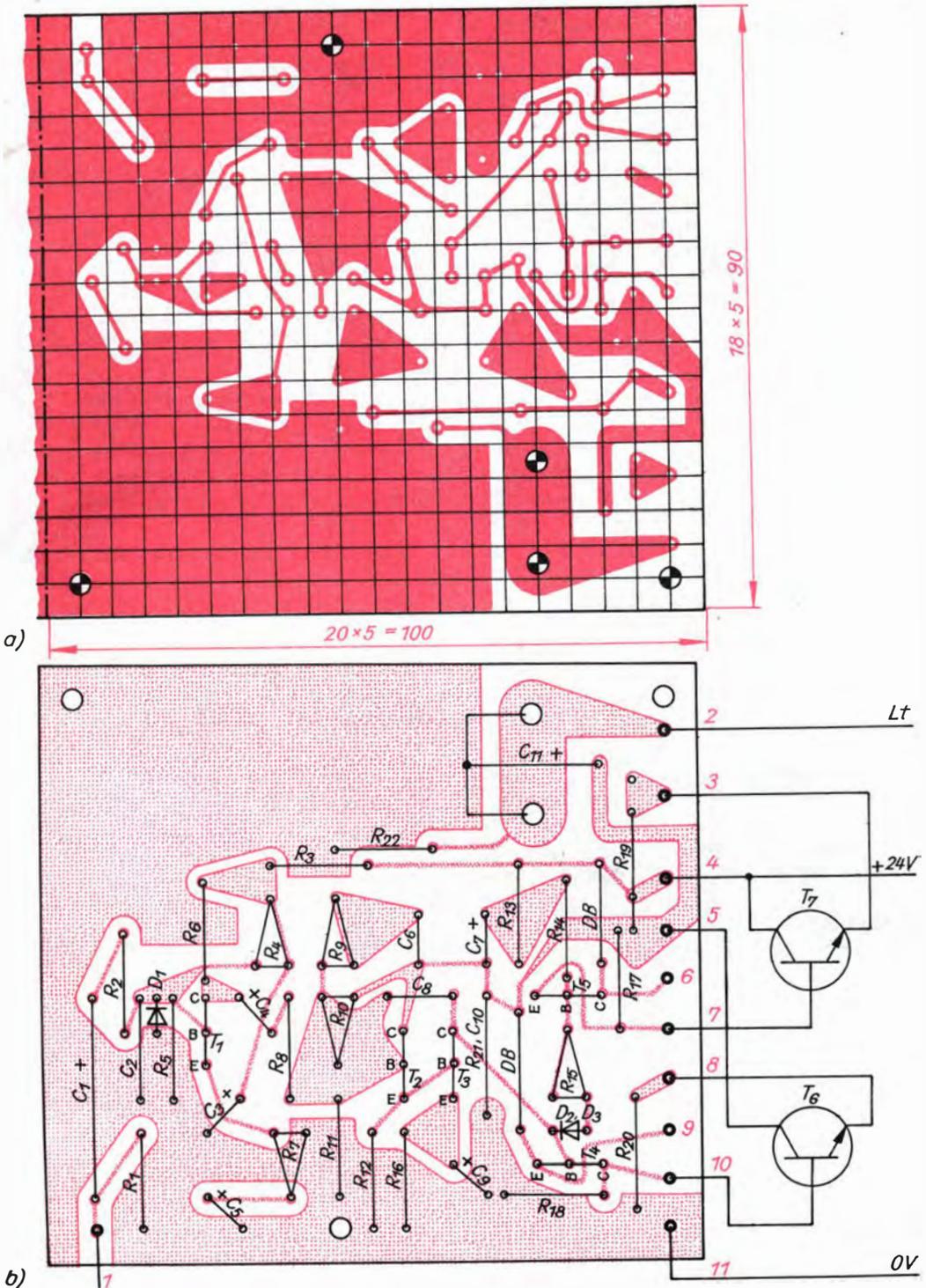


Bild 10.4. Die Leiterplatte des Leistungsverstärkers EV3: a) Leiterseite, b) Bestückungsplan für Si-npn-Endtransistoren (T_6 und T_7 ; KU 601), c) Teilbestückungsplan für Ge-pnp-Endtransistoren (T_6 und T_7 ; GD 240, S. 113)

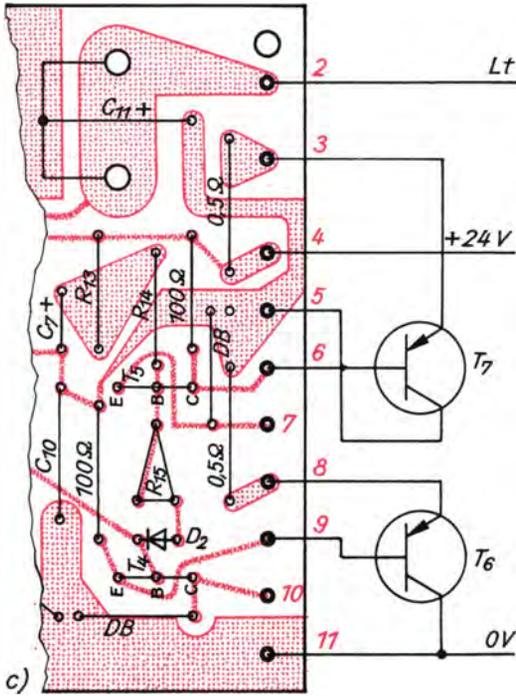


Bild 10.6 zeigt eine Ansicht des Verstärkers in der Verstärkeranlage Ic. Die Lage der zusätzlichen M3-Gewindebohrungen in der Gehäusegrundplatte für die Leiterplatte und die beiden Leistungstransistoren von EV3 entnehmen wir Bild 5.27; sie sind durch Kreuze dargestellt und so angeordnet, daß an den gleichen Stellen auch die analogen Teile des gleichartigen Stereoverstärkers befestigt werden können. Selbstverständlich darf auch der bei $Tr_1 \dots Tr_4$ anzuschraubende Experimentiertrafo bereits in das Gehäuse eingebaut werden und zwar so, daß seine magnetische Achse (Achse des Spulenkörpers) parallel zu den Gehäuseseitenkanten verläuft (vgl. auch Bild 12.12).

Ganz modern: Ein integrierter 5-W-Verstärker

Integrierte Schaltungen sind das Ergebnis der Mikroelektronik, deren Geburtsstunde um 1960 liegt; 1965 begann in den auf diesem Gebiet führenden Ländern bereits die industrielle Fertigung. Eine wesentliche Voraussetzung für die Mikroelektronik war das Beherrschen der Diffusionstechnologie bei der Transistorfertigung.

Vom Einzeltransistor zur Integrierten Schaltung

Im Bild 3.9 a ist der Querschnitt durch einen Si-Planartransistor dargestellt, und dort sind auch einige Bemerkungen zur gleichzeitigen Herstellung einer Vielzahl solcher Transistoren auf einer Substratscheibe ge-

triebsspannung von etwa 9 V für den Vorverstärker VV1, und mit einem zwischen Ausgang 3 von VV1 und dem Eingang 1 von EV3 gelöteten Einsteller führen wir nur ein Drittel der NF-Ausgangsspannung von VV1 auf den Leistungsverstärker; bei voll aufgedrehtem Lautstärkepotentiometer muß der Endverstärker voll ausgesteuert, darf aber nicht übersteuert werden. Für Endverstärker mit Ge-Leistungstransistoren setzen wir am besten eine 1,5-A-Sicherung ein.

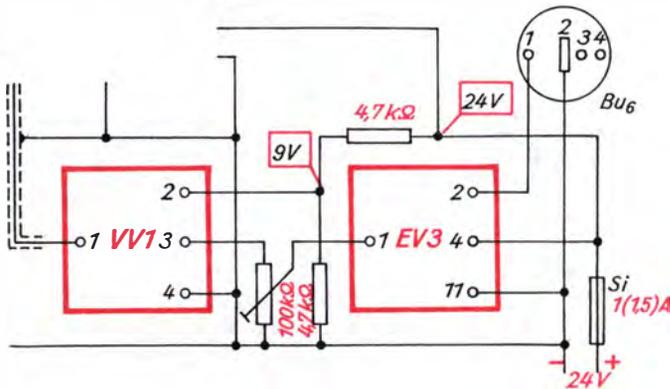


Bild 10.5. Aus der Verstärkeranlage Ia nach Bild 5.26. wird die Anlage Ic

macht worden. Um nun den einzelnen Transistor als diskretes Bauelement zu fertigen, muß die Substratscheibe zerteilt, das Halbleiterplättchen in ein Gehäuse eingebaut, mit den Anschlußfahnen kontaktiert und das Ganze verkapselt werden. Und dann nehmen wir – beispielsweise für den Aufbau des Leistungsverstärkers EV3 – sechs einzelne Transistoren T_2 , T_3 , T_4 , T_6 , T_5 und T_7 , von denen wir mindestens immer eine Elektrode des einen Transistors mit einer Elektrode des anderen direkt verbinden; bei T_4 und T_6 bzw. T_5 und T_7 sind es sogar je zwei Elektroden.

Damit ergibt sich zwangsläufig die Frage, ob nicht das Verbinden dieser Transistoren bereits auf der unzerteilten Substratscheibe vorteilhafter ist als das Teilen der Substratscheibe in einzelne Transistoren beim Hersteller und das anschließende Zusammenlöten der Einzeltransistoren vom Anwender. Diese Frage ist heute längst beantwortet; sie war der eigentliche Anstoß für die Entwicklung der Mikroelektronik. Hier werden alle Transistoren und Widerstände einer Schaltung gleichzeitig in die Substratscheibe diffundiert, und zwar die Widerstände gemeinsam mit den Basisgebieten der Transistoren, und zum Schluß erfolgt das Aufdampfen der metallischen Verbindungsleitungen.

In Bipolartechnik lassen sich am vorteil-

haftesten Transistoren, aber auch noch Widerstände integrieren; Dioden werden durch Elektrodenverbindungen aus Transistoren realisiert, und Induktivitäten oder Kapazitäten müssen, wenn sie unbedingt notwendig sind, als diskrete Bauelemente von »außen« angeschlossen werden. Bild 10.7 zeigt den Stromlaufplan der *Integrierten Schaltung* – wir werden sie künftig kurz IS nennen – vom Typ A 210, die für den Aufbau von Leistungsverstärkern bis 5 W Sprechleistung gedacht ist. Sie enthält 22 Transistoren und 10 Widerstände; 6 Transistoren werden als Dioden betrieben. Durch die farbliche Hervorhebung des Signalflusses vom Eingang 10 zum Ausgang 16 müßte ein erster Vergleich mit dem Leistungsverstärker im Bild 10.1 möglich sein.

Da in einer IS die Transistoren den geringsten Platz auf der Substratscheibe beanspruchen, werden häufig andere Bauelemente durch Transistoren ersetzt. Dadurch ergibt sich eine größere Anzahl von Transistorfunktionen als in einer vergleichbaren Schaltung aus diskreten Bauelementen. Um die IS A 210 für verschiedene Leistungen mit Spannungen zwischen 4...20 V betreiben zu können, wird eine ganze Reihe von Transistoren jeweils als Konstantstromquelle betrieben; man kann sich diese als für Wechselspannung hochohmige Widerstände mit kaum nennenswertem Gleich-

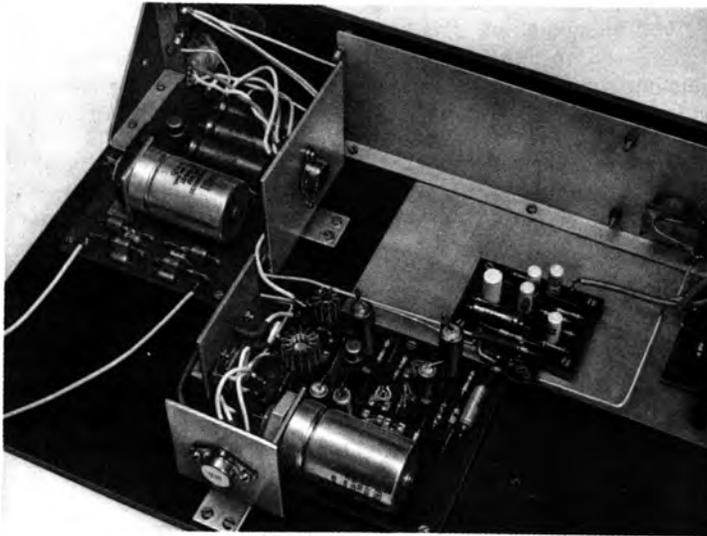


Bild 10.6. Der Aufbau des Leistungsverstärkers EV3 mit Si-Leistungstransistoren in unserer Verstärkeranlage Ic

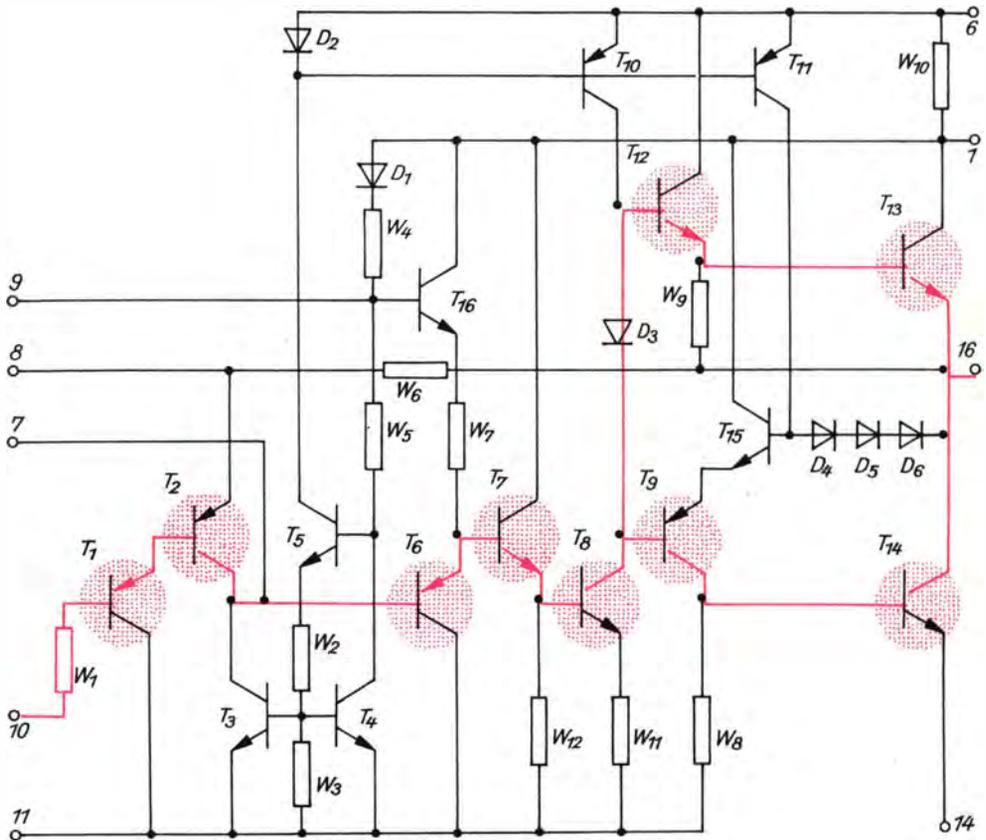


Bild 10.7. Vereinfachte Innenschaltung des Integrierten Schaltkreises A 210 (die ebenfalls integrierte Wärmeschutzschaltung wurde vernachlässigt)

spannungsabfall vorstellen. Bild 10.8 a zeigt die Prinzipdarstellung der IS A 210, wobei alle als Konstantstromquellen arbeitenden Transistoren als Widerstände (mit einem Diagonalstrich im Schaltsymbol) gezeichnet wurden. Außerdem sind bereits die für den vollständigen Verstärker notwendigen diskreten Bauelemente enthalten. Nun dürfte ein Vergleich mit Bild 10.1 nicht mehr schwerfallen, wobei es allerdings keine vollständige Übereinstimmung gibt!

Der wesentlichste Unterschied besteht in der Art der Verstärkungseinstellung. Sie erfolgt mittels Gegenkopplung, indem ein Teil der Ausgangswechselspannung über den integrierten Widerstand W_6 , den diskreten Widerstand R_3 und den diskreten Kondensator C_4 auf das Eingangstransistorpaar T_1T_2 zurückgeführt wird. Der kapazitive Blindwiderstand X_{C_4} muß für die niedrigste Tonfre-

quenz vernachlässigbar klein sein, so daß nur W_6 und R_3 als Spannungsteiler wirken und sich mit R_3 der Gegenkopplungsgrad und damit die Verstärkung einstellen lassen. Je größer R_3 , um so höher wird die Gegenkopplung und um so geringer werden die Verstärkung und der Klirrfaktor.

Berechnung und Aufbau des Verstärkers mit Schaltkreis

Mit den auf S. 108 hergeleiteten Gleichungen für den Gegentaktverstärker aus diskreten Bauelementen berechnen wir auch unseren Leistungsverstärker EV4 mit der IS A 210 K für 5 W Sprechleistung und bei Verwendung des Kompaktboxlautsprechers ($P_{\sim} = 5 \text{ W}$, $Z = 6 \Omega$, $R_E = 0 \Omega$, $U_V = 1 \text{ V}$):

$$\text{Aus } P_{\sim} = \frac{Z(U_B - 2U_V)^2}{8(R_E + Z)^2} \text{ folgt hier}$$

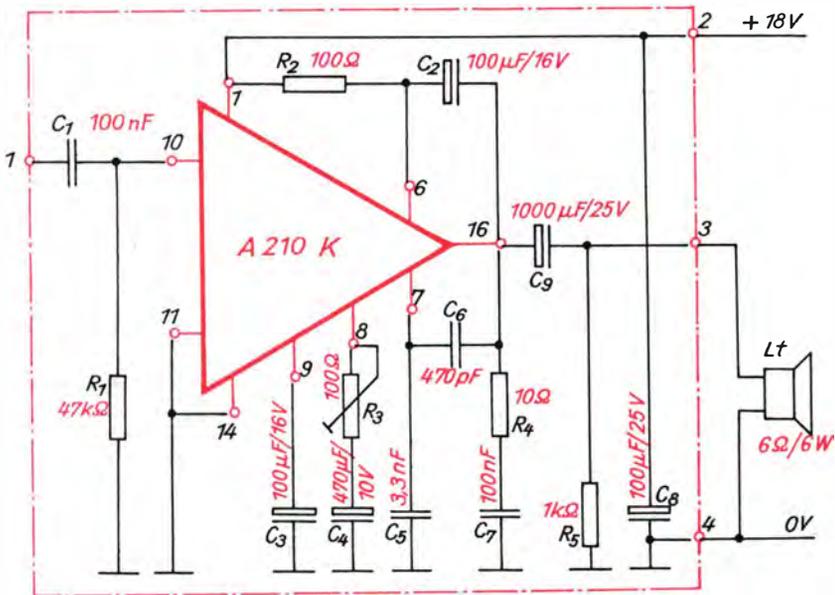
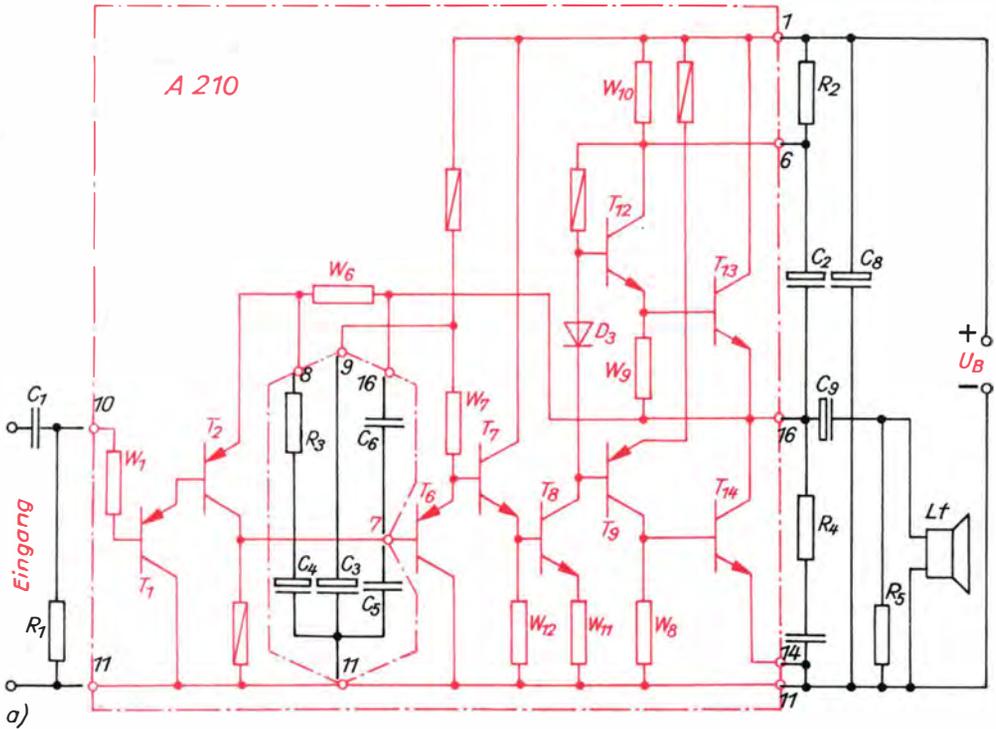


Bild 10.8. NF-Verstärker mit der IS A 210: a) Prinzipdarstellung der IS mit zusätzlichen diskreten Bauelementen in der Verstärkerschaltung, b) Stromlaufplan des Leistungsverstärkers EV4 mit der IS A 210 K

10. Leistungsverstärker für höhere Ansprüche

$P_{\sim} = \frac{(U_B - 2U_V)^2}{8Z}$ und damit für die notwendige Betriebsspannung

$$\begin{aligned} U_B &= 2(\sqrt{2P_{\sim} \cdot Z} + U_V) \\ &= 2(\sqrt{2 \cdot 5 \text{ W} \cdot 6 \Omega} + 1 \text{ V}) \\ &= 2(\sqrt{60} + 1) \text{ V} \approx 18 \text{ V}. \end{aligned}$$

Dafür wird am Leistungs-Regelnetzteil nach Bild 5.15 eine Änderung erforderlich. Entweder ersetzen wir ZD_1 durch eine Z-Diode SZX 21/18 bzw. SZX 19/18 und schließen ZD_2 kurz, oder zwischen die Lötösen 7 und 8 schalten wir parallel zu oder anstelle von ZD_2 eine Z-Diode vom Typ SZX

21/6,2; vom Experimentiertrafo entnehmen wir 18V Wechselspannung.

Der Kollektor-Spitzenstrom der Endtransistoren wird dann bei $I_{cm} = \frac{U_B - 2U_V}{2Z}$

$$= \frac{16 \text{ V}}{12 \Omega} = 1,33 \text{ A} \text{ (2 A zulässig) und der}$$

Netzteilstrom bei $I_c = \frac{I_{cm}}{\pi} = \frac{1,33 \text{ A}}{\pi} = 0,42 \text{ A}$ liegen. In Wirklichkeit wird dem Netzteil ein etwas höherer Strom entnommen, da nur die beiden Endtransistoren berücksichtigt wurden.

Im Bild 10.8 b ist der Stromlaufplan nach

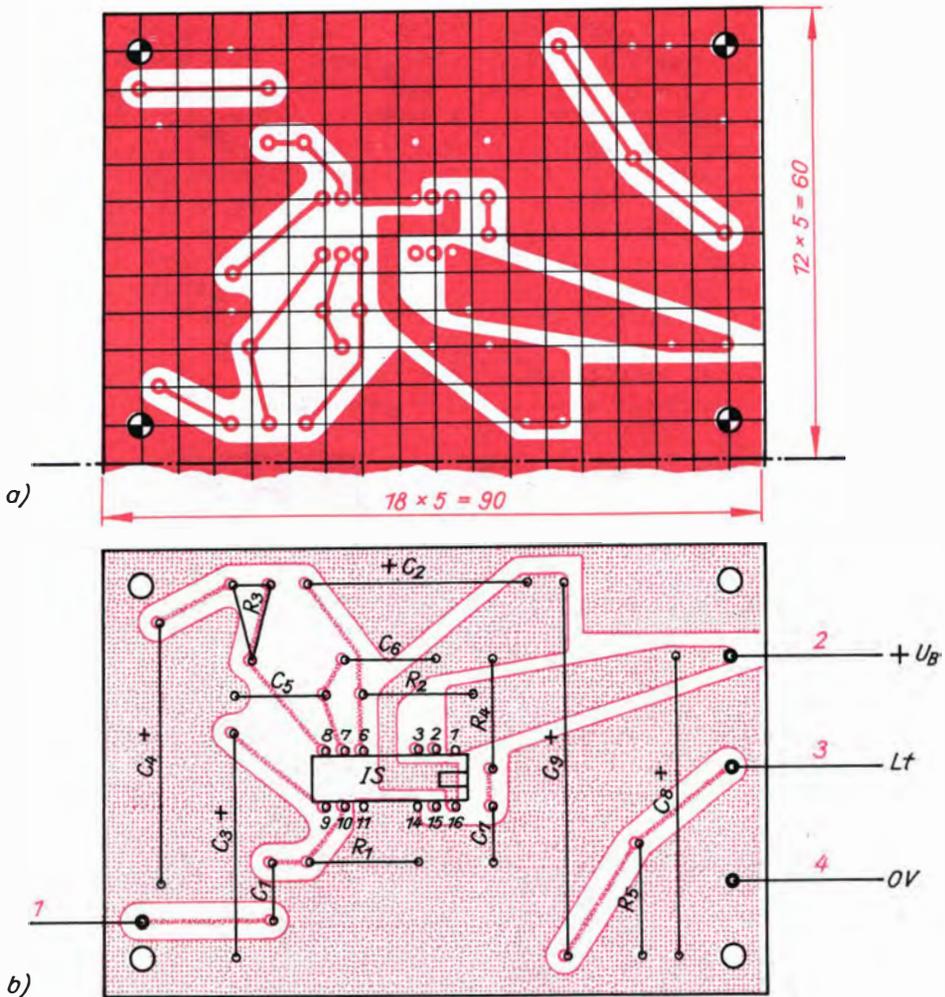


Bild 10.9. Leitungsführung (a) und Bestückungsplan (b) für die Leiterplatte des Leistungsverstärkers EV4 mit der IS A 210 K

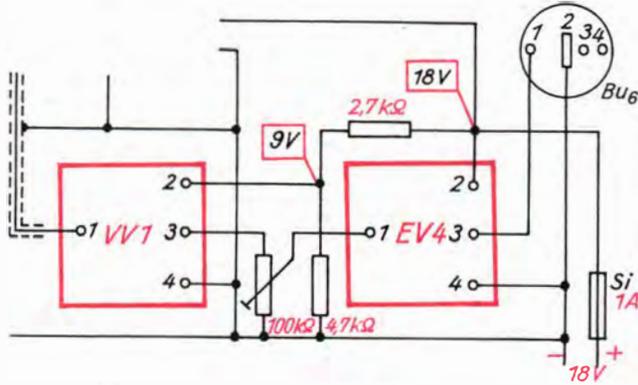


Bild 10.10. Die Schaltung der Verstärkeranlage Id (Grundschaltung siehe Bild 5.26.)

Bild 10.8 a in der üblichen Art noch einmal dargestellt; die Innenschaltung der IS interessiert nicht mehr. Das »K« in der IS-Bezeichnung weist auf einen Kühlkörper hin, denn 5 W Sprechleistung erfordern auch eine beträchtliche Gleichstromleistung der beiden Endtransistoren T_{13} und T_{14} , die in Wärme umgesetzt und abgestrahlt werden muß. Die IS A 210 K wird bereits mit Kühlkörper vom Hersteller geliefert; ohne Kühlkörper trägt sie die Bezeichnung A 210 D und ist nur bis 1,3 W belastbar.

Die Leiterplatte für den Leistungsverstärker mit der IS A 210 K ist aus Bild 10.9 er-

sichtlich. Die Strichpunktlinie im Teilbild 10.9 a gibt wieder an, wo sich für einen Stereo-Verstärker die zweite Teilplatine anschließt, so daß die Leiterplatte dann 90 mm × 120 mm groß ist. Im Unterschied zu Bild 10.4 a und der im zugehörigen Text beschriebenen Erweiterung für einen Stereo-Verstärker darf hier die Leitungsführung der zweiten Teilplatine jedoch nicht spiegelbildlich zur dargestellten liegen. Wir erhalten sie, indem die dargestellte in der Zeichnungsebene um 180° gedreht und dann verschoben wird.

Da hier erstmalig Lötäugen nur 2,5 mm

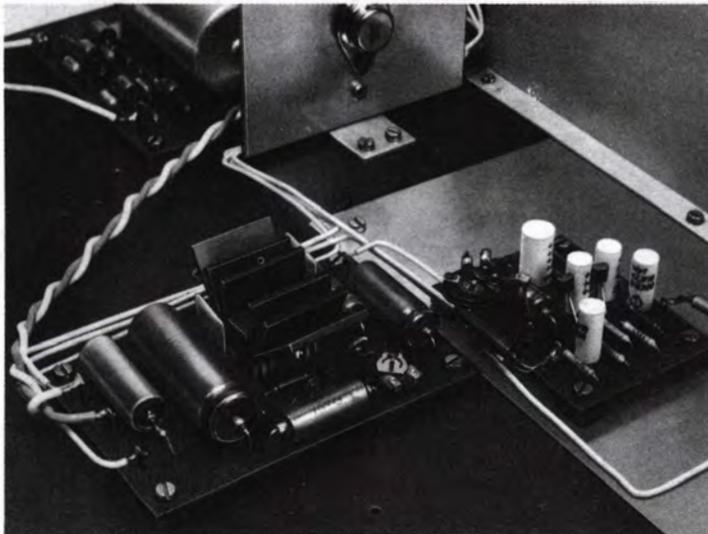


Bild 10.11. Der Aufbau des Leistungsverstärkers EV4 in unserer Verstärkeranlage Id

auseinanderliegen, schauen wir uns diese Stellen sowohl nach dem Zeichnen der Leitungsführung, nach dem Ätzen und natürlich auch nach dem Lötén ganz genau durch eine Lupe an und sorgen dafür, daß die Lötäugen keinesfalls miteinander Kontakt bekommen. Beim Einlöten der IS achten wir auf richtige Polung. Vorsichtshalber verwenden wir für die erste Funktionsprüfung nur eine Flachbatterie; der Ruhestrom muß bei 5 mA liegen. Mit der Betriebsspannung $U_B = 18 \text{ V}$ vom geänderten Leistungs-Regelnetzteil steigt er auf etwa 12 mA.

Der Abgleich dieses Verstärkers ist durch die aufwendige Innenschaltung der IS mit der Vielzahl von Konstantstromquellen äußerst einfach und beschränkt sich lediglich auf das Einstellen der gewünschten Verstärkung mit R_3 . Wir einigen uns wieder auf Vollaussteuerung bei 0,1 V Eingangsspannung. Am 6- Ω -Drahtwiderstand oder Lautsprecher zwischen Lötösen 3 und 4 müssen dann

$$U = \sqrt{P \cdot Z} = \sqrt{5 \text{ W} \cdot 6 \Omega} = \sqrt{30 \text{ V}} = 5,5 \text{ V}$$

Wechselspannung abfallen. In der Muster-schaltung wurde bei dieser Verstärkung von $\frac{5,5 \text{ V}}{0,1 \text{ V}} = 55$ ein Klirrfaktor von 1 % gemessen. Bei der maximal möglichen Verstärkung um 200 stieg er auf 7 %.

Bild 10.10 zeigt den Teilstromlaufplan für die Verstärkeranlage Id mit dem integrierten Endverstärker EV4, Bild 10.11 eine Ansicht dieses Verstärkers.

Auf einen ganz wesentlichen Vorteil sei bereits an dieser Stelle hingewiesen: Ohne jegliche Schaltungsänderung kann diese Verstärkeranlage mit Spannungen bis herab zu 4,5 V betrieben werden. Zwar geht dabei die Sprechleistung zurück, aber es bietet sich die Möglichkeit des netzunabhängigen Batteriebetriebes an! Die Muster-schaltung gab bei 4,5 V knapp 0,25 W, bei 9 V bereits 1 W und bei 12 V gut 2 W Sprechleistung am 6- Ω -Lautsprecher ab.

Tonspeicher- technik

11. Wir bauen einen Plattenspieler

Plattenspieler und Magnettongerät haben eines gemeinsam: Die Töne entstehen nur bei Bewegung des *Tonträgers* und die richtigen Töne deshalb auch nur bei der richtigen Geschwindigkeit. Wo immer möglich, sollten wir handelsübliche Bauteile verwenden. Für bewegliche Teile benötigen wir ein

Sortiment von Messingrohren mit zueinanderpassenden Außen- und Innendurchmessern und für die Herstellung von Wellen, die sich leicht, aber ohne Spiel in ihren Lagern drehen müssen, mindestens eine auch waagrecht einspannbare elektrische Handbohrmaschine.

Das Laufwerk – die Grundlage für den guten Ton

Das Mustergerät wurde mit einem handelsüblichen *Plattenteller* vom Typ »Rubin« bestückt. Er hat einen Innendurchmesser von 193 mm, einen Gleitlagerdurchmesser von 9 mm, eine Masse von 1200 g und ist im Bild 11.1a, etwas vereinfacht im Schnitt, dargestellt. Die Bilder 11.1b und c zeigen die für diesen Plattenteller passenden Lagerteile aus Stahl. Der Lagerzapfen ist in der mittigen Gewindebohrung des Lagerbügels mit einer Mutter M6 zu kontern und möglichst genau rechtwinklig zum Bügel auszurichten. Das Eigengewicht des Plattentellers wird über die eingelassene Stahlkugel in axialer Richtung auf die Stirnseite des Lagerzapfens übertragen.

Bei Verwendung von Plattentellern anderer Typen sind die Lagerteile entsprechend zu verändern. Das gilt auch für die aus Bild 11.3 ersichtliche *Montageplatte* aus Hartpapier (Pertinax) oder 3 mm dickem Aluminiumblech, die für den erwähnten Plattenteller, einen Gleichstrom-Kleinstmotor sowie eine Tonarmlänge von 200 mm ausgelegt ist. Bei PL schrauben wir mit vier Zylinderkopfschrauben M4 den Bügel des *Plattentellerlagers* so fest, daß der Lagerzapfen durch Bohrung P nach oben weist und der Plattenteller aufgesetzt werden kann. Mit Papierunterlagen zwischen Montageplatte und Lagerbügel richten wir nun das Plattentellerlager möglichst genau aus; der Ab-

stand zwischen Plattenteller-Unterkante und Montageplatten-Oberseite muß ringsum gleich sein. Für die ersten Experimente legen wir die Montageplatte zunächst links und rechts auf zwei gleichhohe Holzunterlagen.

Der geeignete Antriebsmotor

Im Gegensatz zu den meisten industriell gefertigten Geräten soll unser Plattenspieler auch mit Batterien, also netzunabhängig, betrieben werden können; deshalb bestücken wir ihn mit einem Gleichstrommotor. Am besten eignen sich die speziell für Kassetten-Tonbandgeräte entwickelten Motoren. Da sie aber nur selten vom Handel angeboten werden, wurden andere Kleinstmotoren auf ihre Brauchbarkeit untersucht. Die PIKO-Typen mit Plastelagern und relativ großem Lagerspiel entfallen für unseren Zweck. Im Mustergerät wurde ein Motor des VEB Kleinstmotorenwerk Dresden für 6 V und 3000 min^{-1} eingesetzt, der mit selbstschmierenden Schrupfbronzelagern ausgerüstet ist. Sein Gehäusedurchmesser beträgt 27 mm und der Wellendurchmesser 2,5 mm. Wir betreiben den Motor zum »Einfahren« zunächst etwa 25 Stunden mit einer Flachbatterie oder besser mit drei in Reihe geschalteten Monozellen R 20 in senkrechter Lage und kontrollieren ab und zu die Stromaufnahme. Sie darf

11. Wir bauen einen Plattenspieler

nach dieser Betriebszeit im Leerlauf 100 mA kaum überschreiten; als obere Grenze lassen wir 120 mA zu. Um die Laufgeräusche dieses Motors so weit wie möglich von der Montageplatte und damit vom Tonabnehmersystem fernzuhalten, ist eine gute akustische Entkopplung sehr wichtig. Von verschiedenen Materialien hat sich dafür Schwammgummi (z. B. aus den Anfeuchtedosen für unsere Fernhörer oder ein Schrubberbezug) am besten bewährt.

Nachdem wir die drei Einzelteile der *Motorhalterung* nach Bild 11.2 aus Aluminium gefertigt haben, legen wir um das Motorgehäuse einen Streifen aus etwa 8 mm dickem Schwammgummi und verbinden darüber Schelle und Winkel mit vier kurzen Schrauben M3; das Motorgehäuse darf die Aluteile an keiner Stelle berühren. Dann kleben wir aus Zeichenkarton entsprechend Bild 11.2 d einen straff sitzenden Zylinder, in dem später das unbedingt notwendige Entstörfilter Platz findet und der gleichzeitig die

Lärmschutzkappe für den Bürstenträger des Motors aufnimmt. Wir kleben diese mit Gummilösung ebenfalls aus Schwammgummi; zuerst den Mantelstreifen zusammen und dann in die Öffnung ein kreisrundes Stück.

Anschließend schrauben wir den Winkel der Motorhalterung mit der Lasche, zwei Schwammgummistreifen sowie zwei längeren M3-Schrauben durch die Bohrungen MH in der Montageplatte so fest, daß die Motorwelle durch M ragt und der Motor in seiner Halterung leicht nachgiebig ist; er darf nicht zu fest, aber auch nicht zu lose sitzen.

Damit der Motor unmittelbar nach dem Einschalten die richtige Drehzahl annimmt und diese dann auch unverändert beibehält, muß er möglichst mit seiner Nenn-drehzahl betrieben werden. Für den Fall $d_2 = 193$ mm (Innendurchmesser des Plattentellers), $n_2 = 33 \text{ min}^{-1}$ und $n_1 = 3000 \text{ min}^{-1}$ (Nenn-drehzahl des Motors) müßte,

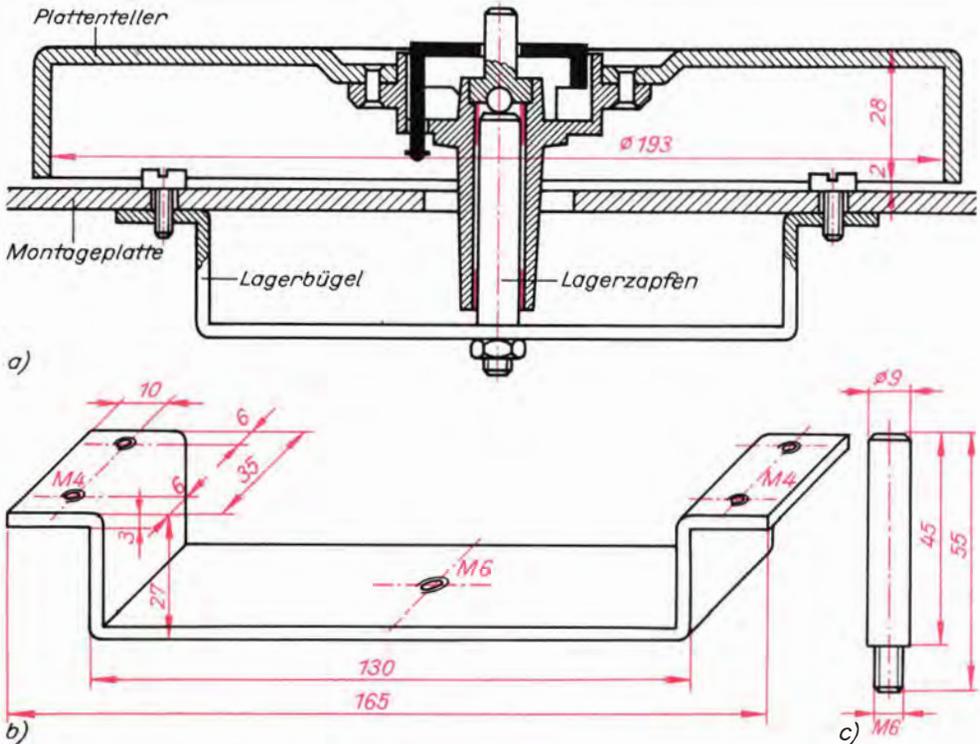


Bild 11.1. Das Plattentellerlager: a) Querschnitt durch die Lagerung des Plattentellers, b) Lagerbügel, c) Lagerzapfen

da sich die Drehzahlen umgekehrt wie die Durchmesser verhalten, nach $\frac{d}{d_2} = \frac{n_2}{n_1}$ der Durchmesser des Antriebsrades auf der Motorwelle $d_1 = \frac{n_2}{n_1} \cdot d_2$

$$= \frac{33 \text{ min}^{-1} \cdot 193 \text{ mm}}{3000 \text{ min}^{-1}} \approx 2,12 \text{ mm}$$

betragen; für $n_2 = 45 \text{ min}^{-1}$ berechnen wir $d_1 = 2,90 \text{ mm}$. Der mittlere Durchmesser liegt damit bei $\frac{2,90 \text{ mm} + 2,12 \text{ mm}}{2}$

= 2,51 mm, und deshalb kann die Motorwelle selbst mit 2,50 mm Durchmesser unmittelbar als Antriebsrad dienen.

Kraftübertragung durch Reibung

Zwischen Motorwelle und Plattenteller-Innenseite ordnen wir ein Reibrad an, das mittels Hebelkonstruktion ständig an beide Teile leicht angedrückt wird. Zur Lagerung der zwei Hebel und des Reibrades als auch für weitere Konstruktionsteile eignet sich gut das bereits erwähnte Messingrohr von 6 mm Außen- und 3 mm Innendurchmesser; für den gesamten *Reibradantrieb* brauchen wir drei solcher Buchsen von je 10 mm Länge. Die zwei Hebel fertigen wir nach Bild 11.4 a und b aus Stahlblech. Im Zughebel ragt die Buchse beidseitig gleich weit heraus, im Radhebel schließt sie bündig mit einer Seite ab. Wir können die Buchsen mit den Hebeln verlöten oder verkleben; ebenso die als Lagerzapfen dienenden gewindefreien Schäfte von M3-Schrauben.

Den im Bild 11.4 c dargestellten Grundkörper des Reibrades sägen wir aus Pertinax und kleben die dritte Buchse mit beidseitig gleichem Abstand ein. Vor dem Kleben überzeugen wir uns vom exakten Rundlauf und von jeglicher Schlagfreiheit; nur so können *Rumpelgeräusche* vermieden werden. Der Gummiring des Reibrades wurde aus einem kreisscheibenförmigen Radiergummi mit fast mittiger Blechscheibenfassung in der waagrecht eingespannten Bohrmaschine mit einem spitzen und scharfen Messer geschnitten. Der Radiergummi kommt auf eine Schraube M3, wird mit Unterlegscheibe und Mutter festgezogen und der Gewindebolzen in das Bohrfutter gespannt. Dicht vor der Gummischeibe

klemmen wir mittels Spannzwinde eine Holzunterlage für das Messer fest und stechen nun einen ersten Abfallring ab. Die verbleibende Scheibe soll einen Durchmesser von 37 ... 38 mm haben. Dann erfolgt in gleicher Art der zweite Abstich, der den gewünschten Ring von 2 mm Dicke entstehen läßt und den wir mit »Epasol-Kontakt« auf das Reibrad kleben.

Über den Zusammenbau des Reibradantriebes geben sowohl die Schnittdarstel-

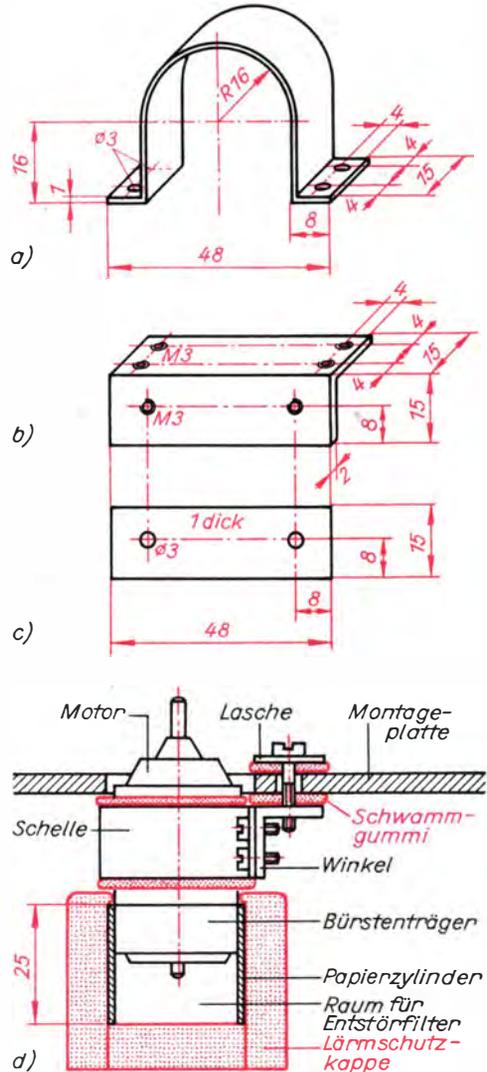


Bild 11.2. Die Motorhalterung: a) Schelle, b) Winkel, c) Lasche, d) so wird der Motor angeschraubt

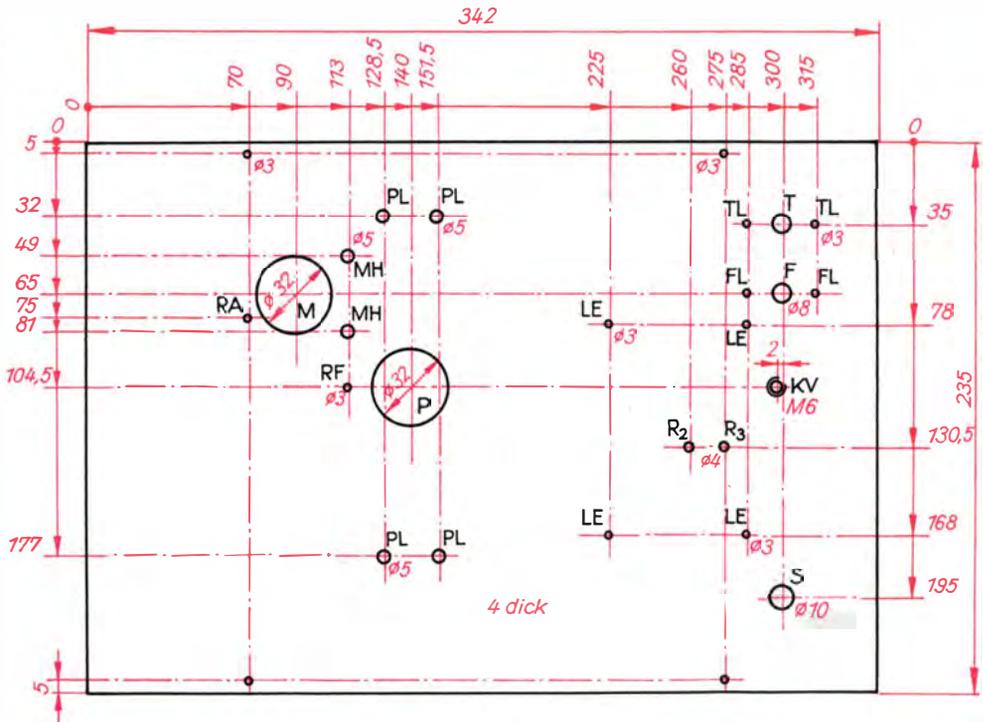


Bild 11.3. Die Montageplatte für den Plattenspieler

lung im Bild 11.4 d als auch das Foto 11.5 Auskunft. Wir vergessen nicht, die Lager mit je einem Tropfen Nähmaschinenöl zu versehen und sichern jedes mit zwei gekonterten Muttern. Gelagert ist der Reibradtrieb auf einem bei RA mit der Montageplatte verklebten Schraubenbolzen; die Anpresskraft erzeugt eine auf 0,3...0,5 N (Newton; das sind rund 30...50 p) gespannte Wendelzugfeder. Sie wird in den Zughebel und in eine Lötöse eingehängt, die in gleicher Höhe wie der Zughebel zwischen zwei Muttern auf einem in RF sitzenden M3-Bolzen festgeschraubt ist. Durch Drehung der Lötöse kann die gewünschte Zugkraft eingestellt werden. Vom exakten Rundlauf des Reibrades überzeugen wir uns, indem wir es an seiner Welle leicht gegen die Welle des eingeschalteten Motors drücken; die Feder darf sich dabei nicht bewegen! Wer hier nicht die erforderliche Geduld, wahres Fingerspitzengefühl und ein unbestechliches Augenmaß aufbringt, wird nie so rechte Freude an seinem Gerät finden. Beim Aufsetzen des Plattentellers schieben wir das Reibrad so weit unter die-

sen, daß der Gummi nicht verdrückt wird, und drehen den Plattenteller nur noch im Uhrzeigersinn; andersherum verkeilt sich der Antrieb!

Die Elektronik des Laufwerkes

Damit unser Motor weder die eigene Tonanlage noch den Fernseh- oder Rundfunkempfang in unserer Nachbarschaft stört, muß er hochfrequenzmäßig *entstört* werden; Bild 11.6 a zeigt eine brauchbare Filterschaltung. Die Spulen L_1 und L_2 sind handelsübliche UKW-Entstördrosseln auf kleinen Ferritkernen. Wichtig ist, daß die Metallteile des Motorgehäuses nicht mit Masse verbunden werden dürfen und daß die Kondensatoren K_1 , K_2 , K_3 sowie die beiden Drosseln direkt am Bürstenteil des Motors innerhalb des Papierzylinders anzuordnen sind; C_1 und C_2 finden später auf einer Platine Platz. Die freien Enden des Spulendrahtes fädeln wir durch eine kleine Bohrung aus dem Papierzylinder heraus, durch

eine zweite wieder nach innen, biegen direkt am inneren Zylinderrand kleine Ösen und löten hier zunächst je einen etwa 50 cm langen Draht an. Mittels Flachbatterie ermitteln wir nun die notwendige Anschlußpolarität für den gewünschten Drehsinn. Setzt sich der Plattenteller in Bewegung, stimmt die Polung. Wir bringen an den Motordrähten und am Papierzylinder die Bezeichnungen *A* und *B* an. Bei falschem Anschluß dreht sich zwar die Motorwelle, aber der Plattenteller wird nicht angetrieben.

Drehzahl-Regelschaltung

Damit die Drehzahl unseres Motors sowohl bei geringen Belastungsänderungen, bei Spannungsschwankungen als auch beim Absinken der Batteriespannung konstant bleibt und außerdem die zwei erwähnten Drehzahlen elektronisch wählbar sind, setzen wir eine Regelschaltung nach Bild 11.6 b ein. Ihre Wirkungsweise beruht auf der Erscheinung, daß ein Kollektormotor eine der Drehzahl proportionale Ankerge-

spannung erzeugt. Ihr Absinken ist damit ein Maß für abnehmende Drehzahl. Die Regelschaltung besteht aus dem *Differenzverstärker* T_1 und T_2 mit gemeinsamem Emitterwiderstand R_5 . Durch diese Emitterkopplung steigt der Kollektorstrom in dem einen Transistor, wenn er im anderen zurückgeht und umgekehrt. An der Basis von T_2 liegt als Bezugsspannung ständig ein Teil der Ankerspannung. Wird sie geringer, steigt sofort der Kollektorstrom durch T_1 , der gleichzeitig Basisstrom des Motor-Regeltransistors T_3 ist; folglich steigen auch der Kollektorstrom durch T_3 und damit der Motorstrom an. T_3 wirkt somit für den Motor als veränderlicher Vorwiderstand. C_3 verhindert Regelschwingungen um die Sollzahl und R_7 ist Anlaufhilfe.

Wir bauen die Regelschaltung zunächst auf dem Experimentierbrett auf, wobei der Drehzahlumschalter *S* durch eine Kabelverbindung ersetzt wird. T_1 und T_2 sollten etwa gleiche Stromverstärkungen über 50 haben und nur im Notfall noch durch Ge-pnp-Ty-

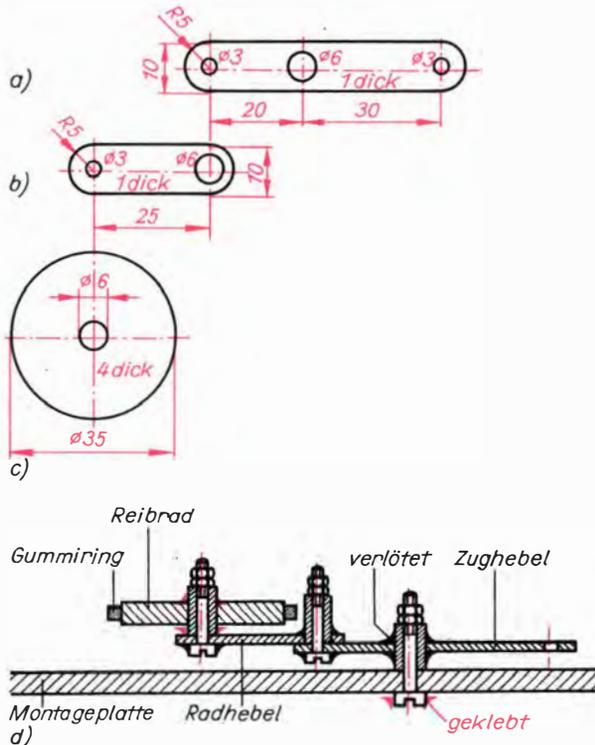


Bild 11.4. Der Reibradantrieb: a) Zughebel, b) Radhebel, c) Reibradgrundkörper d) Montage des Reibradantriebes

pen (z. B. GC 301) ersetzt werden. Da T_3 mit der angegebenen Spannung bei 33 min^{-1} nahe seiner maximalen Verlustleistung betrieben wird, lassen wir erstens den Motor nie zu langsam laufen und versehen zweitens T_3 mit einem kleinen Kühlstern. Die Stromverstärkung dieses Transistors sollte mindestens 100 betragen.

Zwei in Reihe geschaltete Flachbatterien sind als Spannungsquelle nur ein Notbehelf. Der erwähnte Motor nimmt einen Strom um 100 mA auf, und Flachbatterien sollten höchstens mit 60 mA belastet werden. Deshalb verwenden wir vorteilhafter 6 Monozellen R 20, die eine ausreichende Betriebszeit garantieren. Für R_6 , der bei einem anderen Motor u. U. im Bereich von $1 \dots 10 \Omega$ geändert werden muß, wurden drei $10\text{-}\Omega$ -Widerstände parallelgeschaltet. Dieser Widerstand ist so auszulegen, daß die mit R_2 auf 33 min^{-1} eingestellte Drehzahl von 9 V über $7,5 \text{ V}$ bis herab zu 6 V konstant bleibt und nur minimale Drehzahländerungen bei geringfügig wechselnder Belastung auftreten.

Stillstand bei Bewegung heißt Drehzahlkonstanz

Zur genauen Kontrolle brauchen wir einen Drehzahlmesser, der den Antrieb selbst aber nicht belasten darf. Für solche Zwecke haben sich stroboskopische Meßverfahren bewährt. Das sich bewegende Objekt wird hier nicht gleichmäßig, sondern mit periodischen Lichtblitzen beleuchtet. In unserem Fall eignet sich bereits eine einfache, mit Netzwechselspannung betriebene Glimmlampe als stroboskopische Lichtquelle. Kleine Signalglimmlampen sind etwas lichtschwach, und wir müssen dann im Dunklen arbeiten; deshalb verwenden wir besser ein Exemplar mit möglichst großen Glimmlichtflächen. Wir achten auch auf die richtige Spannung von 220 V , da dann bereits vom Hersteller der unbedingt notwendige Reihenschutzwiderstand von einigen hundert Kiloohm in den Sockel mit eingebaut ist, und selbstverständlich betreiben wir sie nur in einer vorschriftsmäßigen Fassung mit Netzstecker. Tafel 11 enthält zwei gleiche *Stroboskopscheiben* für beide Drehzahlen zum Ausschneiden und Aufkleben auf Zeichenkarton oder Pappe, die auch auf Schallplatten während deren Ab-

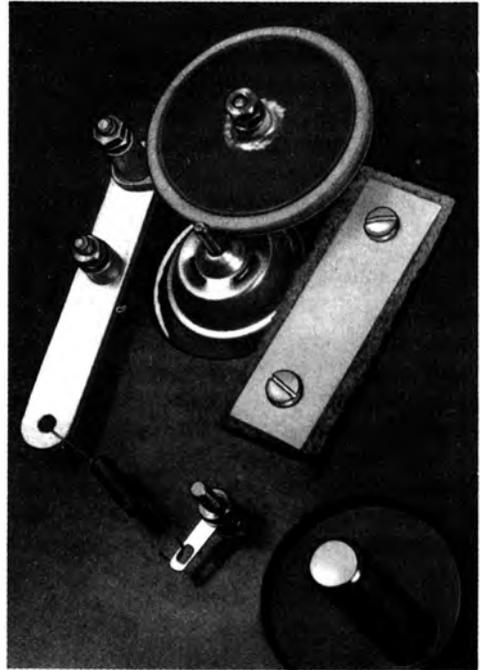


Bild 11.5. Blick auf den Reibradantrieb

spiels aufgelegt werden können. Die richtige Drehzahl läßt sich nun recht einfach mit R_2 oder R_3 einstellen während der Gleichlauf beobachtet wird: Das Ringbild darf sich während der Plattendrehung nicht bewegen; es muß vollkommen stillstehen.

Am Motor des Mustergerätes wurden abschließend folgende Werte gemessen: Motorspannung bei 33 min^{-1} : $U_{M1} = 4,4 \text{ V}$; bei 45 min^{-1} : $U_{M2} = 5,6 \text{ V}$; Einschaltstrom (zu messen bei festgehaltener Motorwelle): $I_E \approx 500 \text{ mA}$; Betriebsstrom: $I_B = 120 \text{ mA}$. Da am Motorstrom-Regeltransistor T_3 höch-

$$\text{stens } U_1 = \frac{P}{I_B} = \frac{600 \text{ mW}}{120 \text{ mA}} = 5 \text{ V} \text{ liegen}$$

dürfen und am Widerstand R_6
 $U_2 = R_6 \cdot I_B = 3,3 \Omega \cdot 120 \text{ mA} = 0,4 \text{ V}$ abfallen, darf die Betriebsspannung nicht größer als $U_{\max} = U_{M1} + U_1 + U_2$
 $= 4,4 \text{ V} + 5 \text{ V} + 0,4 \text{ V} \approx 10 \text{ V}$ werden und (bei $U_3 \approx 0,5 \text{ V}$ an T_3) nicht unter

$$U_{\min} = U_{M2} + U_2 + U_3 = 5,6 \text{ V} + 0,4 \text{ V} + 0,5 \text{ V} = 6,5 \text{ V} \text{ sinken.}$$

Funktioniert unsere Drehzahl-Regelschaltung, übertragen wir ihre Bauelemente auf die Leiterplatte nach Bild 11.7,

auf der zusätzlich noch eine Gleichrichterschaltung D_3 und C_4 für Wechselspannungsbetrieb, die beiden zur Motorenstörung gehörenden Kondensatoren C_1 und C_2 sowie ein elektronischer Ein-Aus-Schalter Platz finden.

Elektronischer Schalter mit Gedächtnis

Seinen vollständigen Stromlaufplan und die Verbindung mit der Drehzahl-Regelschaltung DR sehen wir im Bild 11.8 a; beschäftigt wir uns zunächst mit den neuen Teilschaltungen!

Bild 11.8 b zeigt den *Transistor als Schalter* für eine kleine Glühlampe; seine Stromverstärkung soll größer als 50 sein. Von dieser Funktion des Transistors haben wir bereits im Kapitel 7 Gebrauch gemacht. Dort diente uns ein Transistorschalter im Schmitt-Trigger zur Erzeugung von Rechteckspannungen aus sinusförmiger Wech-

selspannung. Solange am Eingang E keine Spannung oder die Spannung 0V anliegt, leuchtet die Glühlampe nicht. Da kein Basisstrom und damit auch kein Kollektorstrom fließt, wirkt der Transistor wie ein geöffneter Schalter; die Lampe ist »ausgeschaltet«. Der am Ausgang A angeschlossene Spannungsmesser zeigt nahezu 4,5 V an. Das ist der eine Betriebszustand des Transistorschalters: $I_C = 0$ und $U_{CE} \approx U_B$. Legen wir dagegen an den Eingang $U_B = 4,5V$, fließt der maximale Kollektorstrom (das entspricht einem geschlossenen Schalter), und die Lampe leuchtet. Der Spannungsmesser zeigt nur noch etwa 0,2 V an; das ist der andere Betriebszustand: $I_C = I_{Cm}$ und $U_{CE} \approx 0$. So funktioniert die Teilschaltung mit T_7 im Bild 11.8 a, nur daß dort der Transistor anstelle der Glühlampe die Drehzahl-Regelschaltung DR schaltet.

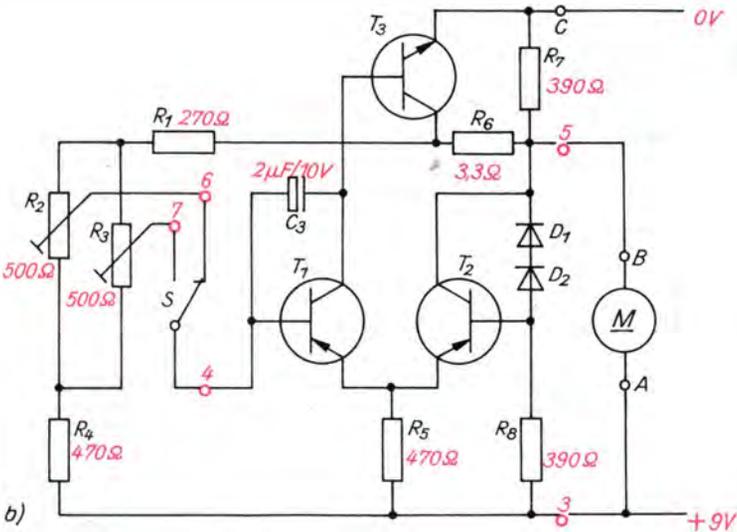
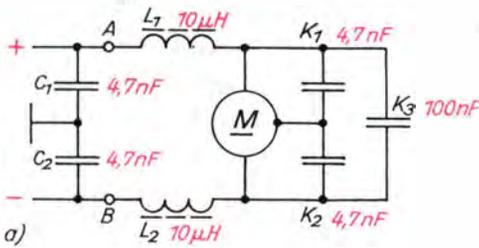


Bild 11.6. Drehzahl-Regelschaltung: a) Entstörfilter für den Antriebsmotor, b) Stromlaufplan der Drehzahl-Regelschaltung DR (D_1 und D_2 : SAY 32, T_1 und T_2 : KFY 18 oder KF 517, T_3 : SF 126 D)

11. Wir bauen einen Plattenspieler

Es ist nun an der Zeit, den Transistor-
schalter unter einem weiteren Gesichts-
punkt zu betrachten, und deshalb haben wir
auch die Spannung am Ausgang gemessen.
Bei $U_E = 0$ war $U_A \approx 4,5\text{ V}$, bei
 $U_E = 4,5\text{ V}$ $U_A \approx 0$; die Spannung am Aus-
gang verhält sich also gerade umgekehrt
wie die am Eingang. Faßt man nun die bei-
den Spannungswerte als *logische Wahr-
heitswerte* auf, z. B. 0 V als »falsch« und

$4,5\text{ V}$ als »wahr«, so liefert unsere Schaltung
den Wert »wahr«, wenn an ihrem Eingang
»falsch« anliegt und umgekehrt. Der Wahr-
heitswert der eingegebenen *Elementarin-
formation* wird also *negiert*, und deshalb
heißt diese Schaltung auch *Negator*. Nor-
malerweise ist sie mit einem Kollektorwi-
derstand anstelle der Glühlampe bestückt.

Aber kommen wir wieder zum Stromlauf-
plan Bild 11.8 a zurück, und betrachten wir

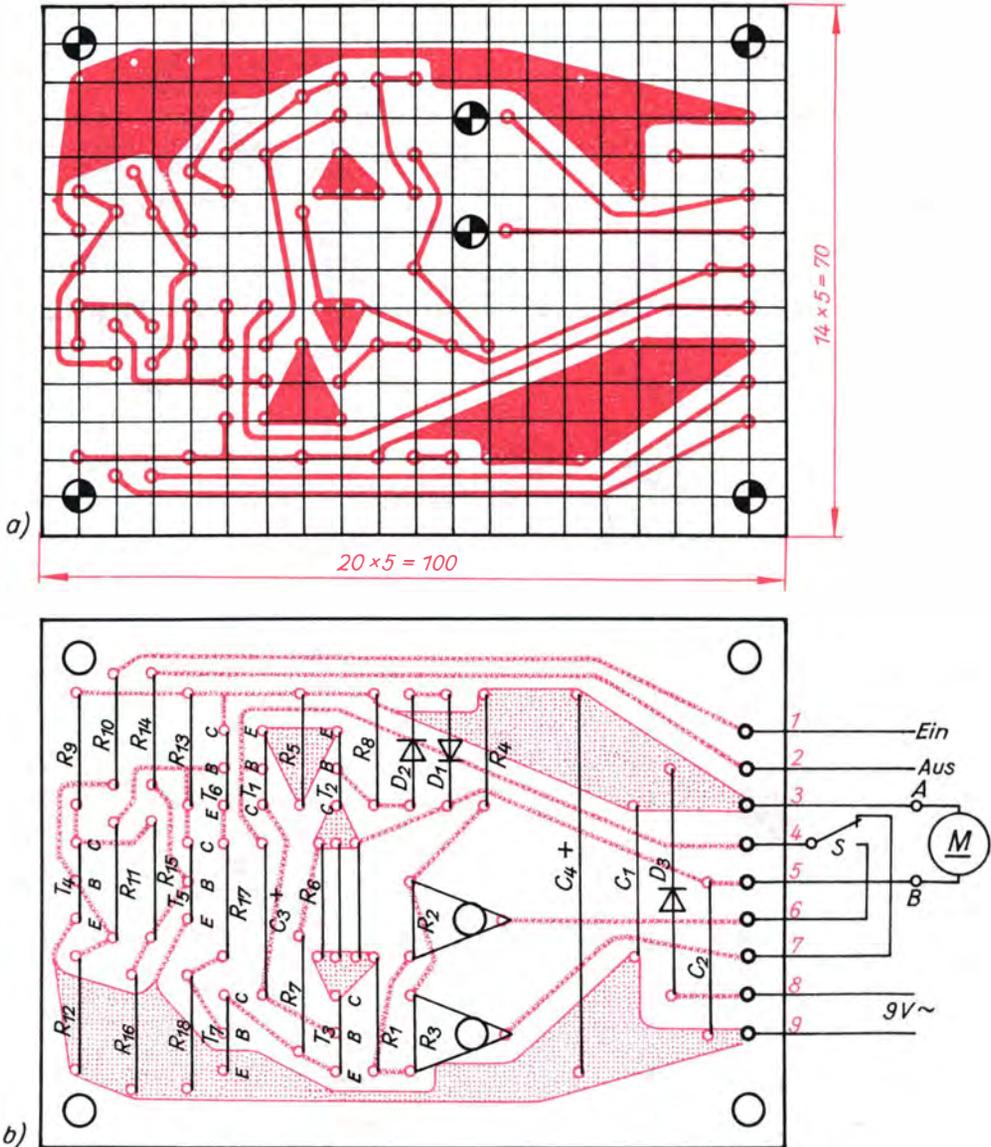


Bild 11.7. Leitungsführung (a) und Bestückungsplan (b) für die Leiterplatte der Laufwerkelektronik LE

die Teilschaltung mit T_4 und T_5 etwas genauer: Sie besteht nämlich aus zwei miteinander gekoppelten Negatoren, wobei jeweils der Ausgang des einen mit dem Eingang des anderen verbunden ist. Neu sind lediglich die beiden Widerstände R_{10} und R_{14} , über die wir die Schaltung von »außen« beeinflussen können. Wir bauen sie, entsprechend Bild 11.8 c, auf dem Experimentierbrett auf. Die Stromverstärkungen der beiden Transistoren sollten etwa gleich sein und mindestens 75 betragen; am Ausgang A_2 schließen wir den Spannungsmesser an. Nach dem Anlegen der Flachbatterie verbinden wir Schaltungseingang 1 kurzzeitig mit dem Batteriepluspol, und dann muß der Spannungsmesser, wenn das nicht schon vorher der Fall war, $U_A = 3,8\text{ V}$ anzeigen. Daran ändert sich auch nichts,

wenn wir Eingang 1 erneut mit dem Batteriepluspol verbinden. Die Schaltung verharrt in diesem Zustand, solange die Betriebsspannung anliegt, solange am Eingang 2 keinerlei Veränderung vorgenommen wird.

Das Verharrungsvermögen ist gleichbedeutend mit der elementarsten Gedächtniswirkung; die Schaltung »merkt« sich, daß sie am Ausgang A_2 eine Spannung in der Größenordnung der Betriebsspannung bzw. den logischen Wert »wahr« an die nachfolgenden Schaltungen abzugeben hat. Dieser Zustand ändert sich erst, wenn der Batteriepluspol kurzzeitig an den Eingang 2 gelegt wird. Die Schaltung »kippt« sofort in den anderen stabilen Zustand: Von nun an zeigt der Spannungsmesser $U_A = 0,1\text{ V}$ an. Und auch diesen Zustand

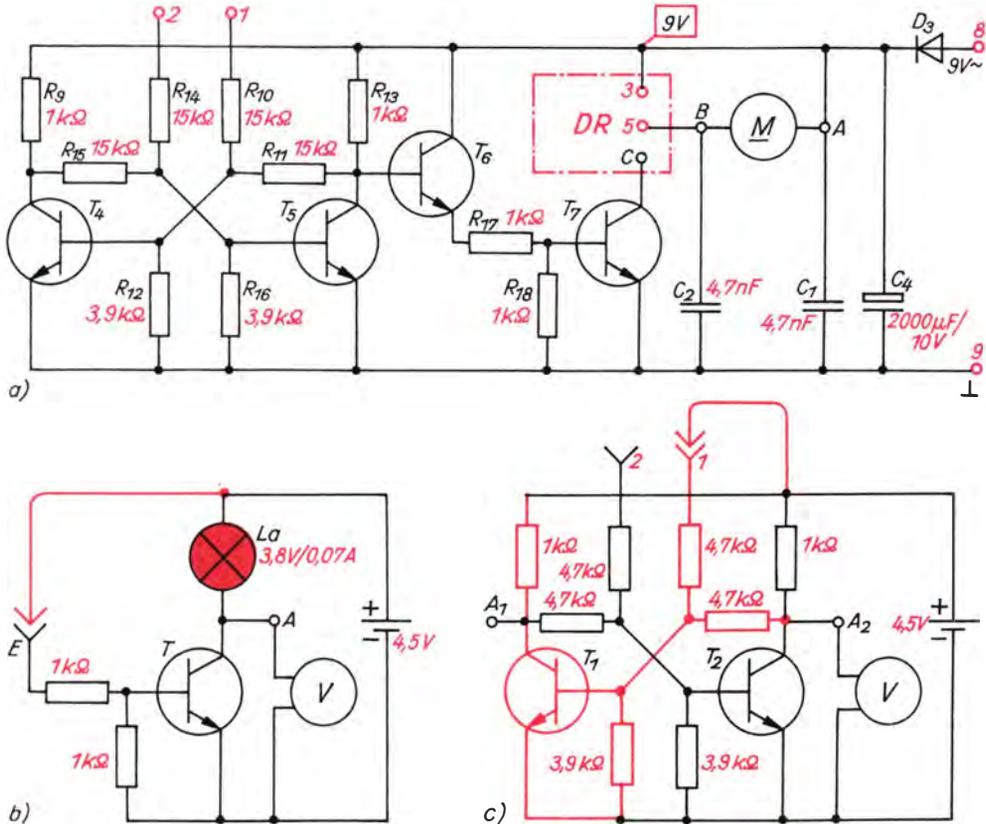


Bild 11.8. Die Schalter-Elektronik unseres Plattenspielers: a) Stromlaufplan der Laufwerkelektronik LE (D_3 : SY 320/0,75, $T_4 \dots T_6$: SC 236, T_7 : SF 126), b) Transistor als Lampenschalter und Negator (T : SF 126), c) aus zwei Negatoren entsteht ein Flip-Flop (T_1 und T_2 : SC 236)

»merkt« sich die Schaltung. Der Ausgangszustand wird erst dann wieder eingenommen, wenn der Batteriepluspol mit Eingang 1 verbunden wird; zum Umschalten reicht jeweils eine kurzzeitige Berührung. Da die Schaltung vollkommen symmetrisch aufgebaut ist, kann natürlich auch am Ausgang A_1 ein Signal abgegriffen werden. Wir kontrollieren das mit dem Spannungsmesser und stellen fest, daß sich die Ausgangssignale zueinander negiert verhalten. Für bestimmte Zwecke ist das vorteilhaft – hier brauchen wir jedoch nur den Ausgang A_2 .

Das besondere Verhalten dieser Schaltung hat ihr übrigens den Namen *Flip-Flop* eingebracht. Wie der Negator ist auch das Flip-Flop eine ganz wesentliche, logische Elementarschaltung, und wir werden uns im Kapitel 14 etwas genauer mit diesen *digitalen Schaltungen* beschäftigen, die, wie bereits der Schmitt-Trigger, an ihren Ausgängen immer nur einen von zwei möglichen Spannungswerten liefern: entweder einen hohen, in der Nähe der Betriebsspannung oder einen nur geringfügig über 0 V liegenden Wert.

Die Funktion von T_6 ist uns bereits bekannt. Dieser Transistor wird in Kollektorschaltung betrieben und dient hier dazu, die Belastung des Flip-Flops durch den Schalttransistor für die Regelschaltung geringzuhalten. Die Stromverstärkung von T_6 sollte mindestens 100, besser 150 betragen. Wir bauen nun die vollständige Schaltung nach Bild 11.8 a (mit 15-k Ω -Widerständen im Flip-Flop) auf dem Experimentierbrett auf und schließen auch die Drehzahl-Regelschaltung mit an. Als Schalter dient uns zunächst ein mit dem Pluspol der Schaltung

verbundenes Kabel. Berühren wir Eingang 1, muß der Plattenteller anlaufen; er bleibt stehen, wenn Eingang 2 damit Kontakt erhält. Nach der erfolgreichen Erprobung unserer Schalterelektronik übertragen wir die einzelnen Bauelemente ebenfalls auf die Leiterplatte nach Bild 11.7; Bild 11.9 zeigt eine Ansicht der eingebauten Leiterplatte.

Wie der Ton von der Platte kommt

Obwohl es uns eigentlich nicht zu interessieren brauchte – bevor wir eine Platte abspielen können, muß der Ton auf die Platte. Das Prinzip der Tonkonservierung erfand 1877 *Thomas Alva Edison*, als er experimentelle Untersuchungen mit dem Bellschen Telefon durchführte. Edison hatte an der Eisenmembran einen Stichel angebracht, über den er während der Sprechversuche einen paraffinierten Papierstreifen zog; der Stichel hinterließ im Paraffin eine Schwingungslinie! Als Edison den Streifen erneut in der gleichen Art über die Stichelspitze führte, vernahm er – zwar sehr leise und recht fremdartig, aber deutlich hörbar – sein vorher in das Fernhörmikrofon gesprochenes »Hallo«! Die erste Tonkonserve war entstanden.

Obwohl sich an dem Prinzip bis heute nichts geändert hat, kann weder die technische Realisierung der Tonaufzeichnung noch die der Tonwiedergabe zu Edisons Zeiten mit den heutigen Möglichkeiten verglichen werden. Für die Konstruktion unseres Abspielgerätes ist von der Aufzeichnung nur eines wichtig: Die Aufzeichnungsnadel wird genau radial vom Plattenrand nach innen geführt. Die Aufzeichnungsmaschine hat keinen um eine Achse schwenkbaren Tonarm (es ist ja noch keine Führungsrille auf der Platte vorhanden!), sondern der Schneidstichel wird von einer Schraubenspindel bewegt – ähnlich dem Leitspindeltrieb einer Drehmaschine. Die Nadelspitze S_1 bzw. S_2 (vgl. Bild 11.10 a) muß bei der Wiedergabe deshalb so um das Tonarmlager T geführt werden, daß der Winkel zwischen Plattenradius und Abtastsystem-Längsachse höchstens um $\pm 1,5^\circ$ vom rechten Winkel abweicht. Die gleiche Toleranz gilt dann auch für den aus Bild

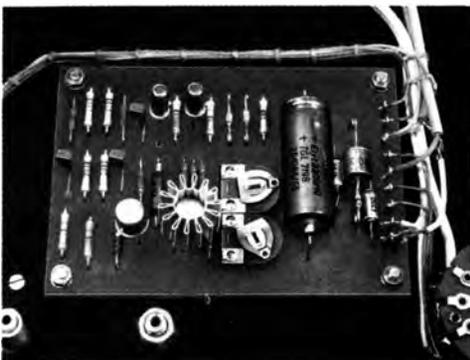


Bild 11.9. Die Laufwerkelektronik

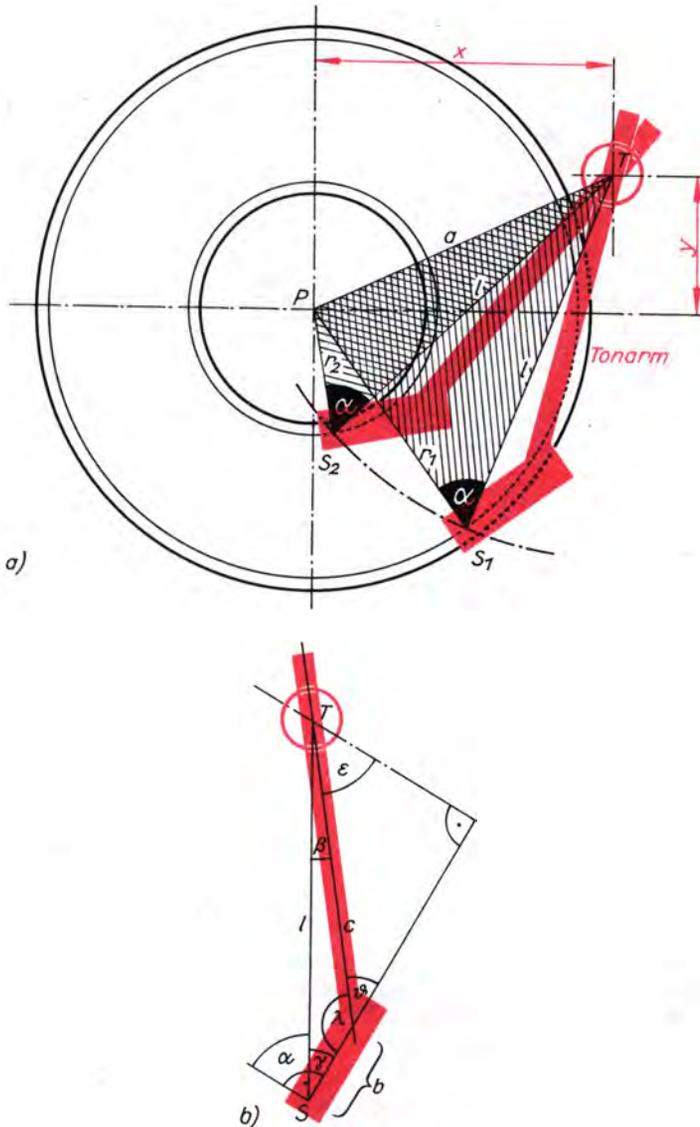


Bild 11.10. Zur Berechnung des Tonarmes:
a) Anfangs- und Endstellung des Tonarmes
auf der Platte, b) die Tonarmwinkel

11.10 a ersichtlichen Winkel α . Für eine LP mit $r_1 = 145$ mm, $r_2 = 65$ mm, $l = 200$ mm, $b = 45$ mm und $y = 69,5$ mm (vgl. Bild 11.2) ergeben sich mit den trigonometrischen Gesetzen folgende Werte (vgl. auch Bild 11.10 b): $\alpha = 59,5^\circ$, $a = 175$ mm, $x = 160$ mm, $\gamma = 30,5^\circ$, $c = 163$ mm, $\beta = 8^\circ$, $\lambda = 141,5^\circ$, $\vartheta = 38,5^\circ$, $\epsilon = 51,5^\circ$.

Das Abtastsystem

Im Bild 11.11a ist dargestellt, wie über zwei Metallelektroden von einem einseitig eingespannten Kristallplättchen, das am freien Ende bewegt wird, eine Wechselspannung abgegriffen werden kann. Dieser *piezoelektrische Effekt* (griech.: piezein = drücken) wurde 1883 von den Brüdern *Pierre*

und *Paul Jacques Curie* entdeckt und bildet heute die Grundlage aller Kristalltonabnehmer und Kristallmikrofone. Für Tonabnehmer verwendet man etwa 0,3 mm dicke Plättchen aus künstlich gezogenen *Seignettesalzkrystallen*. Mit einer Abtastnadel am freien Ende hätten wir damit schon den Grundaufbau eines *monofonen Abtastsystems*.

Moderne *Stereoschallplatten* tragen jedoch in *einer* Schallrinne *zwei* Toninformationen, und zwar, wie das aus Bild 11.11b ersichtlich ist, auf den beiden um 90° gegenüberliegenden geneigten Rillenflanken. Damit diese *Flankenmodulation* auf die Abtastnadel übertragen werden kann, muß sie auf beiden Flanken laufen können; deshalb hat die 0,3 ... 0,5 mm dicke Nadel am Ende des Kegels eine kugelförmige Verrundung mit 15 µm Radius.

Bild 11.11c zeigt schließlich den Aufbau eines *stereofonen Abtastsystems*. Die von den Rillenflanken verursachten Nadelbewegungen werden über den Nadelträger und das Kopplungsteil auf die beiden wieder einen Winkel von 90° bildenden *Kristallwandler* übertragen, von denen die beiden Kanalspannungen abgegriffen werden. Blickt man von hinten auf ein Stereo-Abtastsystem, so ist immer rechts der Kontakt für den rechten Kanal und links der für den linken angeordnet.

Neben Kristallsystemen (KS) werden noch Keramiksysteme (CS) und Magnetsysteme (MS) gefertigt; mit den beiden Buchstaben beginnt jeweils die Systemkennzeichnung. Dann folgen im allgemeinen zwei auf technische Daten hinweisende Ziffern und noch zwei Buchstaben für den Anwendungsbereich der Abtastnadel und deren Material. Wir verwenden zunächst ein *Kristallsystem* vom Typ KS 22 SD für Stereoschallplatten (S) mit *Diamantnadel* (D), die bis 300 Stunden eine verzerrungsfreie Wiedergabe ermöglicht und mitsamt dem Nadelträger nach 500 Stunden ausgewechselt werden muß. Der seitliche Abschleiß der Nadelrundung ist dann so groß, daß die Nadel wie ein geschliffener Meißel den Rillengrund »ausfräst«, und das wollen wir natürlich vermeiden. Mit dem Abtastsystem kaufen wir gleich einen *Adapter*, der uns als Steckfassung für das verwendete Abtastsystem dient.

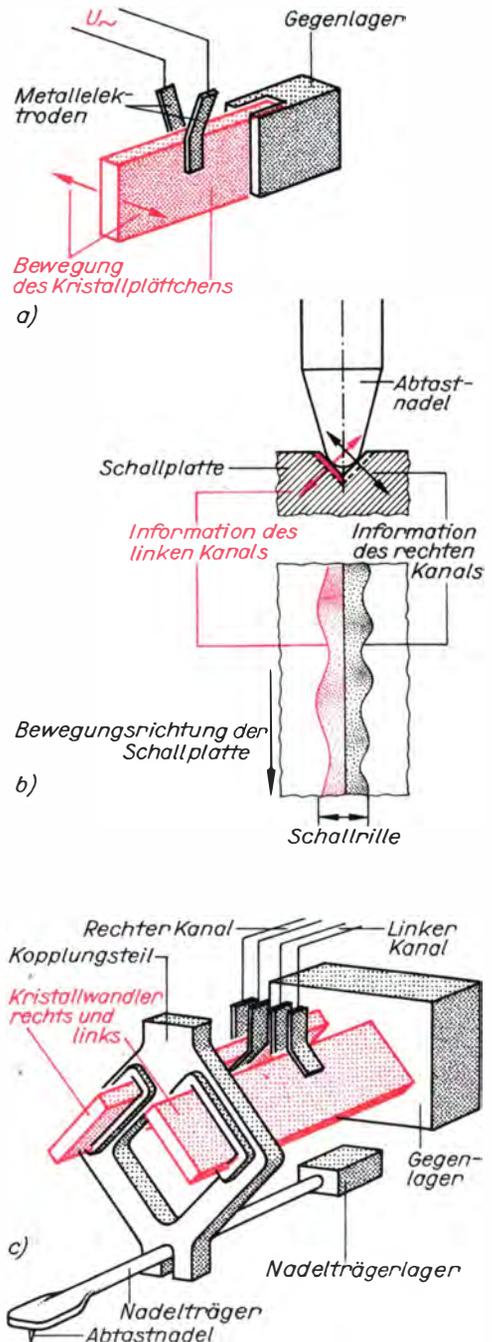


Bild 11.11. Kristallabtastsystem: a) Prinzip der Spannungserzeugung durch den piezoelektrischen Effekt, b) die beiden Kraftwirkungen auf die Abtastnadel durch die unterschiedliche Modulation der Schallrillenflanken, c) Aufbau eines Kristall-Stereo-Abtastsystems

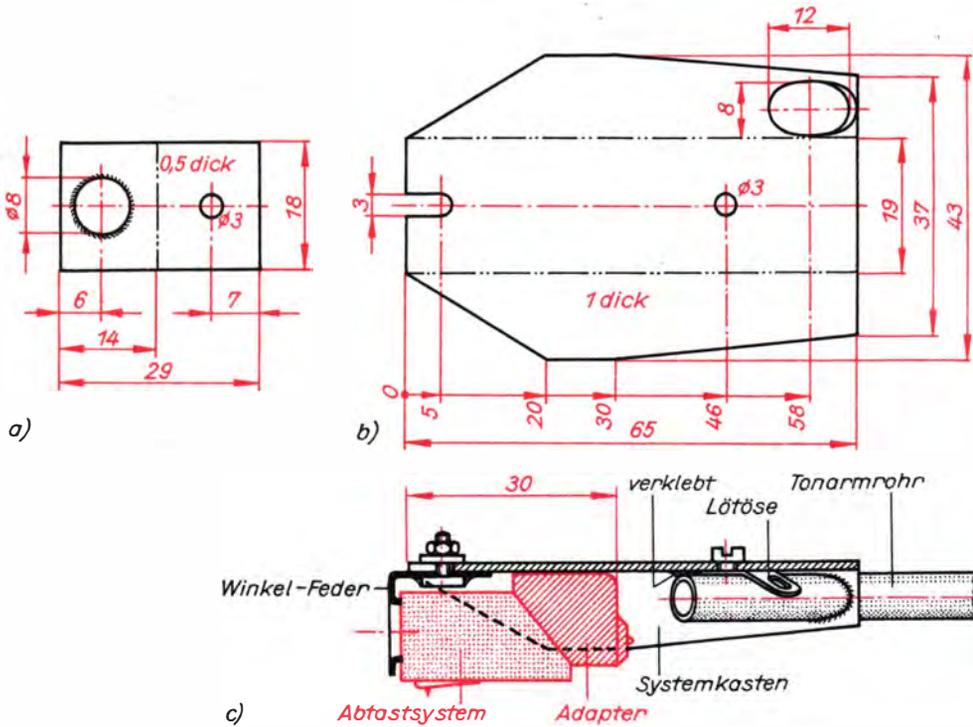


Bild 11.12. Die Halterung des Abtastsystems: a) Rohling für die Winkelfeder, b) Rohling für den Systemkasten, c) Längsschnitt durch die Halterung

Wir bauen den Tonarm

Nach den Abmessungen des Adapters richtet sich die Form des Kastens für das Abtastsystem, den wir nach Bild 11.12 b aus 1 mm dickem Aluminiumblech ausschneiden und dann um beide Biegelinien rechtwinklig abkanten. Bild 11.12c ist zu entnehmen, wo der Adapter mit EP 11 eingeklebt wird. Für den Massekontakt des Abtastsystems stellen wir aus Federmessing – im Notfall tut’s auch Konservendosenblech – einen Winkel nach Bild 11.12 a her. Die 8-mm-Öffnung bohren wir mit 5 mm und treiben sie dann mit einem kegigen Dorn über einer 7-mm-Bohrung in einem Harholzstück so weit auf, daß die entstehende Wulst genau in die vordere Vertiefung des Abtastsystems paßt; entstehenden Grat feilen wir sauber ab. In die 3-mm-Bohrung kommt eine Zylinderkopfschraube M3, deren Kopf auf 1 mm Dicke abgefeilt und dann angelötet wird. Zwischen Feststellmutter und Systemkastenoberfläche kommt als Unterlegscheibe ein kleiner Griff

aus 1 mm dickem Alublech (vgl. Bild 11.13).

Das Tonarmrohr aus Aluminium hat 8 mm Außendurchmesser, 1 mm Wandstärke und ist 187 mm lang. 7 mm von einem Ende entfernt erhält es eine radiale M3-Gewindebohrung. Wie im Bild 11.13 dargestellt, muß nun das Tonarmrohr in den elliptischen Durchbruch der Systemkasten-Seitenwand genau eingepaßt werden. Wir befeilen den Durchbruch entsprechend und prüfen den Winkel zwischen Rohr und Systemkasten mit einer Lehre aus fester Pappe oder Konservendosenblech. Zwischen Tonarmrohr und Systemkasten schrauben wir nach Bild 11.12 c eine Lötöse mit fest und beachten dabei, daß die Achse des Tonarmrohres parallel zur Systemkastenoberfläche liegt. Stimmen Winkel und Parallelität, werden Rohr und Kasten miteinander verklebt.

Die Einzelteile für das *Tonarmlager* sind aus Bild 11.14 a . . . f ersichtlich. Der Lagering (a) ist aus möglichst hartem Aluminium oder besser noch aus Messing zu fertigen;

11. Wir bauen einen Plattenspieler

in diesem Fall reichen 2 mm Wanddicke. Für die Lagerbohrung bei A schleifen wir einen 4-mm-Bohrer entsprechend an. Die dazu passenden Lagerschrauben M3 erhalten eine 60°-Spitze, deren Oberfläche in der Bohrmaschine mit feinstem Schmirgelpapier zu polieren ist.

Die beiden Lagerbügel (b, e) sind aus Stahlblech und der Schalterarm (c) sowie die drei Isolierstücke (d) und der Lötösen-träger (f) aus Pertinax. Außerdem brauchen wir noch zwei Messingrohre: ein Innenrohr von 6 mm Außendurchmesser, 75 mm lang, und ein Außenrohr von 8 mm Außendurchmesser, 6 mm Bohrung, 55 mm lang. Das Innenrohr erhält an einem Ende auf 10 mm Länge Gewinde M6 und muß sich im Außenrohr sehr leicht, aber ohne Spiel drehen lassen. Über den Zusammenbau des Tonarm-lagers gibt Bild 11.14 h Auskunft. Den unteren Lagerbügel mit straff sitzendem Außenrohr befestigen wir mit kurzen M3-Schrauben bei TL an der Montageplatte, so daß das Außenrohr durch T ragt. Dann verschrauben wir den oberen Lagerbügel mit dem Innenrohr, wobei die untere M6-Schraube ohne die geringsten Hemmungen auf der oberen Stirnfläche des Außenrohrs gleiten muß. Nach Einbau des Lagerringes und richtiger Einstellung der Lagerschrauben, die mit Muttern zu kontern sind, führen wir das leicht geölte Innenrohr in das Außenrohr und schieben nun das Tonarmrohr in die 8-mm-Bohrungen des Lagerringes. Es muß 2 mm aus der dem Systemkasten abgewandten Seite des Lagerringes herausragen, denn dann beträgt der Abstand zwischen Tonarm-lager und Verbindungsstelle Tonarmrohr/Systemkasten genau 163 mm. Mit der Gummiauflage des Plattentellers und aufgelegter Schallplatte ermitteln wir dann die richtige Höhenstellung des Außenrohres im unteren Lagerbügel. Dabei ist es außerordentlich wichtig, daß die Unterseite des Abtastsystems vollkommen parallel zur Plattenoberfläche liegt; geringfügige Korrekturen sind auch noch durch Nachbiegen der Winkelfeder möglich. Erst jetzt verkleben wir Tonarmrohr und Lagerring, und nach Aushärten der Klebstellen verlöten wir das Außenrohr mit dem unteren Lagerbügel. Bei all diesen Arbeiten am Tonarm schützen wir die äußerst empfindliche Diamantnadel des Abtastsys-

tems mit der aufgesteckten Schutzkappe.

Zum Verlegen der Leitungen vom Adapter durch das Tonarmrohr muß dieses genau über der Öffnung des Innenrohres eine 4-mm-Bohrung erhalten; deshalb nehmen

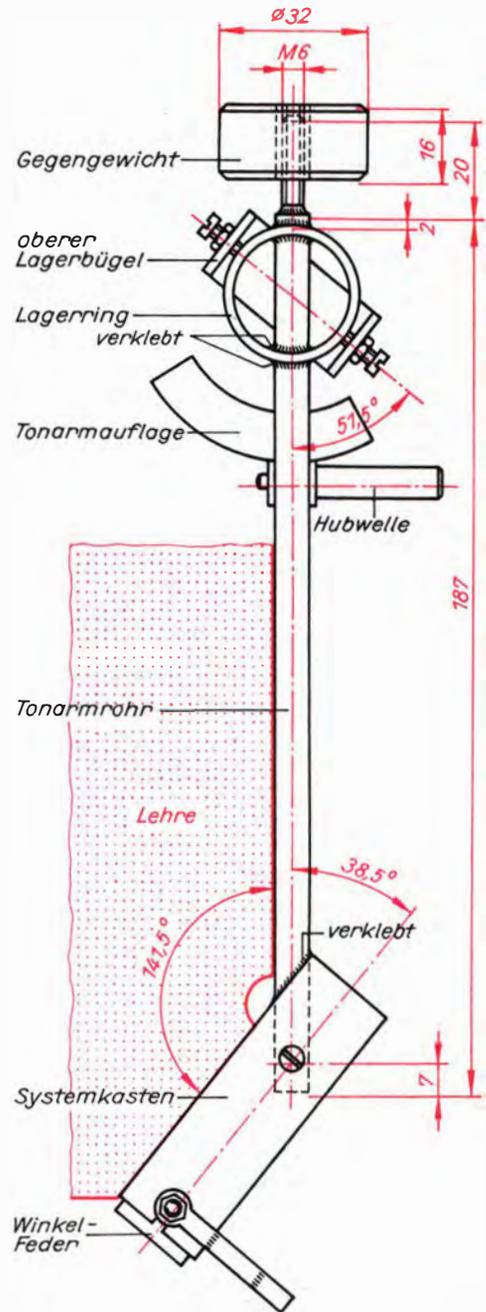


Bild 11.13. Der fertige Tonarm, von oben gesehen

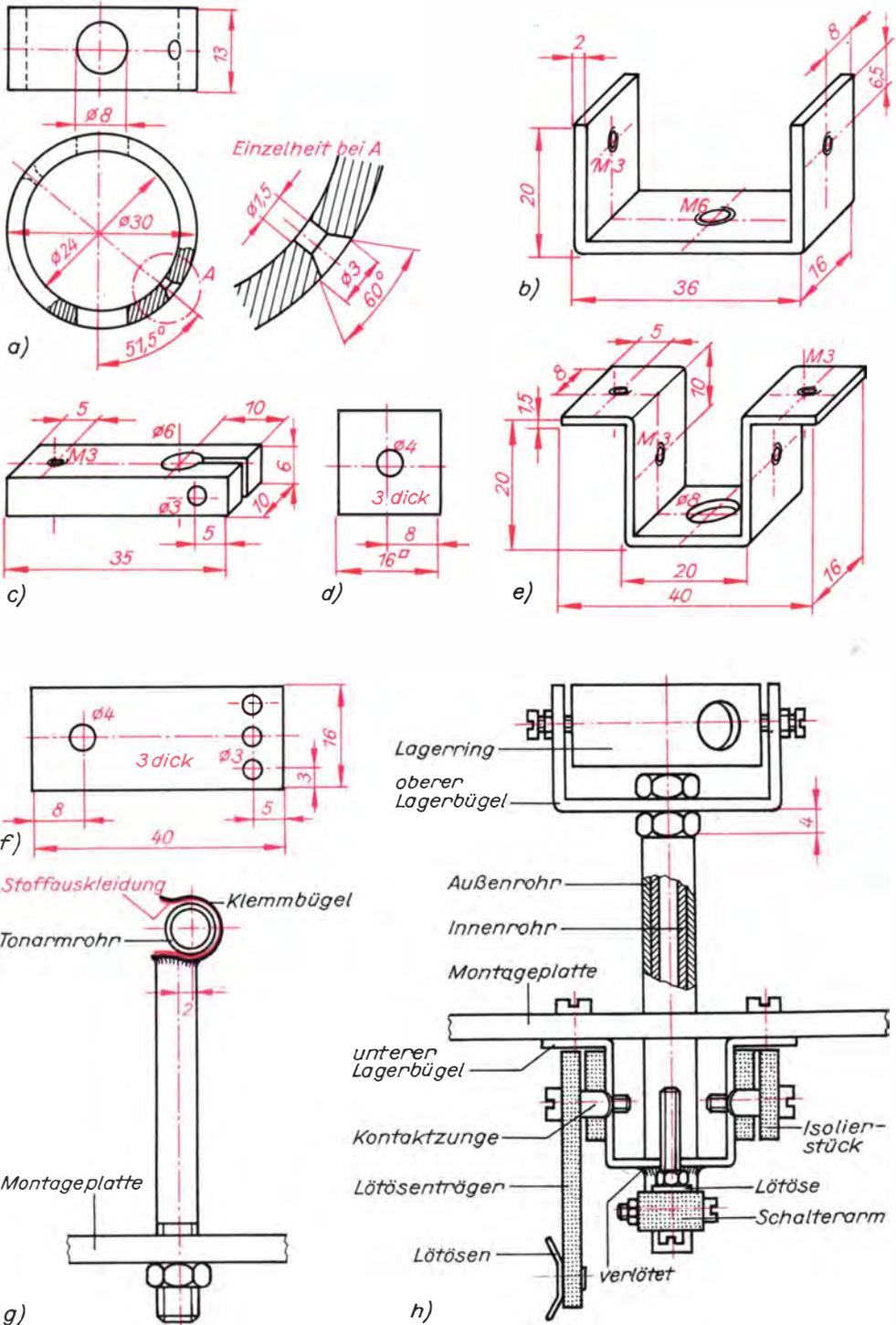


Bild 11.14. Das Tonarmlager: a) Lagerring, b) oberer Lagerbügel, c) Schalterarm, d) Isolierstück, e) unterer Lagerbügel, f) Lötösenträger, g) Klemmvorrichtung für den Tonarm, h) montiertes Tonarmlager mit Schalter

wir den Tonarm noch einmal aus dem oberen Lagerbügel. Durch das gerade gebohrte Loch fädeln wir drei möglichst verschiedenfarbige *dünne* Litzendrähte, die die Bewegung des Tonarms nicht hemmen können. Zwei davon sind an den Adapter zu löten, die dritte als Masseleitung an die Lötöse im Systemkasten. Von der »Einfädelbohrung« im Tonarm gehen nun die Leitungen durch das Innenrohr des Tonarmlagers.

Schwermetallguß

Damit die Abtastnadel nicht mit dem ganzen Gewicht des Tonarmes in die Plattenrinne gepreßt wird, braucht er noch ein verstellbares *Gegengewicht*. Zu diesem Zweck kleben wir in das Tonarmrohr am Lagerring einen 35 mm langen 6-mm-Bolzen, der 20 mm aus dem Tonarm herausragt und auf 18 mm Länge Gewinde M6 trägt (vgl. auch Bild 11.13). Das Gegengewicht selbst gießen wir aus Blei oder Lötzinn in einem Alugefäß von etwa 32 mm Durchmesser, wie sie beispielsweise zum Verpacken von Foto-SL-Kassetten verwendet werden. In die Mitte der »Gießform« setzen wir ein 15 mm langes Rohrstück mit Innengewinde M6 und vollständig eingedrehter Schraube und drücken das Ganze während des Gießens leicht auf den Boden der Form. Beim Erkalten des Gußteiles wird durch Schrumpfung das Gewinderohr festgepreßt. Mit 16 mm Länge hat das Zinngegengewicht des Mustergerätes eine Masse von

110 g. Wir stellen es so ein, daß die Abtastnadel mit einer Kraft von 30 mN (Millinewton; das sind rund 3 p) auf die Platte drückt. Obwohl vom Hersteller für Kristall-Abtastsysteme Auflagekräfte bis 60 mN zugelassen werden, gehen wir nicht über 30 mN. Das ist durch unsere Berührungsschalterelektronik möglich und schont Platte und Abtastnadel.

Zum Festklemmen des Tonarmes gehört natürlich eine *Klemmvorrichtung*. Wir stellen sie wieder aus 6-mm-Rohr von 55 mm Länge und mit 15 mm Gewinde M6 her; auf das gewindefreie Ende wird der zum Tonarmrohr passende Klemmbügel aus Federmessing so gelötet, wie das aus Bild 11.14 g ersichtlich ist, und anschließend mit Stoff ausgeklebt. Die Klemmvorrichtung schrauben wir bei KV in die Montageplatte, und zwar nur so weit, daß die Abtastnadel bei eingeklemmtem Tonarm noch mindestens 5 mm oberhalb der aufgelegten Platte steht; eine Kontermutter gibt den notwendigen Halt. Den fertigen Tonarm sehen wir im Bild 11.15.

Elektro-Endmontage

Die vollständige Schaltung unseres Plattenspielers ist aus Bild 11.16 a ersichtlich und für den Betrieb mit 9 V Wechselspannung vom Experimentiertrafo bzw. mit einer externen 9 V Batterie gedacht. Im letzten Fall



Bild 11.15. So sieht der vollständige Tonarm unseres Plattenspielers aus

schützt die Gleichrichterdiode die gesamte Elektronik bei versehentlich falschem Batterieanschluß. Ebenso kann natürlich ein eigener Netztrafo, z. B. ein Klingeltrafo, oder aber auch der erwähnte sechsteilige Monozellensatz eingebaut werden. In diesen Fällen wäre die im Bild 11.16 a an Lötöse 8 liegende Ebene des zweipoligen 3-Stellen-Umschalters S_1 entweder in die Primärleitung des Trafos (in Reihe mit einer Sicherung) oder aber in die Batterie-Plusleitung zu legen.

Für den Tonarmschalter S_2 nieten wir in den Lötösenträger (Bild 11.14 f) drei Lötösen, überziehen zwei M3-Schrauben auf 6 mm Länge mit Isolierschlauch, bohren in zwei lange Kontaktstreifen verbrauchter Flachbatterien, 15 mm von einem Ende entfernt, je ein 4-mm-Loch und schrauben sie so, wie das aus den Bildern 11.14 h und 11.17 ersichtlich ist, zwischen zwei Isolierstücken bzw. zwischen einem Isolierstück und dem Lötösenträger mit den isolierten Schrauben seitlich an den unteren Lagerbügel.

In die Gewindebohrung des Schalterarmes nach Bild 11.14 c kommt eine mindestens 25 mm lange Schraube, auf deren Gewindeschäft eine zur 6-mm-Bohrung weisende Lötöse mit einer Mutter festgezogen wird. Danach schieben wir den Schalterarm auf das aus dem Außenrohr herausragende Ende des Innenrohres und klemmen ihn mit einer Schraubverbindung M3 derartig fest, daß das Innenrohr nur geringes axiales Spiel im Außenrohr hat und der Gewindeschäft bei Drehung des Tonarmes von der »Klemmstellung« bis zur gewünschten Ausschaltstellung in der Plattenauslaufrille etwa gleich weit von beiden Kontaktzungen entfernt ist. Genau stellen wir das durch Biegen der Zungen ein, und zwar so, daß zum Einschalten der Tonarm nach links aus der Klemmvorrichtung genommen und dann oberhalb des Klemmbügels etwas weiter nach rechts geführt wird. Von dieser Zunge geht eine Leitung zur Lötöse 1, von der Ausschaltzunge eine zur Lötöse 2 der Platine. Wir schrauben diese bei LE an die Montageplatte; die Lötösenreihe liegt in Richtung des bei S angeschraubten Gehäuseumschalters S_1 . Zwischen Leiterplatte und Montageplatte legen wir wie bei unserer Verstärkeranlage kleine Abstandsstück-

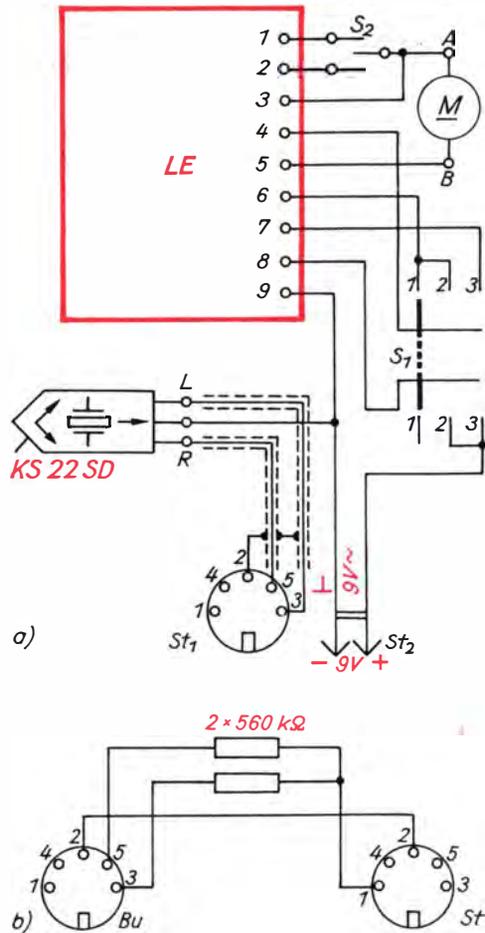


Bild 11.16. Die Schaltung unseres Plattenspielers (a) und des Stereo-Mono-Anpaßkabels (b)

chen aus Pertinax. Zur Lötöse des Schalterarmes führt eine gleich gut bewegliche Litze von Lötöse 3 der Platine, wie wir sie für den Tonarm verwendet haben. Diese aus dem Innenrohr herausragenden löten wir, aber nicht zu kurz, an den Lötösenträger. Von hier geht auch das zweiadrige, abgeschirmte Tonkabel von wenigstens 1,5 m Länge zum Diodenstecker St_1 .

Den Hauptschalter S_1 verdrahten wir so, daß in Stellung 1 am linken Anschlag die Betriebsspannung abgeschaltet ist, in Stellung 2 33 min^{-1} und in Stellung 3 am rechten Anschlag 45 min^{-1} eingestellt werden.

Sollten wir später auch ein magnetisches Abtastsystem MS 15 oder MS 16 einsetzen

wollen, verwenden wir für die Leitung von den Lötösen 3 und 5 zum Motor ebenfalls zweiadriges abgeschirmtes Kabel. Die Abschirmung beider Leitungen verbinden wir an der Platine auf kürzestem Wege mit Lötöse 9. Vor dem Motoranschluß ist das Kabel durch den Boden der Schwammgummi-Lärmschutzkappe zu ziehen und diese nach dem Anlöten über den Papierzylinder zu stülpen; das Motorkabel legen wir mit einer kleinen Blechschele am Lagerbügel des Plattentellers fest. Falls wie im Mustergerät die Montageplatte aus Pertinax und nicht aus Aluminium besteht, sind alle an ihr verschraubten Metallteile über eine Masseleitung mit Lötöse 9 der Platine zu verbinden. Bild 11.18 erlaubt einen Blick in den fertig verdrahteten Plattenspieler. Der Gehäuserahmen besteht aus 8 mm dickem Sperrholz, ist 74 mm hoch, 358 mm lang und 251 mm breit, so daß die Montageplatte in den Rahmen eingelassen werden kann; sie liegt ringsherum auf angeklebten Leisten und ist mit diesen verschraubt.

Da unsere bisher gebauten Verstärkeranlagen einerseits für nur ein Tonsignal gedacht sind und andererseits ihre Eingangswiderstände im Vergleich zu dem sehr hochohmigen Innenwiderstand eines Kristallabtastsystems verhältnismäßig niedrig sind, bauen wir zur monofonen Wiedergabe beider Kanalinformationen von Stereo-

platten ein Anpaßkabel entsprechend Bild 11.16 b. Die beiden Widerstände bringen wir direkt im Diodenstecker St unter, und die Leitungen zur Diodenkupplung oder -buchse Bu sind so kurz wie möglich zu halten.

Nach einer nochmaligen Drehzahlkontrolle – Korrekturen sind jederzeit durch Verstellen der Einstellwiderstände auf der Leiterplatte durch die Bohrungen R_2 (33 min^{-1}) und R_3 (45 min^{-1}) in der Montageplatte möglich – steht dem ersten Probeispiel nichts mehr im Wege. Wir setzen den Gehäuserahmen auf Schwammgummiestreifen, schließen das Tonkabel über das Stereo-Mono-Anpaßkabel an Buchse Bu_1 unserer Verstärkeranlage I (a, b, c oder d – je nachdem) und spielen die erste Platte ab. Daß diese vorher mit einem Antistatiktuch zu entstauben ist, nur am äußersten Plattenrand angefaßt werden darf und nach jedem Abspiel sofort wieder in die Schutzhülle gehört, wissen wir und halten das auch pedantisch ein!

Stark verschmutzte Platten und solche mit Fingerabdrücken dürfen sogar gewaschen werden. Wir verwenden dazu lauwarmes, am besten destilliertes Wasser, dem etwas Fit zugesetzt worden ist; Reinigungsgerät kann ein Viskosetuch, ein Fensterleder oder auch ein feinporiger Schwamm sein. Für die regelmäßige Säuberung der

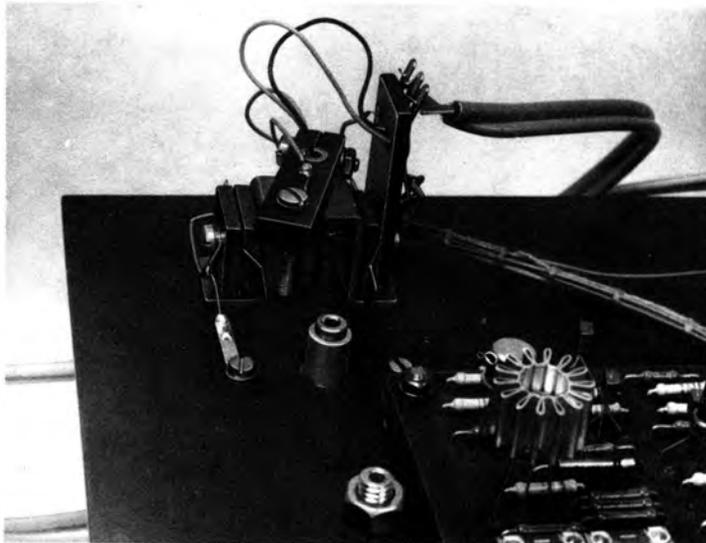


Bild 11.17. Der Tonarmschalter am unteren Lagerbügel

Abtastnadel verwenden wir einen weichen Pinsel.

Obwohl unser Plattenspieler eigentlich fertig ist, erweist sich eine kleine Zusatzeinrichtung als sehr nützlich:

Ein Minifahrstuhl für den Tonarm

Am Plattenrand läßt sich der Tonarm noch verhältnismäßig leicht aufsetzen, aber auf einer LP ein bestimmtes Stück auszuwählen, weil das und nur das von allen Discosfans gerade gewünscht wird, ist aus freier Hand schon recht problematisch; dazu ist ein *Tonarmlift* notwendig. Seine Einzelteile sind im Bild 11.19 dargestellt; gesehen haben wir ihn bereits auf dem Foto des Tonarmes im Bild 11.15.

Die Hubstange aus Messing oder Stahl muß sich im Führungsrohr aus Messing leicht axial verschieben lassen. Das Führungsblech biegen wir aus Eisen oder Messing derartig, daß seine Rundung genau

zum Außendurchmesser des Führungsrohres paßt; beide Teile werden miteinander verlötet oder verklebt. Mit einer Senk- oder Linsenkopfschraube M3 schrauben wir den Hubgleitstein aus Aluminium im Führungsblech durch den Schlitz im Führungsrohr auf die ebene Fläche der Hubstange. Der Gleitstein darf nicht verkanten, so daß sich die angehobene Hubstange durch ihr Eigengewicht im senkrechten Führungsrohr immer wieder nach unten bewegt. Das Aluminiumhubrad hat eine um 1,5 mm exzentrische Bohrung, so daß bei einer halben Umdrehung der Gleitstein und damit die Hubstange um 3 mm verstellt werden können. Mit einer Madenschraube M3 wird das Hubrad innerhalb des Führungsbleches auf dem 3-mm-Schaft der Hubwelle festgezogen. Wie die Tonarmaufgabe auf die Hubstange zu kleben oder zu löten ist, sehen wir im Bild 11.13. Die richtige Lage des Führungsrohres im Flansch aus Stahlblech ermitteln wir bei eingeklemmtem Tonarm. Dazu ist der Flansch bei FL auf die Montageplatte zu schrauben und das Führungs-

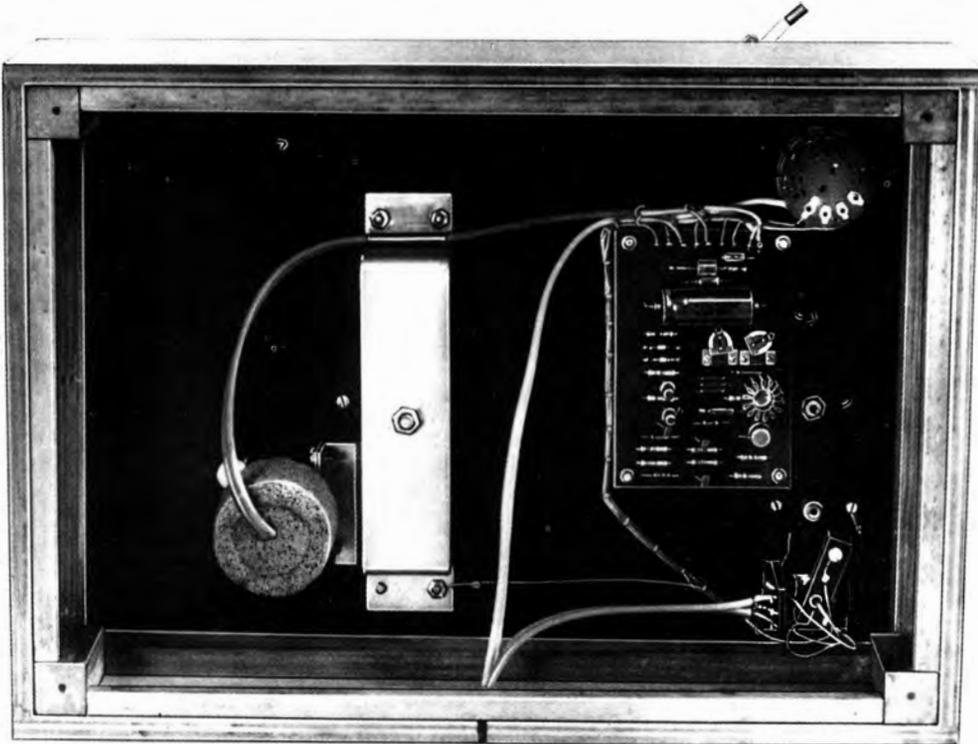


Bild 11.18. Blick in das Gehäuse des Plattenspielers

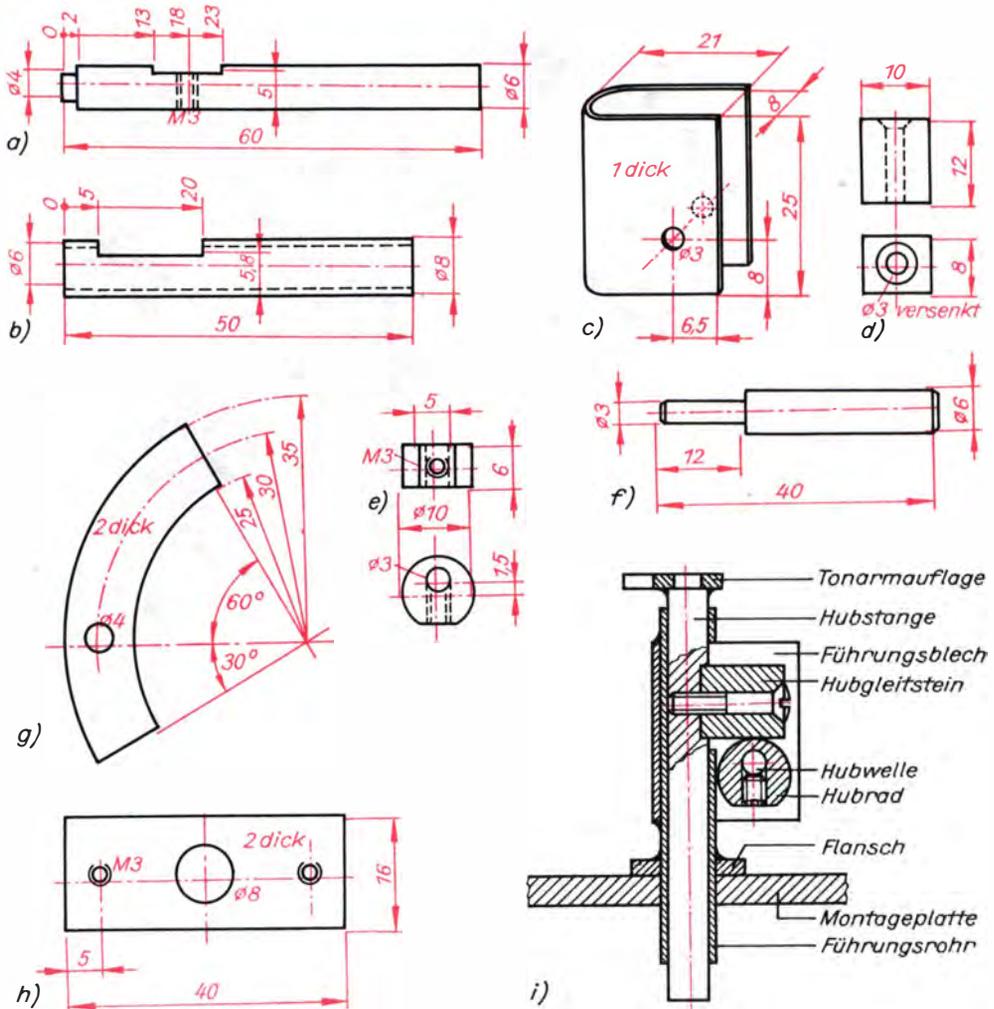


Bild 11.19. Der Tonarmlift: a) Hubstange, b) Führungsrohr, c) Führungsblech, d) Hubgleitstein, e) Hubrad, f) Hubwelle, g) Tonarmauflage, h) Flansch, i) Längsschnitt durch den Tonarmlift

rohr mit hochgestellter Tonarmauflage so weit in F einzuschieben, daß die Tonarmauflage das Tonarmrohr von unten berührt. In dieser Stellung werden Flansch und Führungsrohr miteinander verlötet oder geklebt.

Verbliebe zum Schluß noch der Gehäuseboden. Wir fertigen ihn aus Hartpapier oder Sperrholz in gleicher Größe wie die Montageplatte; genauso wie diese wird er auch angeschraubt. Damit Erschütterungen von der Unterlage her während des Abspielens nicht ungeschwächt auf die Nadelspitze gelangen, kleben wir mit »Epsol-Kontakt« an den Boden zwei Streifen aus Schwamm-

gummi. Ihre Lage wählen wir so, daß der Plattenspieler auch dann noch exakt waagrecht steht. Bild 11.20 zeigt eine Ansicht unseres fertigen Abspielgerätes mit aufgelegter Single und Stroboskopscheibe.

Tonanlage I: Wir mischen Töne

Mit all unseren bisher gebauten Verstärkeranlagen können wir *entweder* das Programm des mit dem Diodenempfänger DE empfangenen Mittelwellensenders *oder* eines unserer »Eigenprogramme« vom Mi-



Bild 11.20. Ansicht des Plattenspielers

krofon, von der »Elektrogitarre« oder nun auch vom Plattenspieler erschallen lassen; für unsere erste Heimdisco muß jedoch wenigstens *gleichzeitiger* Mikrofon- und Plattenbetrieb möglich sein.

Bild 11.21 zeigt den Stromlaufplan einer

einfachen *Misch- und Überblendeinrichtung*, deren Bauelemente in einem kleinen Metallgehäuse – wir können auch wieder kupferkaschiertes Halbzeug verwenden – untergebracht werden; das abschirmende Metall kommt auf Masse. Bei kürzester Lei-

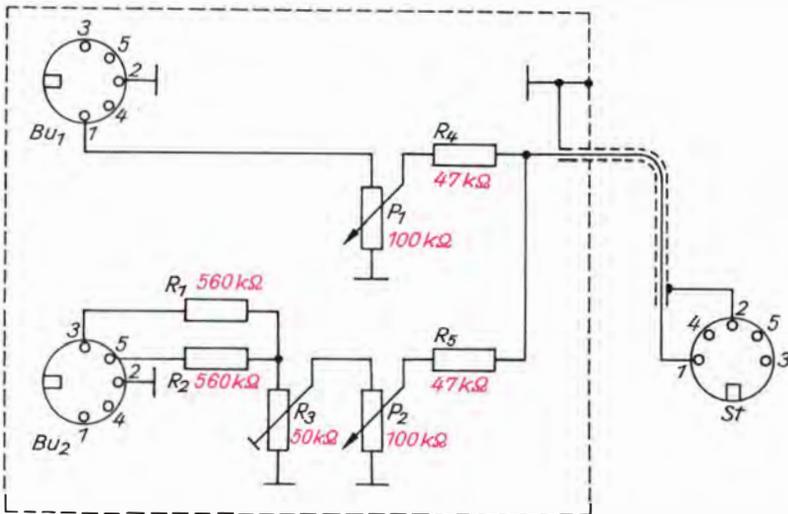


Bild 11.21. Stromlaufplan einer Mischeinrichtung für die Tonanlage I

tungsführung darf das Gehäuse auch aus Pertinax oder Sperrholz sein. In diesem Fall ist die Masseleitung ebenfalls an die Potentiometergehäuse zu legen. R_3 stellen wir so ein, daß der Plattenspieler an Bu_2 (ohne Stereo-Mono-Anpaßkabel) bei voll aufgedrehtem *Pegeleinsteller* P_2 und voll zuge-drehtem *Pegeleinsteller* P_1 ebensolaut wie das Mikrofon (Sprechabstand etwa 10 cm) bei

geöffnetem P_1 und geschlossenem P_2 ertönt. Der schaltungsmäßig zu dieser Misch-einrichtung gehörende *Summeneinsteller* wird vom Lautstärkepotentiometer der Ver-stärkeranlage Id gebildet. Wir stellen es so ein, daß unsere Tonanlage I bei vollständig geöffneten *Pegeleinstellern* nicht über-steuert wird. Und nun viel Spaß beim Expe-riementieren!

12. Klangerlebnis Stereophonie

Es ist nun an der Zeit – und wir besitzen mit unserem Plattenspieler auch die notwen-dige Tonfrequenzquelle –, einen Stereover-stärker aufzubauen; seine grundsätzliche Schaltung sehen wir im Bild 12.1. Ein Ste-reoverstärker hat zwei gleichartige Kanäle mit Vorverstärkern VV und Endverstärkern EV für den rechten Kanal R und den linken Kanal L; beide sind nur über den »Gleich-gewichts«- oder *Balance*-einsteller miteinan-der verbunden. Zur zweikanaligen Wieder-gabe von monofonen Tonsignalen können die Eingänge EL und ER mit S_1 verbunden und mit S_2 – z. B. für Trickeffekte – die Sei-ten bei stereofoner Wiedergabe vertauscht werden. Für einen guten Stereohöreindruck müssen die Lautsprecherboxen minde-stens 3 m voneinander entfernt sein – das

ist die sogenannte *Basisbreite* b –, und der Hörer soll wenigstens ebensoweit senk-recht von der Basisbreite nmitte im *Hörerab-stand* a entfernt sitzen. An dieser Stelle ist die *Stereophoniehörzone* nicht einmal einen halben Meter breit; in einem größeren Ab-stand werden die Verhältnisse etwas gün-stiger. Dabei spielen die Raum- und Wand-gestaltung eine nicht zu unterschätzende Rolle, und deshalb entscheidet letzten En-des das Experiment!

Während wir, wie bereits im Kapitel 10 angedeutet, für die Endverstärker auf die al-len Forderungen genügenden Schaltungen EV3 bzw. EV4 zurückgreifen können, bedarf der neue Vorverstärker im Vergleich zum bisherigen Verstärker VV1 noch einiger Zu-satzeinrichtungen.

Verzerrungen – diesmal erwünscht!

Uns ist sicherlich aufgefallen, daß beim Ab-spielen von Schallplatten die Tiefen im Klangbild benachteiligt sind; das ist keine Einbildung sondern Fakt. Der Schneidstichel wird bei der Schallplattenaufzeich-nung grundsätzlich magnetisch bewegt; die Tonspannungen U der verschiedensten Frequenzen f treiben dabei unterschiedlich starke Wechselströme I durch die Spule des Aufzeichnungssystems. Nach $I = \frac{U}{X_L} = \frac{U}{2\pi \cdot f \cdot L}$ würde bei konstanter Ton-spannung U der Strom I mit fallender Fre-quenz proportional ansteigen. Aus Kapitel 1 ist uns bekannt, daß mit steigendem Strom

auch der magnetische Fluß – das Maß für die Stärke des Magnetfeldes – größer wird und deshalb der Schneidstichel bei niedri-gen Frequenzen weiter als bei hohen aus-gelenkt würde. Dadurch ergäbe sich bei tie-fen Tönen eine viel breitere Schallrille als bei den hohen, die Aufzeichnungsfläche würde schlecht ausgenutzt, und die Spiel-dauer der Schallplatte wäre klein. Um die-sen Nachteil auszuschließen, schneidet man bei der Aufzeichnung die tiefen Fre-quenzen mit geringeren Spannungen als die hohen, und deshalb hören wir die Tiefen beim Abspiel leiser. Die »Aufnahmeverzerrung« erfolgt nach einer festgelegten *Schneidkennlinie*, wie sie im Bild 12.2 a dar-

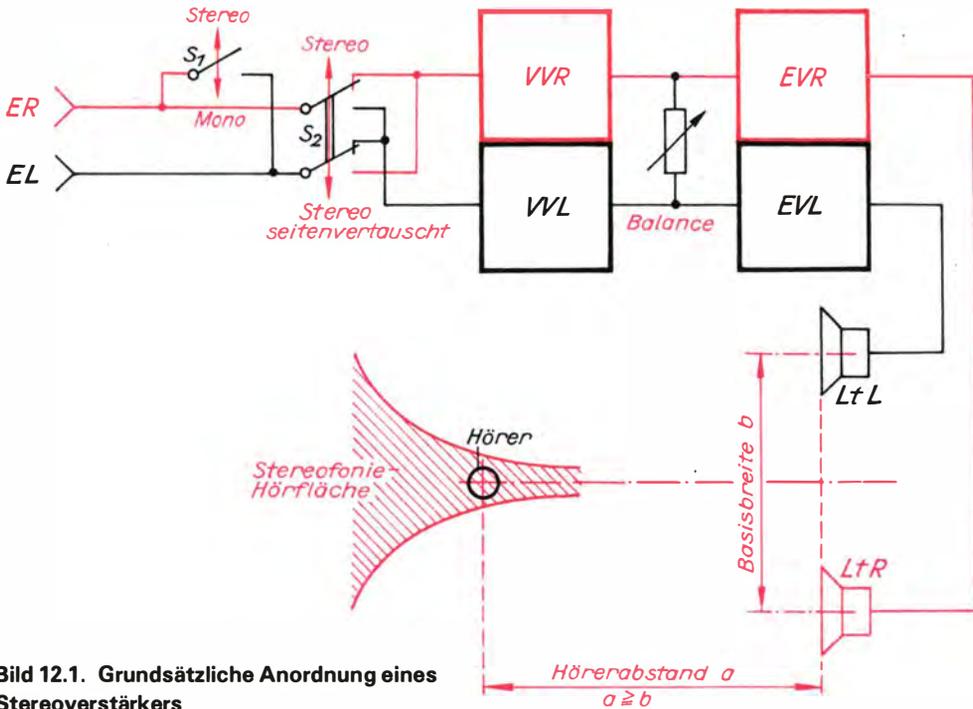


Bild 12.1. Grundsätzliche Anordnung eines Stereoverstärkers

gestellt ist. Neu für uns ist die Benennung an der Ordinatenachse:

Das Dezibel (dB)

Wie ein Meter aus zehn Dezimetern besteht, so hat auch ein Bel zehn Dezibel, bzw. 1 dB = 0,1 Bel; das Bel wurde nach Bell benannt. Weder Bel noch dB sind jedoch Maßeinheiten wie Meter oder Volt; sie dienen lediglich der *Kennzeichnung logarithmischer Leistungsverhältnisse*.

Angenommen, eine Verstärkerstufe liefert $P_2 = 1 \text{ W}$ am Ausgang, wenn an den Eingang $P_1 = 0,01 \text{ W}$ gelangen. Das Leistungsverhältnis beträgt dann $\frac{P_2}{P_1} = \frac{1 \text{ W}}{0,01 \text{ W}} = 100$ und der Leistungsgewinn $G = \lg \frac{P_2}{P_1} = \lg 100 = 2$, der nun mit $G = 2$ Bel bzw. 20 dB angegeben wird.

Nach $P = \frac{U^2}{R}$ ist die Leistung vom Quadrat der Spannung abhängig; deshalb kann der Gewinn auch mit den Quadraten der Spannung ausgedrückt werden: $G = \lg \frac{U_2^2}{U_1^2}$

$= \lg \left(\frac{U_2}{U_1} \right)^2 = 2 \cdot \lg \frac{U_2}{U_1}$. Nehmen wir weiter an, Eingangswiderstand und Ausgangswiderstand der betrachteten Verstärkerstufe seien gleich und betragen $R = 100 \Omega$. Dann müßten am Ausgang $U_2 = \sqrt{P_2 \cdot R} = \sqrt{1 \text{ W} \cdot 100 \Omega} = 10 \text{ V}$ und am Eingang $U_1 = \sqrt{P_1 \cdot R} = \sqrt{0,01 \text{ W} \cdot 100 \Omega} = 1 \text{ V}$ liegen. Auch mit diesen Werten kommen wir nach $G = 2 \cdot \lg \frac{U_2}{U_1}$ auf $G = 2 \cdot \lg \frac{10 \text{ V}}{1 \text{ V}} = 2 \cdot \lg 10 = 2$; also 20 dB. $G = 20$ dB heißt für uns künftig $\frac{U_2}{U_1} = 10$; die Ausgangsspannung ist zehnmal so groß wie die Eingangsspannung.

Nun verwendet man diese Betrachtungsweise aber nicht nur für Eingangs- und Ausgangsspannungen, sondern wie im Fall der Schneidekennlinie für Spannungsverhältnisse allgemein; der Gewinn wird dann als *relative Verstärkung* V_{rel} bezeichnet. Für die Entwicklung eines Verstärkers mit *Schneidekennlinien-Entzerrer* müssen wir V_{rel} in absolute Spannungswerte umrechnen kön-

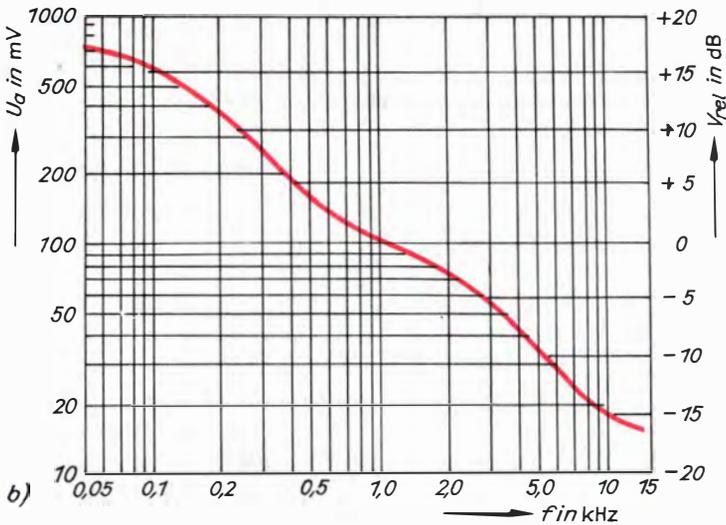
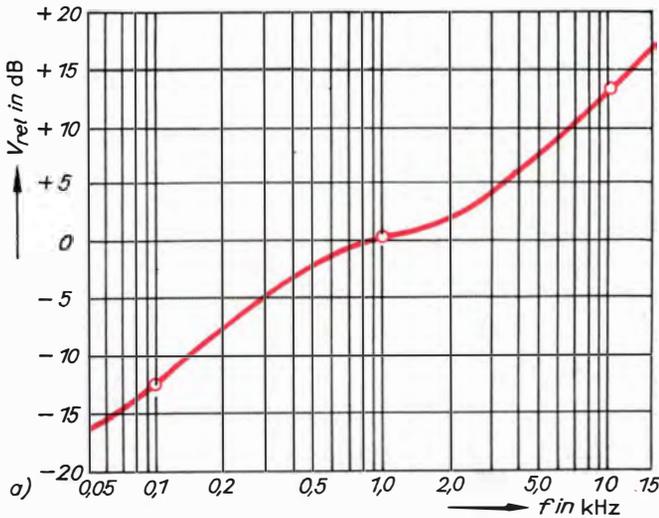


Bild 12.2. Die Schneidkennlinie für Schallplattenaufnahmen (a) und die Frequenzkurve unseres Schneidkennlinien-Entzerrers (b)

nen, denn diese messen wir ja, und nicht etwa Gewinne oder relative Verstärkungen. Die Entzerrerkennlinie soll möglichst spiegelbildlich zur Schneidkennlinie verlaufen: Symmetrielinie ist die Abszissenachse im Bild 12.2a. Wir fassen dazu drei Punkte der Schneidkennlinie ins Auge, nämlich bei 100 Hz, 1 kHz und 10 kHz, und halten für die Entzerrer-Kennlinie folgende Werte fest:

f in kHz	V_{rel}
0,1	+ 13 dB = 1,3 Bel
1,0	0 dB = 0 Bel
10,0	- 13 dB = - 1,3 Bel

Nun sind die den dB-Werten entsprechenden Spannungen zu berechnen, wenn – und das ist wieder eine Festlegung – bei 1 kHz der Entzerrerverstärker $U_1 = 100$ mV Ausgangsspannung liefern soll. Nach

$$V_{rel} = 2 \cdot \lg \frac{U_2}{U_1} \text{ ist } \lg \frac{U_2}{U_1} = \frac{V_{rel}}{2} \cdot \frac{U_2}{U_1} = 10^{V_{rel}/2}$$

und damit $U_2 = U_1 \cdot 10^{V_{rel}/2}$. Für 100 Hz wird $U_2 = 100 \text{ mV} \cdot 10^{1.3/2}$

$$= 100 \text{ mV} \cdot 10^{0.65}$$

$$= 100 \text{ mV} \cdot 4,47 \approx 450 \text{ mV.}$$

Bei 10 kHz soll V_{rel} negativ sein. Negative

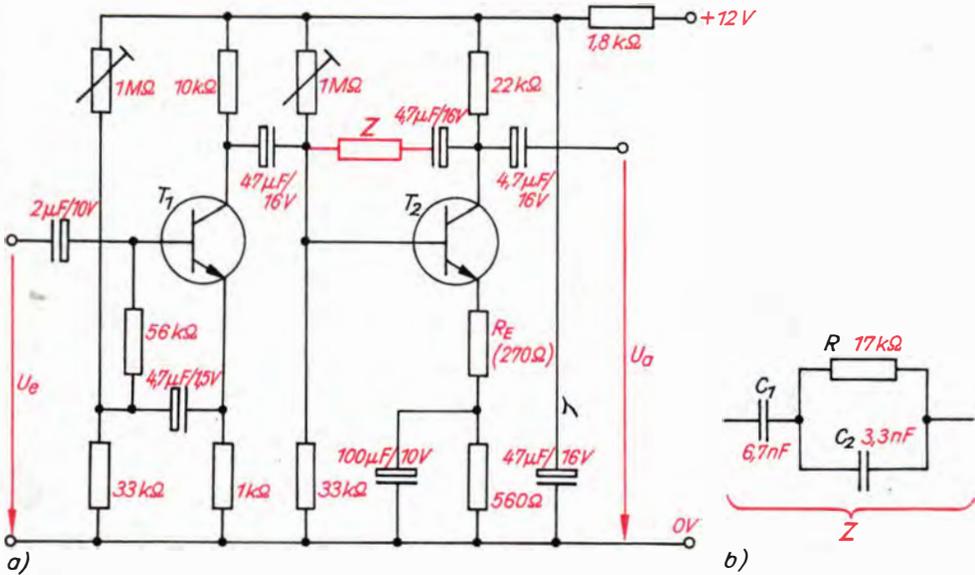


Bild 12.3. Die Experimentierschaltung für den Schneidkennlinien-Entzerrer (a, T₁ und T₂: SC 237D) mit dem frequenzabhängigen Widerstand Z (b)

Verstärkung ist aber nichts anderes als Abschwächung, hier muß die Spannung demnach kleiner als 100 mV sein:

$$U_2 = 100 \text{ mV} \cdot 10^{-1,3/2} = \frac{100 \text{ mV}}{10^{0,65}}$$

$$= \frac{100 \text{ mV}}{4,47} = 22,4 \text{ mV} \approx 22 \text{ mV.}$$

Messen – Rechnen – Messen:
Wir entwickeln
den Schneidkennlinien-Entzerrer

Auf dem Experimentierbrett bauen wir nun die Verstärkerschaltung nach Bild 12.3a auf, stellen die Gleichstrom-Arbeitspunkte beider Stufen mit den Einstellwiderständen auf 5 V an den Kollektoren und wählen R_E so, daß mit U_e = 5 mV Generatorspannung die Ausgangsspannung (mit dem NF-Meßgerät) U_a = 1 V beträgt. Welche Scheinwiderstände Z im Gegenkopplungszweig der zweiten Stufe für die berechneten Spannungswerte benötigt werden, ermitteln wir experimentell; vorerst verwenden wir für Z einen 500-kΩ-Einstellwiderstand. Mit konstanter Tongeneratorspannung U_e = 5 mV stellen wir bei f₁ = 100 Hz Z nun so ein, daß U_a = 450 mV wird, und messen dann Z₁ = 240 kΩ. Bei f₂ = 1 kHz ermitteln wir für U_a = 100 mV Z₂ = 33 kΩ und bei f₃ = 10 kHz für U_a = 22 mV Z₃ = 7 kΩ. Das

Ergebnis dieser Messungen – hier noch einmal in Tabellenform –

Messung	f in kHz	Z in kΩ
1	0,1	240
2	1,0	33
3	10,0	7

wird zum Ausgangspunkt der Berechnung des erforderlichen Scheinwiderstandes, der bei den angegebenen Frequenzen die entsprechenden Werte hat. Da Z mit wachsender Frequenz fällt, kommt zunächst nur der Kondensator dafür in Betracht, denn es ist

$$X_C = \frac{1}{2 \pi \cdot f \cdot C}. \text{ Aber ein Kondensator allein reicht noch nicht aus.}$$

Wenn dessen Scheinwiderstand nämlich bei 1 kHz 33 kΩ betragen würde, dann wären es bei 100 Hz 330 kΩ und bei 10 kHz 3,3 kΩ. Aus diesem Grunde realisieren wir Z durch eine Schaltung gemäß Bild 12.3 b, in der C₁ für die niedrigen, C₂ für die hohen und R schließlich für die mittleren Frequenzen dimensioniert werden. Für f₁ = 100 Hz und X_{C1} ≈ Z₁ = 240 kΩ berechnen wir

$$C_1 = \frac{1}{2 \pi \cdot f \cdot X_{C1}}$$

$$= \frac{1 \text{ A}}{2 \pi \cdot 10^2 \text{ s}^{-1} \cdot 240 \cdot 10^3 \text{ V}} = 6,63 \text{ nF}$$

12. Klangerlebnis Stereofonie

und entscheiden uns für $C_1 = 6,7 \text{ nF}$ mit $X_{C1} = 238 \text{ k}\Omega$ bei 100 Hz . Dieser Wert ist nun mit der Meßbrücke oder durch Wechselstrommessung entsprechend Bild 9.11 möglichst genau als Parallelschaltung von Kondensatoren zu realisieren, zweimal! Mit 1 V Generatorspannung muß der Strom bei

$$100 \text{ Hz} / I = \frac{1 \text{ V}}{238 \text{ k}\Omega} = 4,2 \text{ }\mu\text{A} \text{ betragen.}$$

Für $f_3 = 10 \text{ kHz}$ und $Z_3 = 7 \text{ k}\Omega$ ist $X_{C1} = 2,38 \text{ k}\Omega$ mit zu berücksichtigen. Wir setzen näherungsweise $Z_3 = X_{C1} + X_{C2}$, erhalten $X_{C2} = Z_3 - X_{C1} = 7 \text{ k}\Omega - 2,38 \text{ k}\Omega = 4,62 \text{ k}\Omega$ und berechnen

$$C_2 = \frac{1 \text{ A}}{2 \pi \cdot 10^4 \text{ s}^{-1} \cdot 4,62 \cdot 10^3 \text{ V}} = 3,44 \text{ nF.}$$

Bei Abrundung auf $C_2 = 3,3 \text{ nF}$ mit

$X_{C2} = 4,82 \text{ k}\Omega$ suchen wir zwei Exemplare aus, über die bei 1 V und 10 kHz $I = 207 \text{ }\mu\text{A}$ fließen.

Der Wert für R ist nun wieder experimentell zu ermitteln. Wir schalten C_1 und C_2 zunächst in Reihe, dann parallel zu C_2 einen $50\text{-k}\Omega$ -Einsteller und verkleinern seinen Wert so weit, bis bei 1 V und 1 kHz $I = 30,3 \text{ }\mu\text{A}$ fließen; nach dem Ausmessen müßten wir auf $R \approx 17 \text{ k}\Omega$ kommen. Abschließend kontrollieren wir die beiden vollständigen Schaltungen für den Scheinwiderstand Z . Mit jeweils 1 V Generatorspannung messen wir folgende Ströme:

Messung f in kHz I in μA

Messung	f in kHz	I in μA
1	0,1	4,2
2	1,0	30,3
3	10,0	143

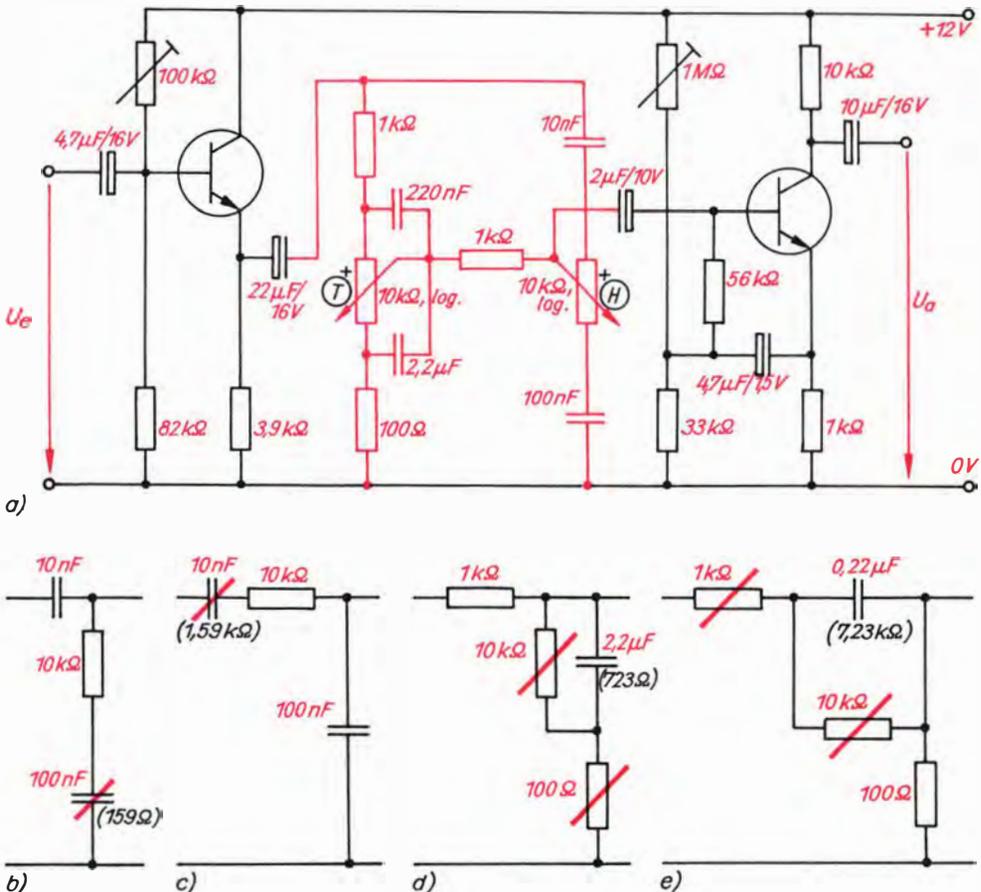


Bild 12.4. Klangeinstellschaltung: a) Stromlaufplan eines Verstärkers mit Klangeinstell-Netzwerk (T₁ und T₂: SC 236 D), b) Höhereinsteller als Hochpaßfilter, c) als Tiefpaßfilter, d) Tiefereinsteller als Tiefpaßfilter, e) als Hochpaßfilter

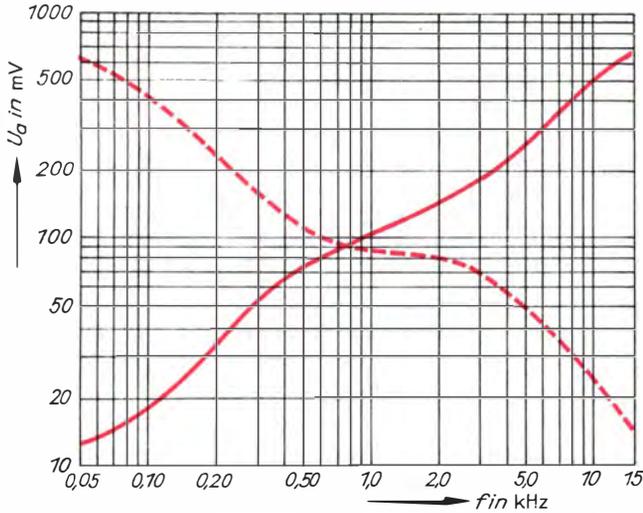


Bild 12.5. Maximal erreichbare Frequenzkurven der Klangeinstellschaltung nach Bild 12.4a

Nun kann die Schaltung nach Bild 12.3 b endlich für Z in den Verstärker auf dem Experimentierbrett eingebaut und dieser damit zum Schneidkennlinien-Entzerrer vervollständigt werden. Bei $f = 1$ kHz stellen wir U_e so ein, daß U_a genau $0,1$ V beträgt, lassen U_e unverändert und messen bei 50 Hz, 100 Hz, 200 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 2 kHz, 5 kHz, 10 kHz und 15 kHz die jeweilige Ausgangsspannung U_a , tragen die Meßwerte in das Diagramm Bild 12.2 b ein und erhalten so die Durchlaßkurve unseres *Entzerrerverstärkers*.

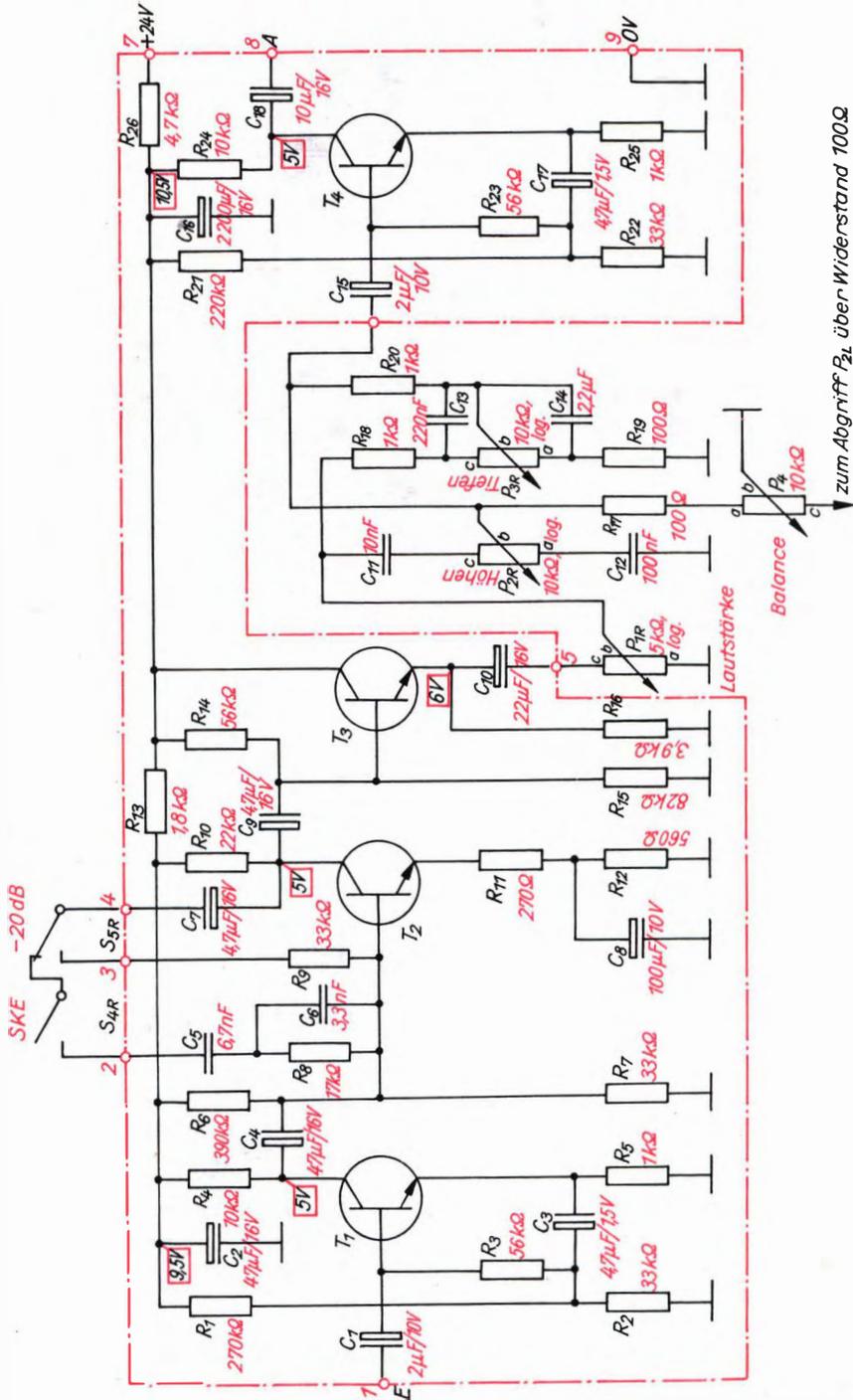
Aus diesem Bild erkennen wir übrigens auch einen Vorteil des logarithmischen Verhältnismaßes »relative Verstärkung«: Die bei absoluten Spannungswerten notwendige logarithmische Teilung der Ordinatenachse kann nun durch eine lineare ersetzt werden.

Ein Klangeinstellnetzwerk

Von Anbeginn der Elektroakustik gehörte es sozusagen zum »guten Ton« eines Verstärkers, daß er auch das Einstellen des persönlich gewünschten Klangbildes zuließ; das betreffende Bau- oder Bedienelement hieß »Klangregler«. Am Grundsätzlichen hat sich daran bis heute nichts geändert, nur sind die Bedürfnisse gestiegen:

Erstens geben wir uns nicht mehr lediglich mit dem *Abschwächen der Höhen* (das war in den meisten Fällen die ganze »Klangregelung«) zufrieden, und zweitens haben wir uns an sprachlich exakte Ausdrucksweise gewöhnt. Seitdem die Regelung zu einer eigenständigen Disziplin der Wissenschaft und Technik geworden ist, dürfen weder das klangverändernde Bauelement noch dessen Bedienelement »Regler« genannt werden. Als »Regler« tritt der Mensch auf, der den Klang wie auch die Lautstärke nach Gehör wunschgemäß *einstellt*.

Nun aber zur Schaltung im Bild 12.4 a selbst. Zwischen zwei Verstärkerstufen liegt das farbig dargestellte *Klangeinstellnetzwerk für getrennte Höhen-(H-) und Tiefen-(T-)Einstellung*. Beide Wechselspannungsteiler sind parallelgeschaltet und verhältnismäßig niederohmig; deshalb arbeitet die Eingangsstufe in Kollektorschaltung. Mit den beiden logarithmischen $10\text{-k}\Omega$ -Tandempotentiometern können die Höhen und Tiefen sowohl abgeschwächt als auch angehoben werden. Die Werte der einzelnen Bauelemente sind so bemessen, daß bei einer bestimmten Schleiferstellung (bei richtigem Potentiometeranschluß etwa in Drehwinkelmitte) alle Tonfrequenzen auf ein Zehntel der Eingangsspannung herabgesetzt werden. Wegen des damit verursachten Verstärkungsabfalles von 20 dB ist



zum Abgriff B_2 über Widerstand 100Ω

Bild 12.6. Stromlaufplan des Vorverstärkers VV2 mit Schneidkennlinien-Entzerrer und Klangeinstellung für einen Kanal (T_1 und T_2 : SC 237 D, T_3 und T_4 : SC 236 D)

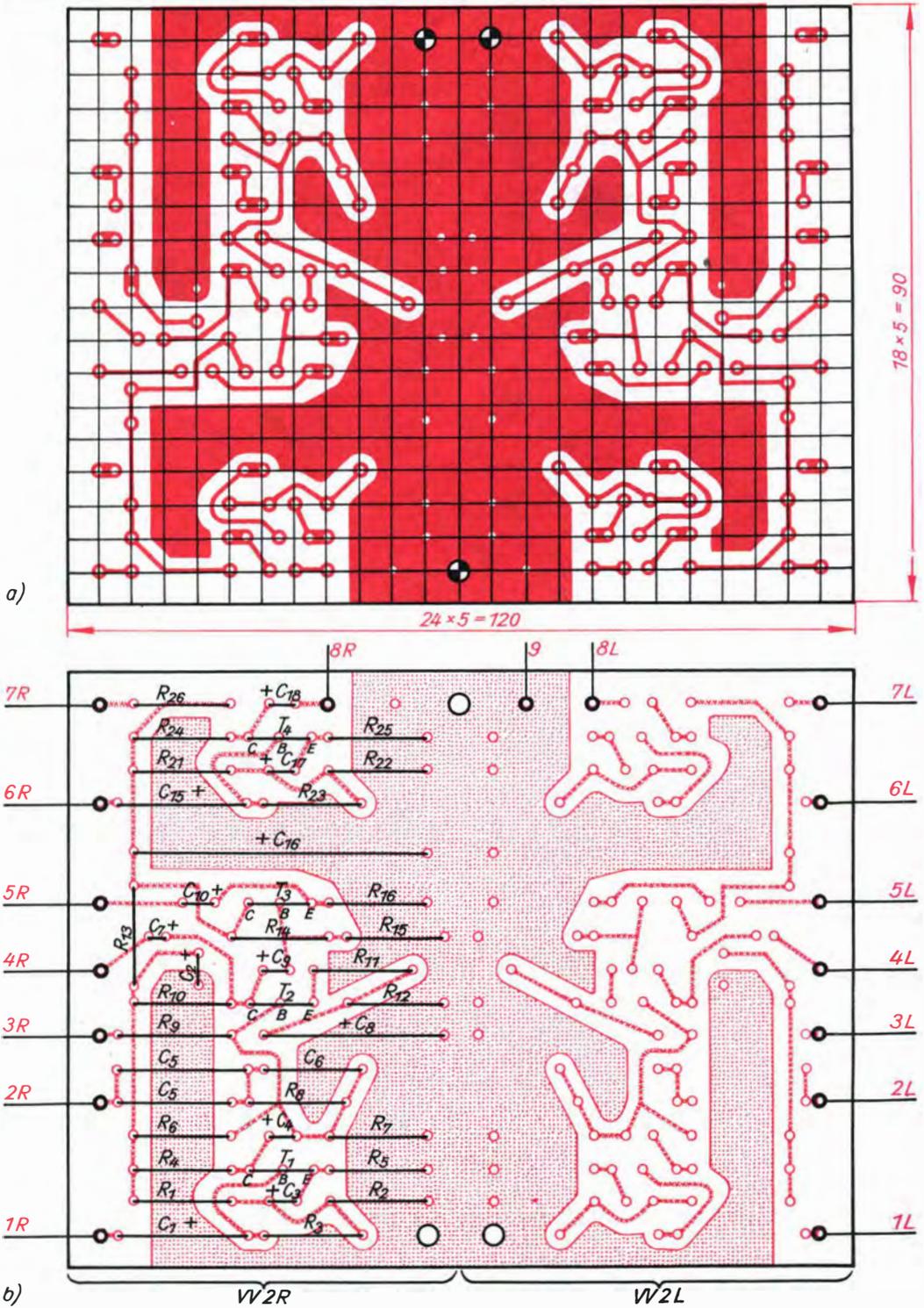


Bild 12.7. Leitungsführung (a) und Teilbestückungsplan (b) für die Leiterplatte des Stereoverstärkers VV2

eine zusätzliche Verstärkerstufe am Ausgang notwendig. Der 1-k Ω -Widerstand zwischen den Potentiometerabgriffen soll beide Teilschaltungen entkoppeln.

Betrachten wir zunächst den Spannungsteiler für die Höheneinstellung! Wenn sich der Schleifer am »10-nF-seitigen« Anschlag befindet, liegt eine Schaltung nach Bild 12.4 b vor. Bei 10 kHz hat der 100-nF-Kondensator einen Blindwiderstand von 159 Ω (Nachrechnen!) und kann deshalb im Vergleich zu den 10 k Ω des Potentiometers vernachlässigt werden. Wir erhalten damit die Schaltung eines Hochpaßfilters entsprechend Bild 7.22; in dieser Schleiferstellung werden die *Höhen angehoben*.

Bild 12.4 c zeigt die Verhältnisse für den »100-nF-seitigen« Anschlag. Der Blindwiderstand des 10-nF-Kondensators ist mit 1,59 k Ω bei 10 kHz beträchtlich kleiner als der Potentiometerwert. Wir vernachlässigen ihn wieder und kommen auf die Schaltung eines Tiefpaßfilters entsprechend Bild 7.22; so werden die *Höhen abgeschwächt*.

Ganz ähnlich machen wir uns die Wirkungsweise des Tiefeinstellers klar. Im Bild 12.4 d ist der Spannungsteiler mit Anschlag auf der Seite des 1-k Ω -Widerstandes dargestellt; der 220-nF-Kondensator wird kurzgeschlossen. Bei 100 Hz hat der 2,2- μ F-Kondensator einen Blindwiderstand von 723 Ω . Die parallelgeschalteten 10 k Ω des Potentiometers verändern diesen Wert kaum, ebenso die in Reihe liegenden

100 Ω . Bei Vernachlässigung dieser beiden Widerstände erkennen wir wieder den (sehr niederohmigen!) Tiefpaß; die *Tiefen werden angehoben*. Aus Bild 12.4 e finden wir schließlich schon selbst den Hochpaß zur *Abschwächung der Tiefen*.

Zum »Einfahren« und Ermitteln der richtigen Potentiometeranschlüsse bauen wir die Schaltung wie üblich auf dem Experimentierbrett auf. Für die 2,2 μ F verwenden wir keinesfalls Elkos; wir versuchen, zwei Lackkondensatoren (wegen ihrer Kleinheit) für 63 V zu bekommen. Mit den beiden Einstellwiderständen wählen wir folgende Arbeitspunkte: Kollektorstufe 6 V, Ausgangsstufe 5 V. Zur experimentellen Aufnahme des Frequenzverhaltens messen wir wie beim Schneidkennlinien-Entzerrer die Ausgangsspannung U_a (mit dem NF-Meßgerät) in Abhängigkeit von der Frequenz bei konstanter Eingangsspannung U_e ; vorher sind aber die elektrischen Mittelstellungen beider Potentiometer zu finden. Für den Tiefeinsteller muß die Ausgangsspannung zwischen 50 Hz und 500 Hz, für den Höheneinsteller von 1,5 kHz bis 15 kHz konstant bleiben. Bei 1 kHz stellen wir dann die Generatorspannung so ein, daß am Ausgang 100 mV liegen. Um die Grenzen der Einstellbarkeit zu finden, wählen wir an beiden Potentiometern entgegengesetzte Anschläge, nehmen die eine Meßreihe auf, drehen jedes Potentiometer an den anderen Anschlag und messen erneut. So entstehen

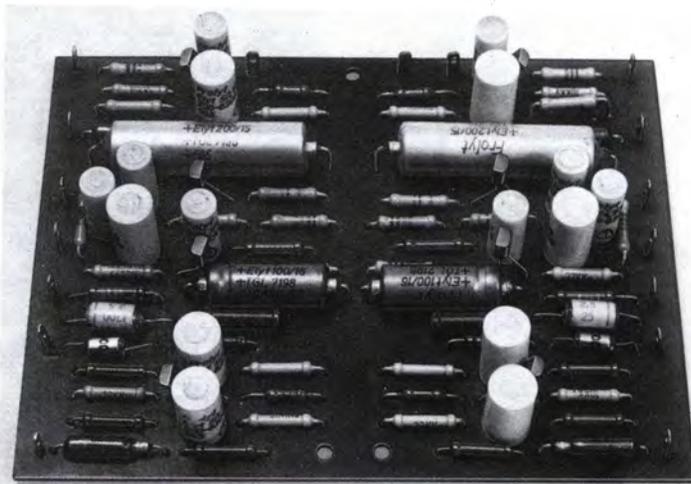


Bild 12.8. Bestückte Leiterplatte des Stereovorverstärkers VV2 (R und L)

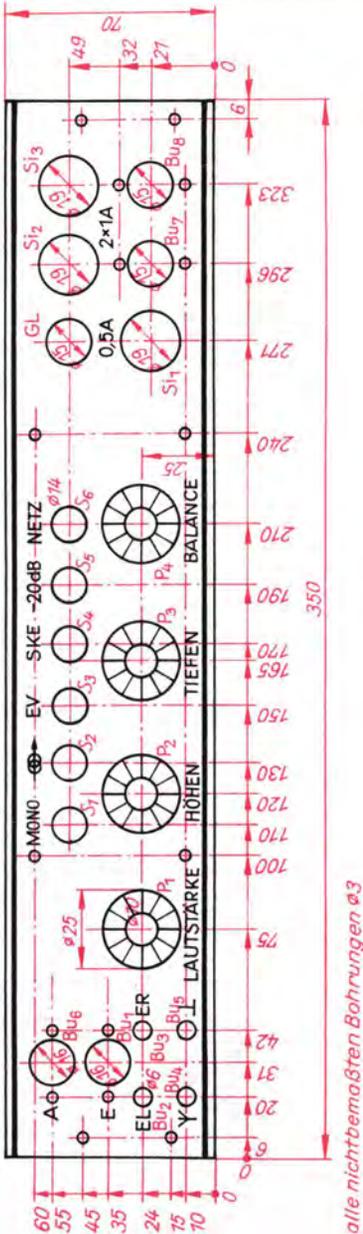


Bild 12.10. Das Negativ für die Frontplatte des Verstärkergehäuses

Wir bauen einen Stereo-Verstärker

Nach Erprobung der beiden neuen Teilschaltungen vereinigen wir sie zum Vorverstärker VV2, dessen vollständiger Strom-

laufplan aus Bild 12.6 ersichtlich ist; R_1 , R_6 , R_{14} und R_{21} sind von den B -Werten der Transistoren abhängig. Für einen Stereo-Verstärker brauchen wir diese Schaltung doppelt, und zwar bauen wir beide Teile gemeinsam auf einer Leiterplatte nach Bild 12.7 a auf. Der Bestückungsplan im Bild 12.7 b gilt nur für den rechten Kanal, der für den linken liegt genau spiegelbildlich dazu. Wir suchen für die einzelnen Stufen der beiden Vorverstärker VV2R und VV2L Transistoren mit möglichst gleichen Stromverstärkungen aus und kontrollieren am Ende, ob beide auch gleich verstärken; eventuell notwendige Korrekturen nehmen wir mit R_{25} vor. Wenn wir diesen Widerstand verkleinern, nimmt die Verstärkung zu und umgekehrt.

Für Betriebsspannungen unter 24 V ist der Widerstand R_{26} zu verkleinern; für 18 V (Netzbetrieb von EV4) auf 2,7 k Ω und für 9 V (Batteriebetrieb von EV4) auf 470 Ω . In diesem Fall gehen wir auch mit R_{13} auf 560 Ω zurück; die Arbeitspunktspannungen liegen dann alle etwa 1,5 V niedriger, als im Bild 12.6 angegeben. Zur Lautstärke-, Höhen- und Tiefeneinstellung brauchen wir jeweils ein Tandempotentiometer; P_{1R} , P_{2R} , P_{3R} für den rechten und P_{1L} , P_{2L} , P_{3L} für den linken Kanal; lediglich P_4 zur Balance-Einstellung wird nur einmal gebraucht. Sein Abgriff liegt auf Masse und Ende sind über je einen 100- Ω -Widerstand an den Ausgang des Klangeinstell-Netzwerkes bzw. an den Eingang der letzten Vorverstärkerstufe angeschlossen. Mit dem Doppelschalter S_4 kann das Netzwerk $C_5R_8C_6$ zur Schneidkennlinien-Entzerrung oder mit Doppelschalter S_5 ein Widerstand von 33 k Ω zur Verstärkungsminderung um 20 dB in die Gegenkopplungsleitung von T_2 gelegt werden; die Schneidkennlinien-Entzerrung wird nur bei geöffnetem Schalter S_5 wirksam. Bild 12.8 zeigt die bestückte Leiterplatte des Stereo-Vorverstärkers VV2 (L und R).

Die beiden Endverstärker EVR und EVL bauen wir entweder nach Bild 10.1 für zweimal 7 W Sprechleistung (EV3) auf einer 200 mm x 90 mm großen Leiterplatte (Bild 10.4 a) auf, oder wir wählen für zweimal 5 W (EV4) die Schaltung nach Bild 10.8, die auf eine 120 mm x 90 mm große Leiterplatte kommt (Bild 10.10 a). Alles Nähere zu die-

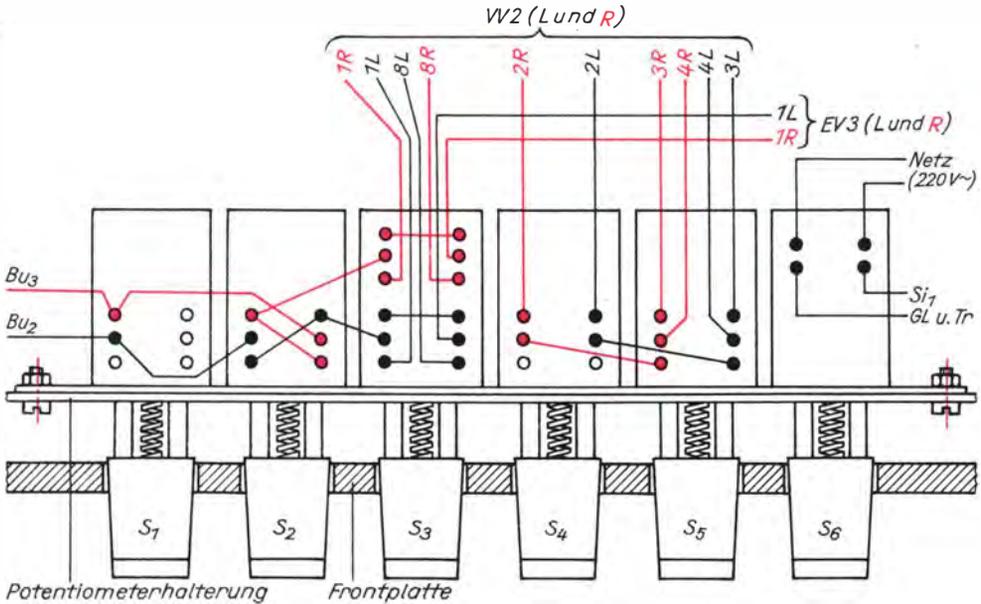


Bild 12.11. So verdrachten wir den Tastenschaltersatz

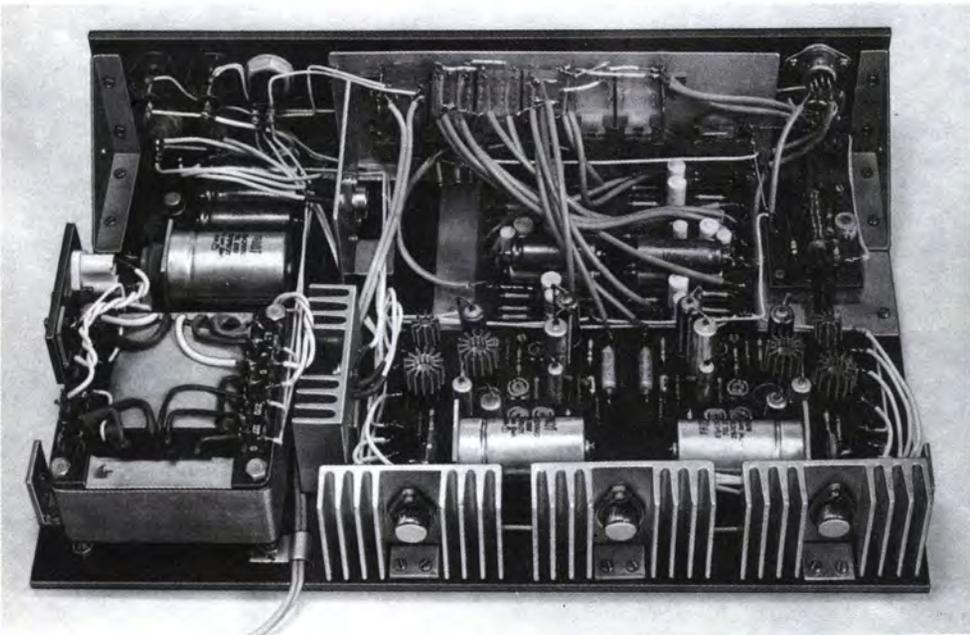


Bild 12.12. Blick in die Verstärkeranlage II

sen Leistungsverstärkern ist im Kapitel 10 behandelt worden; neu ist lediglich der gleichzeitige Aufbau von zwei Endverstärkern auf einer Platine.

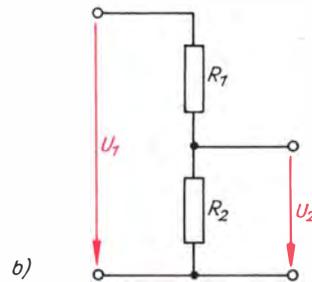
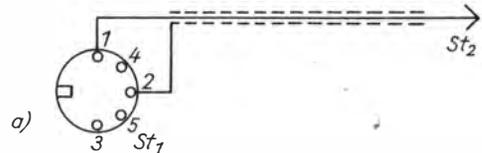
Wie der Vorverstärker VV2 (R und L) mit

dem Endverstärker EV3 (R und L) zur Stereoverstärkeranlage II verschaltet wird, geht aus Bild 12.9 hervor. Es ist jedoch nur der rechte Kanal vollständig dargestellt; der linke ist ganz analog aufzubauen. Neben



Bild 12.13. Ansicht des Stereoverstärkers

dem Eingang über Diodenbuchse Bu_1 stehen uns auch die Telefonbuchsen Bu_2 , Bu_3 und Bu_5 als Stereo-Eingang zur Verfügung. Über Bu_1 können wir gleichzeitig eine über $220\ \Omega/1000\ \mu F$ vom Verstärker entkoppelte Gleichspannung für Versuchszwecke entnehmen. S_1 ist der bereits erwähnte Stereo-Mono-Umschalter (ein monofones Signal geht gleichzeitig auf beide Kanäle) und S_2 der Seitenvertauscher. Mit S_3 kann der gesamte Vorverstärker aus dem Signalweg genommen und der Endverstärker direkt mit dem Eingang verbunden werden. Die andere Diodenbuchse Bu_6 gestattet die Entnahme des vorverstärkten Stereosignals noch vor dem Lautstärkeinsteller sowie des Monosignals vom Diodenempfänger.



Gehäuse und Verdrahtung

Für den Aufbau des Stereoverstärkers verwenden wir die Teile des Verstärkergehäuses I nach Bild 5.27; die neue Frontplattengestaltung ist aus Bild 12.10 ersichtlich. Wie wir das Deckblatt der Frontplatte herstellen, hängt weitgehend von unseren Möglichkeiten ab. Der Autor fertigte es auf fotografischem Wege als Kontaktabzug über ein in Originalgröße mit schwarzer Tusche auf Transparentpapier gezeichnetes »Negativ« entsprechend Bild 12.10. Das »Negativ« wird, natürlich im Dunkeln, auf die Schichtseite extraharten Fotopapiers gelegt, mit einer kratzerfreien Glasplatte angedrückt

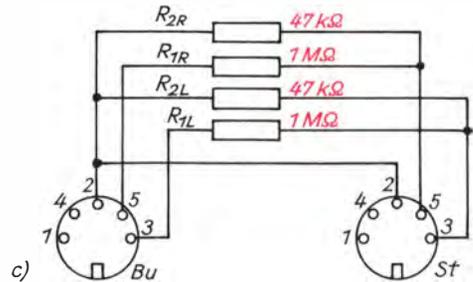


Bild 12.14. Kabel zum Verstärker II:
a) Anschlußkabel für Diodenempfänger,
b) Spannungsteilung durch ein Dämpfungsglied, c) Stereodämpfungsglied für Plattenspieler mit Kristallabtastsystem

und dann mit einer Opallampe belichtet. Die richtige Belichtungszeit ermittelt man vorher an einigen Probestreifen. Nach dem Entwickeln, Fixieren, Wässern und Trocknen ist das schwarze Deckblatt mit weißer Beschriftung auf die vorher mit Zeichenkarton beschichtete Frontplatte zu kleben; dazu nehmen wir säurefreie Fotopaste. In die Potentiometerhalterung bohren wir P_2 , P_3 , P_4 , S_1 bis S_6 nach der Frontplatte und zum Anschrauben des Tastenschaltersatzes die notwendigen Befestigungslöcher. Über die Verdrahtung des Tastenschalters gibt Bild 12.11 Auskunft. Beim Kauf beachten wir, daß S_6 ein spezieller Netzschalter ist. Nachdem alle Potentiometer und der Tastenschaltersatz an der Potentiometerhalterung befestigt sind, schrauben wir diese über 9 mm lange Abstandsstücke bei $B_1 \dots B_4$ (vgl. Bild 5.27b) mit der Frontplatte zusammen und verdrahten soweit wie möglich. Für alle über 10 cm langen NF-Leitungen ist abgeschirmtes Kabel zu verwenden, dessen Geflecht jeweils an einem Ende mit Masse verbunden wird.

Durch den Tastenschaltersatz läßt sich die Potentiometerhalterung nicht mehr wie beim Aufbau des Verstärkers I mit der Grundplatte verschrauben. Wir kleben deshalb über die drei Bohrungen im kurzen

Schenkel der Halterung je eine Mutter M3 und bohren die entsprechenden Gewindelöcher A_3 , A_4 und A_5 (vgl. Bild 5.27a) in der Grundplatte mit 3 mm auf. So kann die Halterung von der Unterseite der Grundplatte angeschraubt werden.

Die Masseleitung verlegen wir wie folgt (in den Klammern stehen jeweils die Lötösennummern): von LR(4) zu Bu_7 und Bu_8 , von LR(4) zu EV3(11), von EV3(11) zu VV2(9), von VV2(9) zu DE(4), von DE(4) zu P_1 (zweimal an Anschluß a und an das Potentiometergehäuse; damit liegen dann auch die übrigen Potentiometergehäuse an Masse).

Zur Entnahme der beiden Wechselspannungen von 9 V und 14 V bauen wir zwei unterschiedliche Buchsen ein, weil dann garantiert immer der richtige Anschluß gesichert ist. Im Mustergerät wurden sie vor dem Trafo oberhalb der Leiterplatte des Regelnetztes angeordnet. Bild 12.12 gestattet einen Blick in die fertige Verstärkeranlage II, deren Endverstärker EV3 noch mit Germanium-Leistungstransistoren bestückt sind; vorteilhafter sind natürlich Si-Typen.

Die Gehäusekappe für den Stereoverstärker konstruieren wir analog der des Tongenerators; als Material eignet sich Aluminiumblech, Pertinax, aber auch Sperrholz. Bei einer Blechkappe bekleben wir aller-

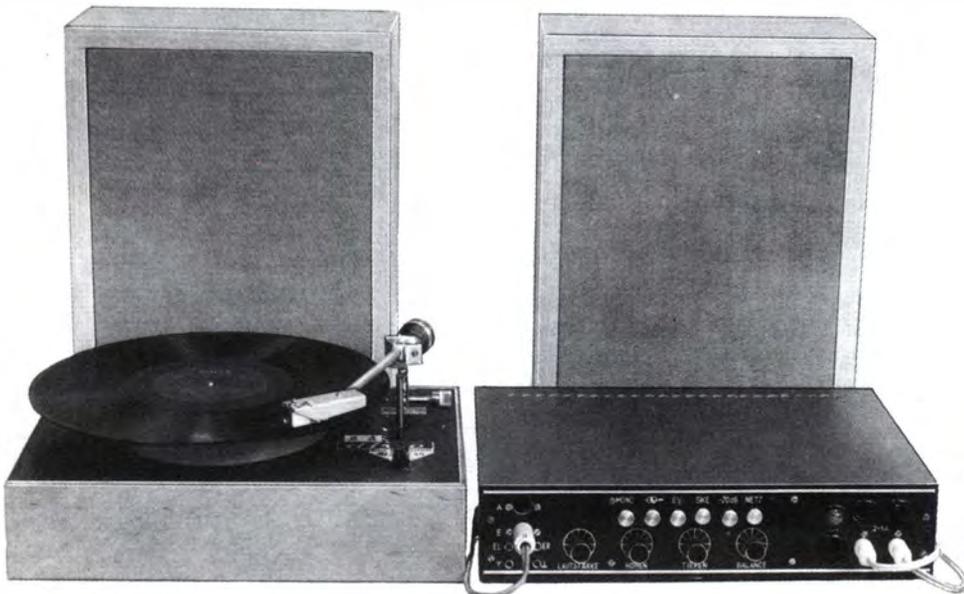


Bild 12.15. Unsere Stereoplattenspieleranlage

dings vorsichtshalber die Flächenteile oberhalb des Tastenschaltersatzes mit Leukoplaststreifen zur Isolation. Damit es im Verstärkergehäuse zu keinem Luftstau kommt, erhält die Rückwand einige Bohrungen am unteren und oberen Rand. Den fertigen Verstärker sehen wir im Bild 12.13.

Funktionsproben und Stereoplattenspieler

Die ersten Tonexperimente führen wir mit dem eingebauten Diodenempfänger durch, für dessen Anschluß jedoch zunächst eine Kabelverbindung nach Bild 12.14 a herzustellen ist. An einem Ende sitzt ein Diodenstecker St_1 (für Bu_6 des Verstärkers), am anderen ein einfacher Bananenstecker St_2 . Wir überprüfen vorerst beide Kanäle getrennt, indem wir St_2 einmal in Bu_2 (EL) und einmal in Bu_3 (ER) stecken. Mit Schalter S_2 müssen sich die Seiten vertauschen, mit S_1 beide Kanäle gleichzeitig betreiben lassen. So überzeugen wir uns schließlich von der Funktion aller Tasten des Schaltersatzes sowie von der Klang- und der Balanceeinstellung.

Wenn wir nun nach den Vorversuchen zum erstenmal unseren Plattenspieler mit Kristallabtastsystem anschließen wollen, brauchen wir noch ein Dämpfungsglied zum Vermindern der für unseren Verstärker viel zu hohen Spannung; wir fertigen es nach Bild 12.14 c an. Die Spannungen des Abtastsystems werden entsprechend Bild 12.14 b nach
$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \text{ auf } \frac{47 \text{ k}\Omega}{1047 \text{ k}\Omega} \approx \frac{1}{20}$$
 herabgesetzt. Bei gedrängtem Aufbau bringen wir die Widerstände wie beim Stereo-Mono-Anpaßkabel wieder im Diodenstecker unter.

Das Dämpfungsglied wird überflüssig, wenn wir das Kristallsystem gegen ein

magnetisches Abtastsystem MS 15 oder MS 16 austauschen; der Tonarm des Plattenspielers mit der Adaptersteckfassung ist auch dafür geeignet und der Entzerrer-Verstärker speziell für Magnetsysteme gedacht. Die Auflagekraft stellen wir auf 20, höchstens 30 mN ein; hier entscheidet wieder das Experiment.

Aber mit dem Systemwechsel allein ist es nicht getan. Das auf ein Kristallsystem nicht störend wirkende, starke magnetische Wechselfeld des Motors erfordert bei Verwendung eines Magnetsystems noch zwei zusätzliche Maßnahmen: das Ausrichten des Motors auf Störminimum und sein Abschirmen. Zum Finden der günstigsten Motorlage entfernen wir den Plattenteller, starten den Motor, bringen den Tonarm bis kurz vor die Ausschaltstellung und wählen eine hohe Verstärkung. Nach Lockern der vier Schrauben zwischen Schelle und Winkel der Motorhalterung drehen wir nun den Motor so weit um seine Achse, bis wir ein deutliches Brumm-Minimum feststellen. Für den »Rubin«-Plattenteller genügt das Ausrichten; bei Tellern mit geringerer Abschirmwirkung ist u. U. noch ein zusätzliches Abschirmen des Motors notwendig. Gut eignet sich dazu Dynamoblech alter Trafokerne, von denen wir drei Lagen direkt um das Motorgehäuse legen; ebenso kann auch ein 35 mm langes Weicheisenrohr von wenigstens 3 mm Wanddicke verwendet werden. Die zusätzliche Abschirmung kann elektrische Verbindung mit dem Motorgehäuse haben, darf aber keinesfalls mit Masse verbunden werden; um sie herum wird der erwähnte Schwammgummistreifen gelegt. Bei Rohrabschirmung sind die Teile der Motorhalterung dem neuen Durchmesser anzupassen. Bild 12.15 gibt eine Ansicht dieser hochwertigen Stereoplattenspieler-Anlage wieder.

13. Für die Heimdisco unentbehrlich: das Stereomischpult

Von der Nützlichkeit einer einfachen Misch- und Überblendeinrichtung für zwei Tonsignale haben wir uns bereits beim Aufbau der Tonanlage I überzeugen können, ohne daß deren Nachteile, besonders aufgefallen wä-

ren. Vor dem Entwurf einer Stereo-Mischeinrichtung schauen wir uns deshalb noch einmal die Bilder 11.21 und 5.26 an. P_2 sei voll »aufgedreht« und P_1 »zu«. Dann liegt in Reihe zum Widerstand $R_5 = 47 \text{ k}\Omega$ die Par-

allelschaltung von $R_4 = 47 \text{ k}\Omega$ und Lautstärkepotentiometer $R_p = 50 \text{ k}\Omega$ (in der Verstärkeranlage I). Der Ersatzwiderstand der Parallelschaltung beträgt rund $25 \text{ k}\Omega$, so daß nur etwa ein Drittel der an P_2 liegenden Spannung an den Verstärker gelangt.

Wird nun auch noch P_1 »aufgedreht«, wächst der Ersatzwiderstand der Parallelschaltung. Mit dem Erönen der an Bu_1 lie-

genden Tonquelle wird auch die an Bu_2 angeschlossene »lauter« als vorher. Das fällt allerdings meist nicht auf, da mit dem Öffnen von P_1 gewöhnlich P_2 zgedreht wird. In der neuen Schaltung sollen diese gegenseitige Beeinflussung der einzelnen Kanäle ausgeschlossen sowie der Eingangswiderstand den einzelnen Tonquellen besser angepaßt sein.

Die Teilschaltungen des Mischpultes

Alle genannten Forderungen erfüllt die Anordnung nach Bild 13.1, bei der die Tonsignale über passende Pegelvoreinsteller (R_1, R_2) und Impedanzwandler mit sehr hohem Eingangswiderstand an die eigentlichen Pegeleinsteller (P_1, P_2) und von diesen an eine spezielle Mischstufe gelangen.

Um den Aufwand für das Mischpult in Grenzen zu halten, sehen wir die Mischung von zwei Stereosignalen mit einem Mono-Signal vor. Daraus ergeben sich fünf Kanäle und damit fünf Impedanzwandler sowie zwei Mischstufen mit je drei Eingängen; für jeden weiteren Stereokanal sind zwei Impedanzwandler und je ein Mischstufeneingang notwendig.

Impedanzwandler und Mischstufe

Bild 13.2 zeigt den Stromlaufplan eines Impedanzwandlers mit sehr hohem Eingangswiderstand. Es handelt sich um eine Kollektorschaltung mit »hochgelegter« Basis entsprechend der Emitterschaltung von T_1 im Bild 5.10; $R_6 C_1$ ist das Siebglied für die Betriebsspannung. Wir bauen die Schaltung zunächst wieder auf dem Experimentierbrett auf und ermitteln dabei auch den richtigen Wert für R_1 ; Am Emittor sollen $3 \dots 4 \text{ V}$ liegen. Die Leitungsführung der Platine für fünf Stufen ist aus Bild 13.3 a ersichtlich, und Bild 13.3 b enthält den Bestückungsplan für eine Stufe; die anderen sind ganz analog aufzubauen. Für die Stufen L1 und R1 sowie L2 und R2 verwenden wir Transistoren mit möglichst gleichen Stromverstärkungsfaktoren. Die Gesamtstromaufnahme der fünf Impedanzwandler liegt bei 2 mA .

Wie die Mischstufe für drei Eingänge geschaltet ist, sehen wir im Bild 13.4; drei Transistoren verstärken in Emitterschaltung das jeweilige Signal und arbeiten auf einen

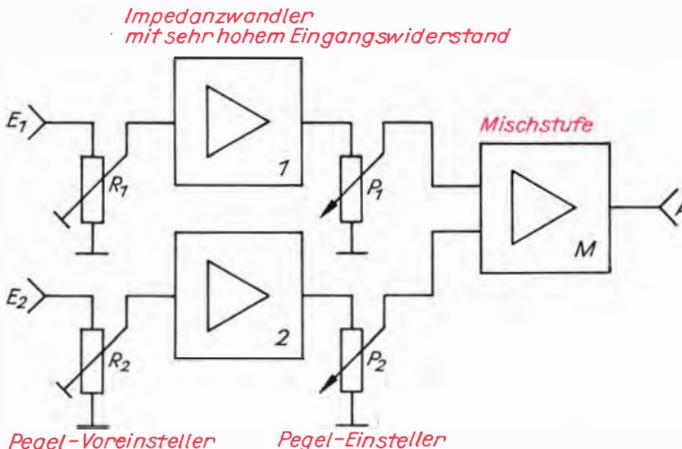


Bild 13.1. Grundsätzlicher Aufbau eines Mischverstärkers

gemeinsamen Kollektorwiderstand R_{12} . Die Basisspannung wird ähnlich wie in der Schaltung der Impedanzwandler, aber für alle Transistoren gemeinsam mit R_1 eingestellt. Das erfordert natürlich auch möglichst gleiche Stromverstärkungen der drei Transistoren (bzw. aller sechs bei Stereobetrieb); $R_{13}C_6$ ist wieder das Siebglied für die Betriebsspannung. Nach dem Erproben auf dem Experimentierbrett kommen zwei derartige Mischstufen auf eine Leiterplatte nach Bild 13.5. Die Leitungsführung für beide Kanäle liegt nicht genau spiegelbildlich zueinander. Dadurch lassen sich aber die Emitterwiderstände beider Teilschaltungen kammartig, und damit platzsparend anordnen. Beide Mischstufen nehmen zusammen etwa 5 mA auf.

Obwohl es vollständig ausreicht, wenn die Signale von drei Tonquellen mischbar sind, ist die Entscheidung für drei *bestimmte* Tonquellen doch problematisch. Deshalb sehen wir mehr als drei Eingänge vor, die dann, wie in der Gesamtschaltung Bild 13.6 dargestellt, wahlweise mit S_1 , S_2 und S_3 an die Impedanzwandler geschaltet werden können. Die einzelnen Eingänge sind für folgende Geräte gedacht:

- Bu₁: Stereoplattenspieler mit Kristall-Abtastsystem
- Bu₂: Stereotonbandgerät
- Bu₃: monofone Tonquelle für den linken Kanal
- Bu₄: monofone Tonquelle für den rechten Kanal
- Bu₅: Stereoplattenspieler mit magnetischem Abtastsystem
- Bu₆: Stereorundfunkgerät
- Bu₇: monofone Tonquelle für den linken Kanal
- Bu₈: monofone Tonquelle für den rechten Kanal
- Bu₉: handelsübliches Mikrofon, das einen zusätzlichen Vorverstärker erfordert
- Bu₁₀: Eigenbau-Tauchspulmikrofon
- Bu₁₁: Kristallmikrofon

Nun entscheiden wir selbst, welche Tonquellen wir für unsere Heimdisco vorsehen. Bei zwei Plattenspielern mit Kristallsystemen ist Bu₅ ebenso wie Bu₁ zu beschalten, mit Magnetsystemen Bu₁ wie Bu₅. Beim Einsatz zweier Magnetongeräte sind an Bu₅ oder Bu₆ gleiche Einsteller wie an Bu₂ anzuschließen. Die Buchsen Bu₃ und Bu₄

sowie Bu₇ und Bu₈ sind zunächst für Experimentierzwecke gedacht (und für die Nutzung als fünfkanales Monomischpult), können aber auch durch je einen Stereoeingang ersetzt werden. S_4 und S_5 gestatten die zweikanalige Wiedergabe von mono-fonen Signalen, wie auch der Ausgang des Impedanzwandlers für den Mikrofonkanal auf beide Stereokanäle geht. Mit S_7 kann von Batteriebetrieb (2 Flachbatterien bzw. 6 Monozellen in Reihe) auf Netzbetrieb (über den angeschlossenen Verstärker II) umgeschaltet werden. Die Spannung wird im zweiten Fall mit einer Z-Diode auf 9 V stabilisiert, gleichgültig, ob der Verstärker II mit 24 V (7-W-Endstufen) oder 18 V (5-W-Endstufen) betrieben wird.

Alle Pegel-Voreinsteller finden auf einer weiteren Leiterplatte gemäß Bild 13.7 Platz, auf der auch je nach konkreter Notwendigkeit noch ein Mikrofonvorverstärker aufgebaut werden kann. Im Bild 13.8 sehen wir sie, fertig bestückt, zusammen mit den anderen beiden Baugruppen.

Hören ohne Stören

Um während einer Musikedarbietung ungestört und von den Zuhörern unbemerkt beispielsweise auf einem Tonband eine ganz bestimmte Stelle für die nächste Darbietung herauszusuchen zu können, muß das be-

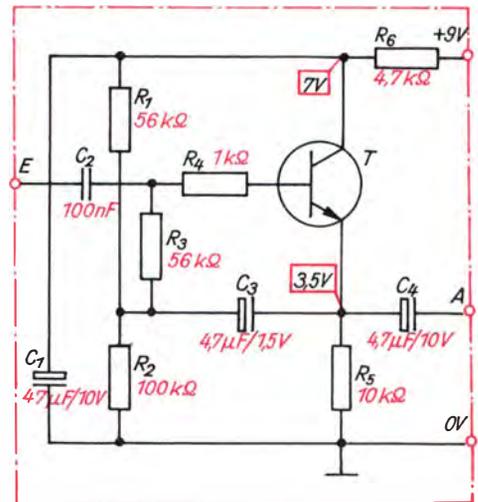


Bild 13.2. Stromlaufplan einer Impedanzwandlerstufe mit sehr hohem Eingangswiderstand (T: SC 237)

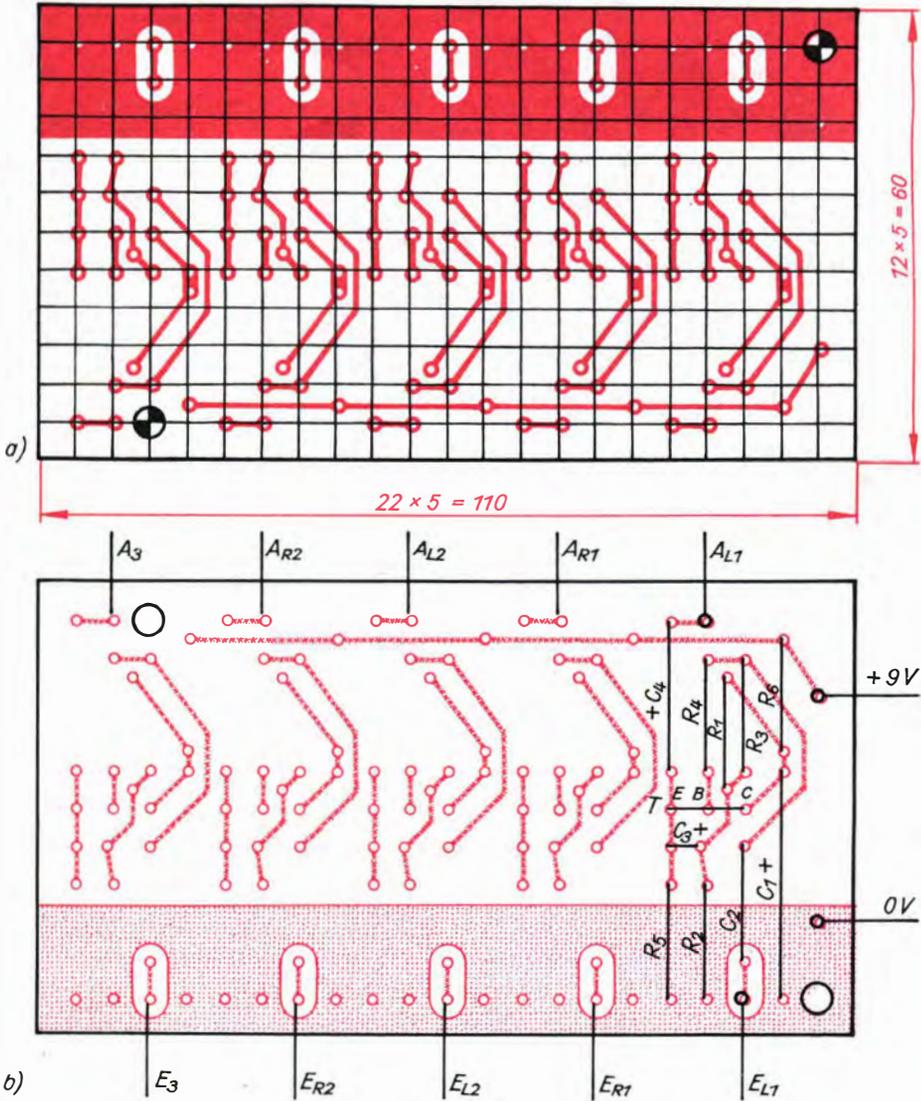


Bild 13.3. Leitungsführung (a) und Teilbestückungsplan (b) der Leiterplatte 2 für fünf Impedanzwandlerstufen nach Bild 13.2

liebige Abhören aller Kanäle mittels Kopfhörer möglich sein. Dazu ist ein *Abhörverstärker* notwendig, der mit einem Umschalter an die einzelnen Ausgänge der Impedanzwandler gelegt werden kann. Er muß eine Spannungsverstärkung von mindestens 200 aufweisen und sollte einen hochohmigen Eingang (etwa $100\text{ k}\Omega$) und einen niederohmigen Ausgang (etwa $200\ \Omega$) für den Kopfhöreranschluß haben. Vorbilder für unseren Schaltungsentwurf können der

Meßverstärker des universellen NF-Meßgerätes bzw. die speziell für unseren Fernhörer entwickelte Anpaßschaltung nach Bild 5.13 b in Verbindung mit dem Vorverstärker VV1 sein.

»Hören ohne Stören« muß sich aber nicht ausschließlich nur auf den gerade skizzierten Fall beziehen. Unsere unmittelbare Nachbarschaft nimmt es ganz sicherlich wohlthuend zur Kenntnis, wenn wir unser persönliches Musikbedürfnis nicht ständig

13. Für die Heimdisco unentbehrlich: das Stereomischpult

über 5 W und mehr befriedigen; mit zweimal 10 mW an einem Stereo-Kopfhörer erschließen wir ein ganz neues Hörerlebnis und den lieben Mitmenschen ihre wohlverdiente Ruhe. Da ein Verstärker für stereofonen Kopfhörerbetrieb mindestens sechs Transistoren erfordert, lohnt sich bereits der Einsatz integrierter Schaltkreise. Der Musterverstärker wurde mit der IS A 211 D (vgl. Bild 13.9), einem NF-Verstärker für 1 W Sprechleistung, aufgebaut. Wie bei der auf Seite 114 beschriebenen IS A 210 werden auch hier einige Transistoren als Konstantstromquellen (T_4 und T_5) und einige als Dioden (T_6 , T_7 , T_{10} , T_{11} , T_{12}) betrieben. Die Schaltung für einen Kanal sehen wir im Bild 13.10; neben Kopfhörerbetrieb ist natürlich auch wieder der Anschluß unserer Kom-

paktboxen oder anderer Lautsprecher mit einer Impedanz von $6\ \Omega$ und wenigstens 1 W Belastbarkeit möglich. In diesem Fall muß das Mischpult allerdings mit sechs Monozellen R 20, und zwar mit *Leak-Proof-Zellen* (engl.: leak proof: lecksicher), oder noch besser mit *Alkali-Mangan-Zellen* bestückt werden, da nur diese Ausführungen den notwendigen Strom von etwa 400 mA bei Vollaussteuerung liefern können. Auf diese Art und Weise wird unser Mischpult zum netzunabhängigen Stereoverstärker für zweimal 1 W Sprechleistung; für Kopfhörerbetrieb genügen zwei Flachbatterien zur Stromversorgung, und beim Anschluß des Mischpultes an unseren Verstärker II können die Batterien ganz entfallen.

Wir bauen den Stereoabhörverstärker auf

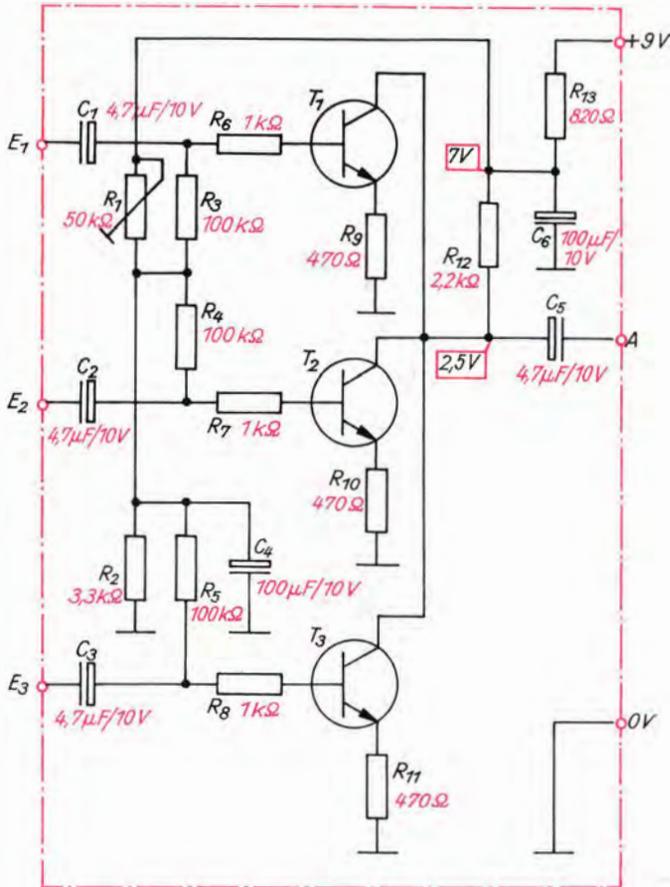


Bild 13.4. Stromlaufplan einer Mischstufe für drei Eingänge ($T_1 \dots T_3$: SC 237)

einer Leiterplatte nach Bild 13.12a auf; Bild 13.12b zeigt den Teilbestückungsplan für den rechten Kanal AVR. Die Anschlußfahne 1 des Schaltkreises ist durch einen Eindruck im Plastikgehäuse gekennzeichnet; die »Fahnen« 3, 4 und 5 sowie, genau gegenüberliegend, 10, 11 und 12 sind zu je einem 5,5 mm breiten Blechstreifen (zur Wärmeabführung vom Kristall) zusammengefaßt. Für diese Streifen muß die Leiterplatte entsprechende Schlitz erhalten. Dazu bohren wir genau wie für die Anschlüsse 1, 2, 6... 9, 13 und 14 auch die Löcher 3 und 5 sowie 10 und 12 und sägen zwischen diesen Bohrungen mit einer Laubsäge den erforderlichen Schlitz. Mit einem durchgefädeltten schmalen Streifen Schmirgelleinwand bearbeiten wir den Schlitz auf die notwendige Breite.

C_1 muß ein ungepolder Kondensator sein, z. B. ein Lackkondensator, wie wir ihn we-

gen seiner geringen Abmessungen auch schon im Stereovorverstärker (vgl. C_{14} im Bild 12.6) verwendet haben. Mit R_3 stellen wir beide Kanäle auf genau gleiche Verstärkung von beispielsweise 200 ein; bei $U_a = 10$ mV und vollständig geöffnetem Potentiometer P müssen (mit angeschlossenerm Lautsprecher) zwischen A_1 und Masse $U_a = 2$ V zu messen sein. Maximal läßt sich eine Verstärkung von etwa 300 einstellen; allerdings nimmt dann der Klirrfaktor beträchtliche Werte an.

Wollen wir für Lautsprecherbetrieb auch eine besondere Balanceeinstellung vorsehen (mit den Pegelstellern können wir den gleichen Effekt erzielen), ist eine Schaltungsänderung notwendig: Die auf Masse liegenden Enden der beiden Einsteller sind zu diesem Zweck nach außen zu führen und mit den Enden eines Potentiometers von

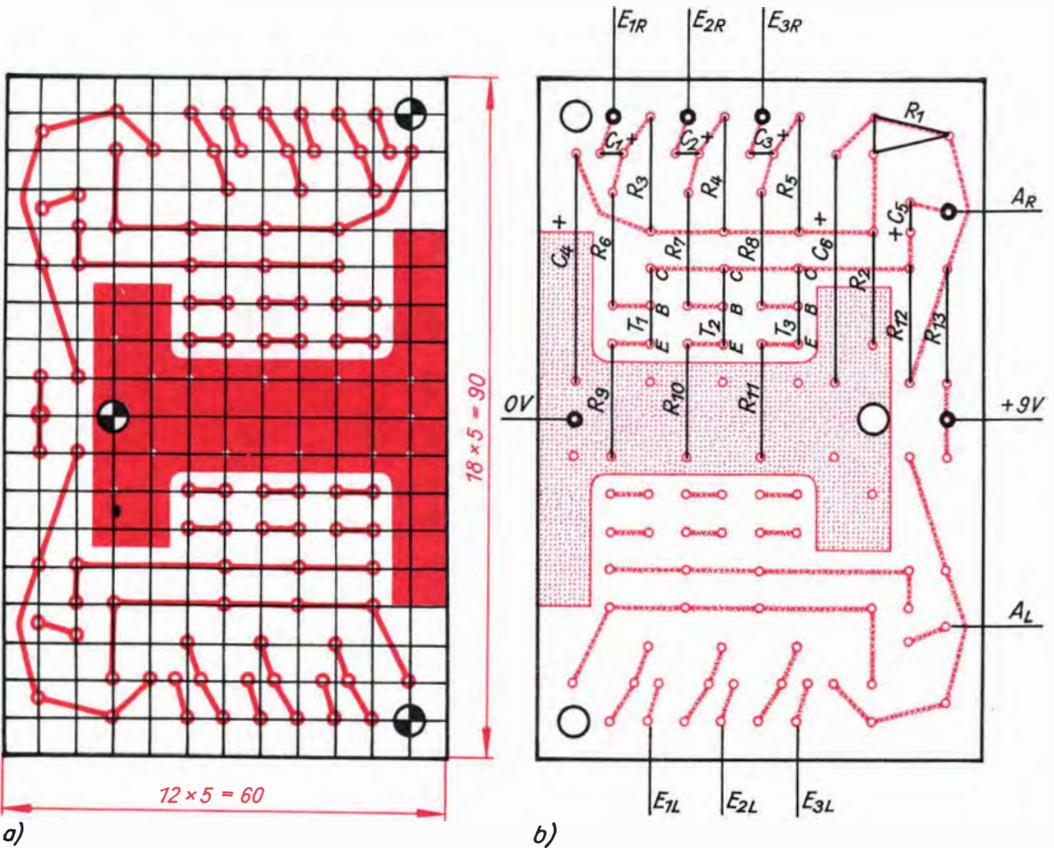


Bild 13.5. Leitungsführung (a) und Teilbestückungsplan (b) der Leiterplatte 3 für zwei Mischstufen nach Bild 13.4

250 Ω und mit linearer Kennlinie zu verbinden; der Abgriff kommt auf Masse. Zwischen Abgriff und beiden Enden schalten wir noch je einen Widerstand von 100 Ω . Bei Mittelstellung des Schleifers liegen dann jeweils 55,6 Ω in Reihe zu R_3 nach Masse, so daß auch jetzt noch mit $R_3 \approx 10 \Omega$ gleiche Verstärkungen eingestellt werden können.

Die fertig bestückte Leiterplatte des Stereo-Abhörverstärkers ist im Bild 13.11 zu sehen. Da der Ruhestrom eines Kanals zwischen 3 und 5 mA liegt, darf der Abhörverstärker ohne Ansteuerung insgesamt höchstens 10 mA aufnehmen.

Aus Bild 13.6 und der folgenden Tabelle ist ersichtlich, wie die Eingänge der beiden Kanäle AVR und AVL des Abhörverstärkers über den zweipoligen 9-Stellen-Umschalter S_6 mit den einzelnen Kanälen des Mischpultes verbunden werden:

Schaltstellung von S_6	AVL	AVR
1	frei	frei
2	L1	frei
3	frei	R1
4	L1	R1
5	L2	frei
6	frei	R2
7	L2	R2
8	3	3
9	ML	MR

In der vierten, siebenten und neunten Schaltstellung können wir stereofon hören; die neunte Stellung wählen wir grundsätzlich bei Lautsprecheranschluß. Es empfiehlt sich, alle im Bild 13.6 freien Anschlüsse von S_6 miteinander zu verbinden und auf Masse zu legen.

Wir bauen das Mischpult

Aus Bild 13.13 ist das Negativ für die *Deckplatte* unseres Mischpultes ersichtlich. Die jeweils oberhalb der drei Umschalter S_1 , S_2 und S_3 dargestellten drei Symbole entsprechen genau den an der Rückwand anzubringenden Eingangsdiodenbuchsen. Als Material eignet sich gut kupferkaschiertes Halbzeug, aber hier von 3 mm Dicke. Die zur Abschirmung notwendige Metallschicht muß nicht unbedingt die gesamte Platte bedecken; nebeneinanderliegende Streifen

mit einem dann quer dazu aufgelöteten blanken Schaltdraht erfüllen den gleichen Zweck. Vor dem Beschichten der Deckplatte mit Zeichenkarton und Fotopapier empfiehlt es sich, auf die Kupferschichtseite ringsherum mit Epoxidharz Aluminiumwinkelprofil von 15 mm Schenkellänge zu kleben. Die freien Profilschenkelflächen sollen bündig mit dem Deckplattenrand abschließen; hier werden später die Seitenwände angeschraubt (vgl. auch Bild 13.15). Die 3 mm breiten Schlitz für die fünf als Pegeleinsteller dienenden *Schiebewiderstände* mit logarithmischer Kennlinie (Bezeichnung: 47 k 2) arbeiten wir mit der Laubsäge ein.

Das Bohrschema der Rückwand ist im Bild 13.14 zu sehen. Rückwand, Vorderwand, Seitenwände und Bodenplatte fertigen wir ebenfalls aus dem Material der Deckplatte. Alle vier Gehäusewände sind gleich hoch, die Vorderwand ebensobreit wie die Rückwand, die Seitenwände nur 194 mm. Die Bodenplatte hat die gleichen Außenmaße wie die im Bild 13.13 dargestellte Deckplatte.

Das Einsetzen der Bedienelemente und Baugruppen sowie deren richtige Verdrahtung muß nun in einer bestimmten Reihenfolge und mit hoher Konzentration erfolgen, wobei wir *vorher* erstens die vollständige Schaltung nach Bild 13.6 noch einmal genau ansehen, zweitens uns aus dem Gehäusequerschnitt im Bild 13.15 die grundsätzliche Anordnung der Teile einprägen und drittens im Vergleich mit dem Aufbaufoto Bild 13.18 einen Lage- und Verdrahtungsplan anfertigen.

Weiter bedenken wir stets, daß für alle NF-führenden Leitungen, die länger als etwa 10 cm werden, abgeschirmtes NF-Kabel zu verwenden ist; das Abschirmgeflecht kommt jeweils nur an einem Ende auf Masse. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wurde im Bild 13.6 auf die Darstellung dieser Leitungsabschirmung verzichtet.

Vormontage der Rückwand

1. Anschrauben der elf Diodenbuchsen $Bu_1 \dots Bu_{11}$ und der zwei Lautsprecherbuchsen Bu_{12} und Bu_{13}
2. alle Diodenbuchsen (Anschluß 2 und Gehäuse) mit Masseleitung aus blankem Schaltdraht verbinden

3. Anlöten von 5 cm langen Schaltdrahtstücken mit verschiedenfarbigem Isolierschlauch an $Bu_1 \dots Bu_8$ (z. B. rot für rechten

Kanal; blau für linken; gewählte Farbkombination für gesamte Verdrahtung beibehalten), an $Bu_9 \dots Bu_{11}$ etwa 10 cm lang

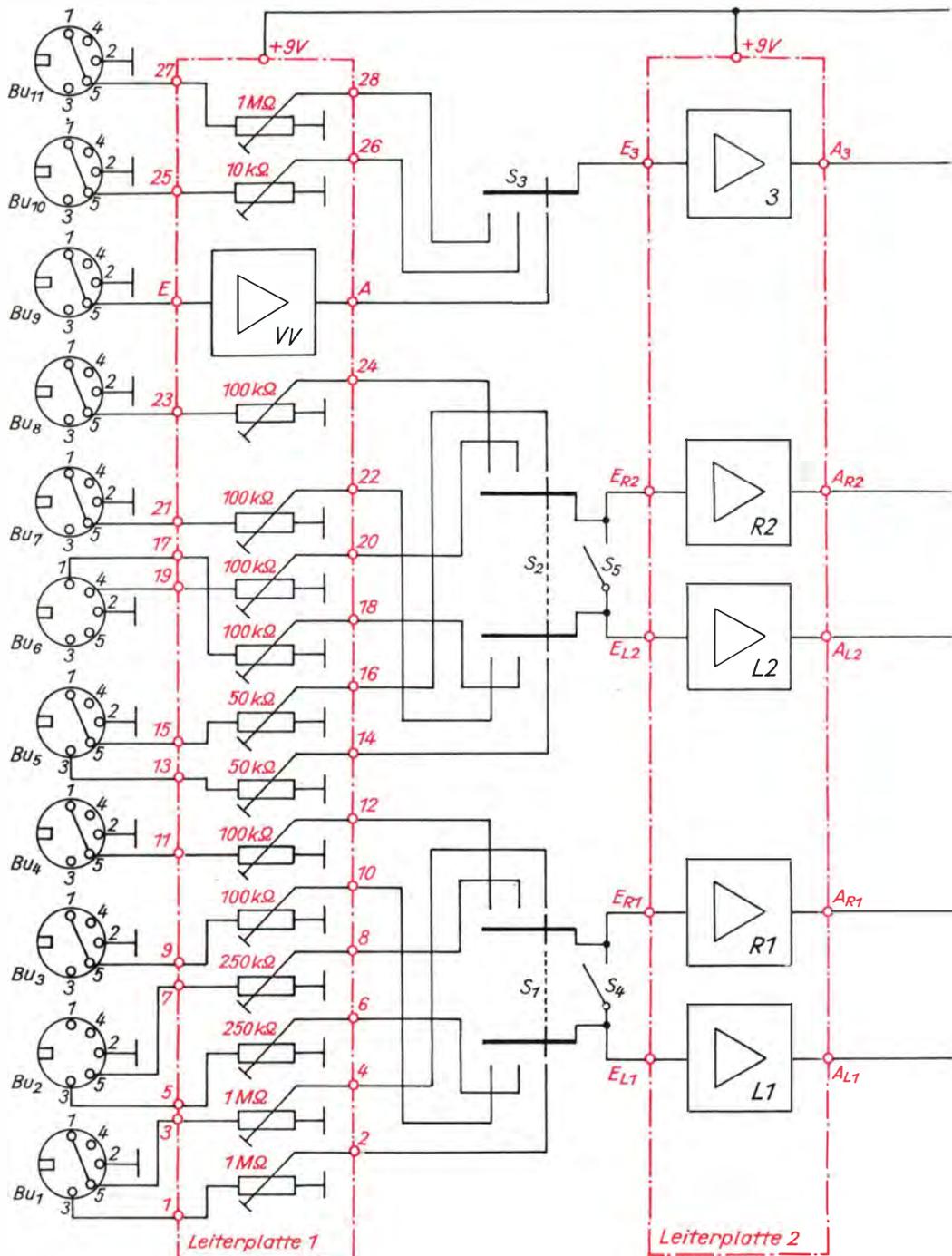
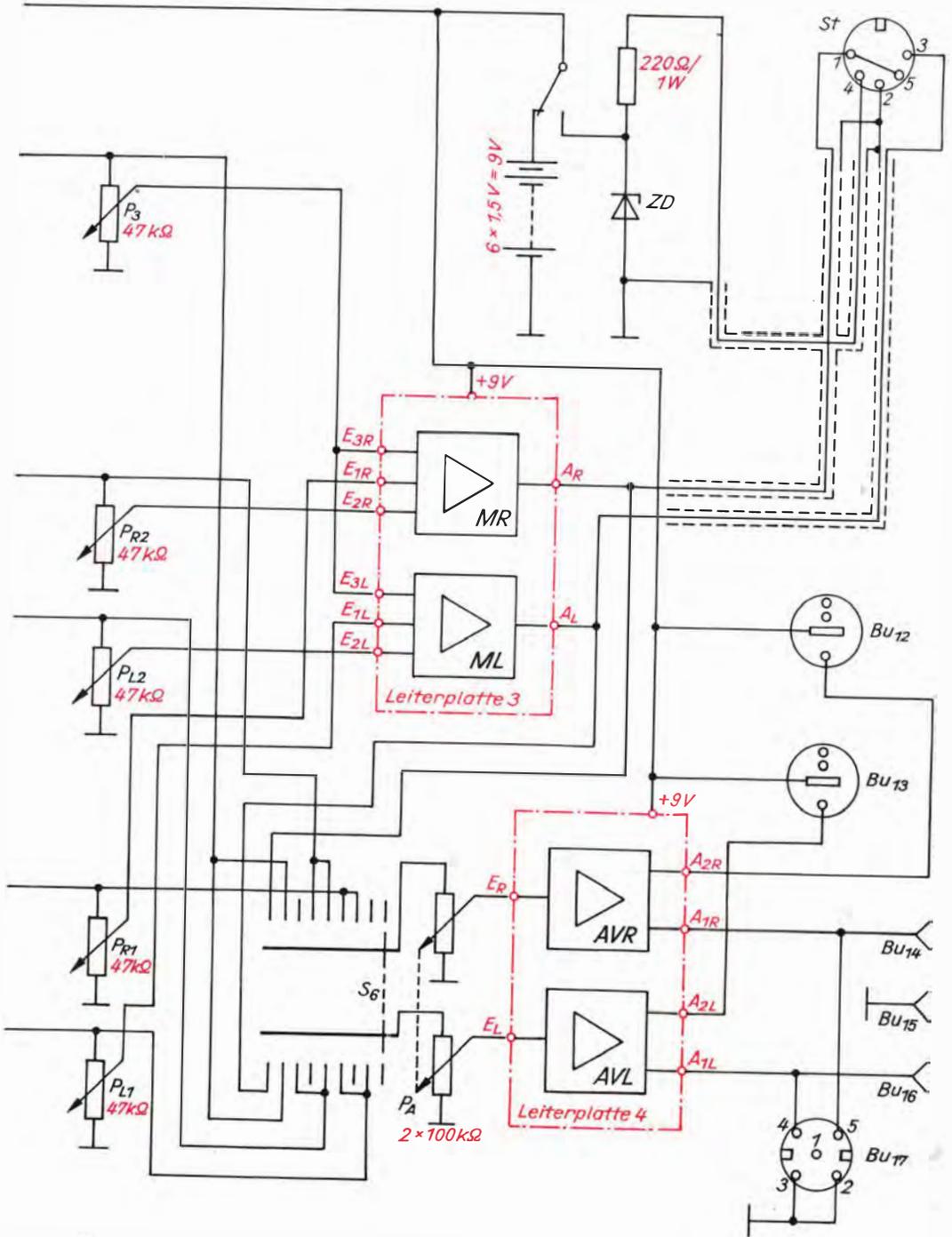


Bild 13.6. Vollständige Schaltung des Stereomischpultes (ZD : SZ 600/9,1)

13. Für die Heimdisco unentbehrlich: das Stereomischpult

4. Leiterplatte 1 mit 22 mm langen Abstandsstücken von etwa 6 mm Außen-
durchmesser und M3-Gewindebohrung

und je zwei Schrauben bei 1, 2 und 3 (Bild 13.14) befestigen; bei 1 mit dem Abstands-
stück auch gleichzeitig BU₁₁ festschrauben.



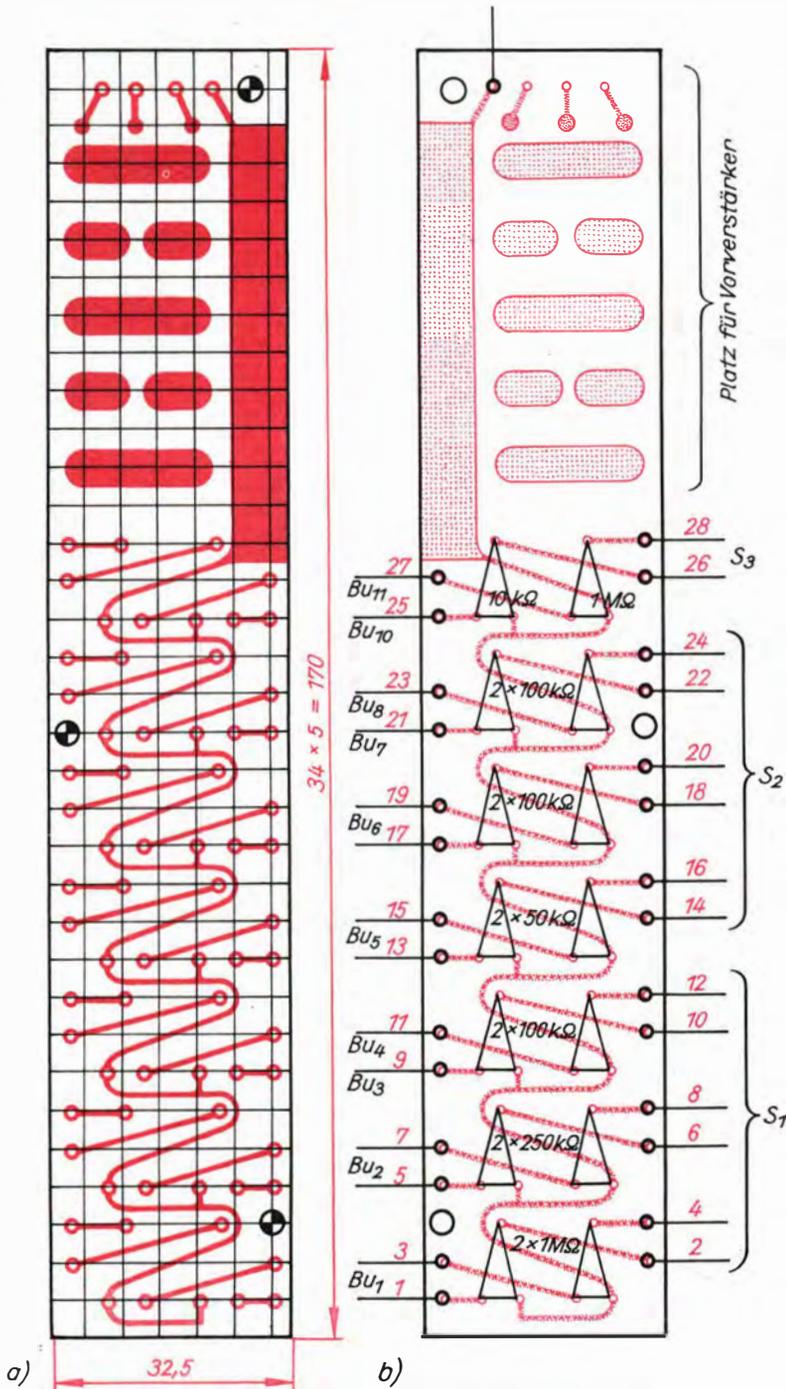


Bild 13.7. Leitungsführung (a) und Bestückungsplan (b) der Leiterplatte 1 für die Pegelvoreinsteller und einen Mikrofonvorverstärker

13. Für die Heimdisco unentbehrlich: das Stereomischpult

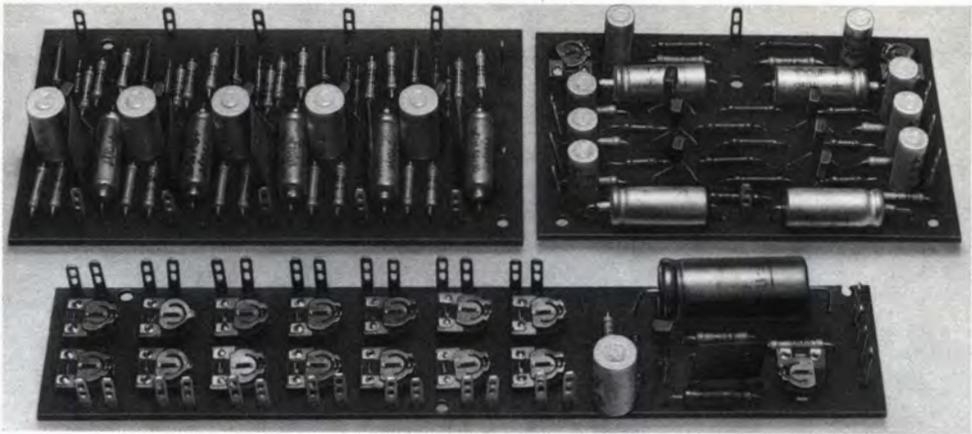


Bild 13.8. Leiterplatte 1 mit Pegelvoreinstellern und Mikrofonvorverstärker (vorn), Leiterplatte 2 mit fünf Impedanzwandlern (hinten links) und Leiterplatte 3 mit zwei Mischstufen (hinten rechts) für unser Stereomischpult

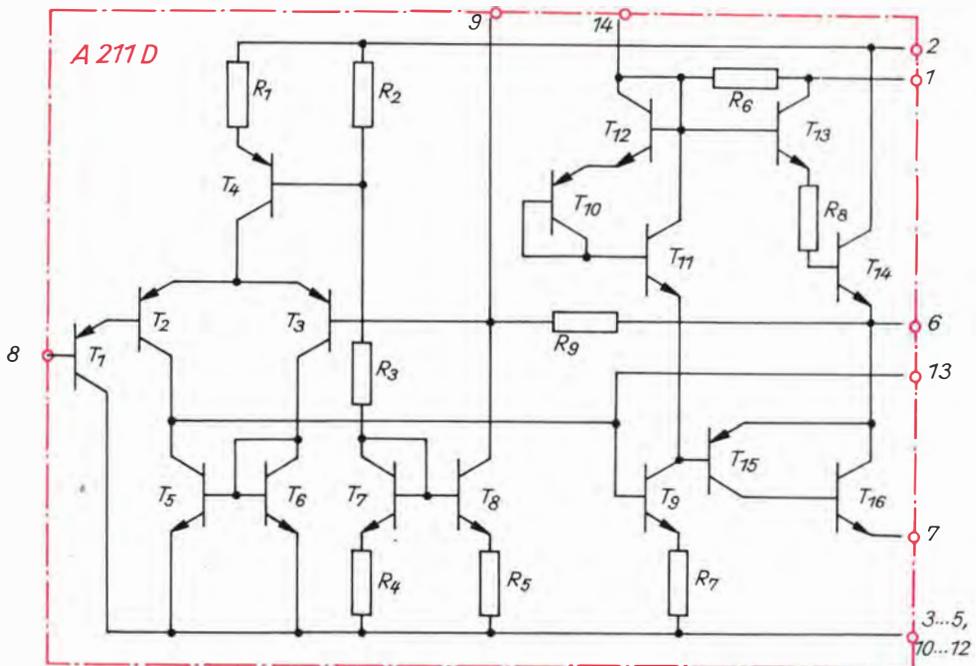


Bild 13.9. Innenschaltung des integrierten 1-W-NF-Verstärkers A 211 D

5. Kürzen der Schaltdrähte und Verlöten mit den ungeradzahigen Anschlüssen sowie den ungeradzahigen Anschlüssen sowie den ungeradzahigen Anschlüssen sowie den ungeradzahigen Anschlüssen an »0V«; Bu₁₂ und Bu₁₃ mit Anschluß »+ 9 V« verbinden.

6. Anpassen des Alu-Winkelprofils der Deckplatte an die Rückwand (Befestigen bei Bu₃, Bu₇ und Bu₁₃), Bohren der M3-Gewindelöcher 4, 5, 6 und 7 in Winkelprofil zum späteren Anschrauben der Rückwand.

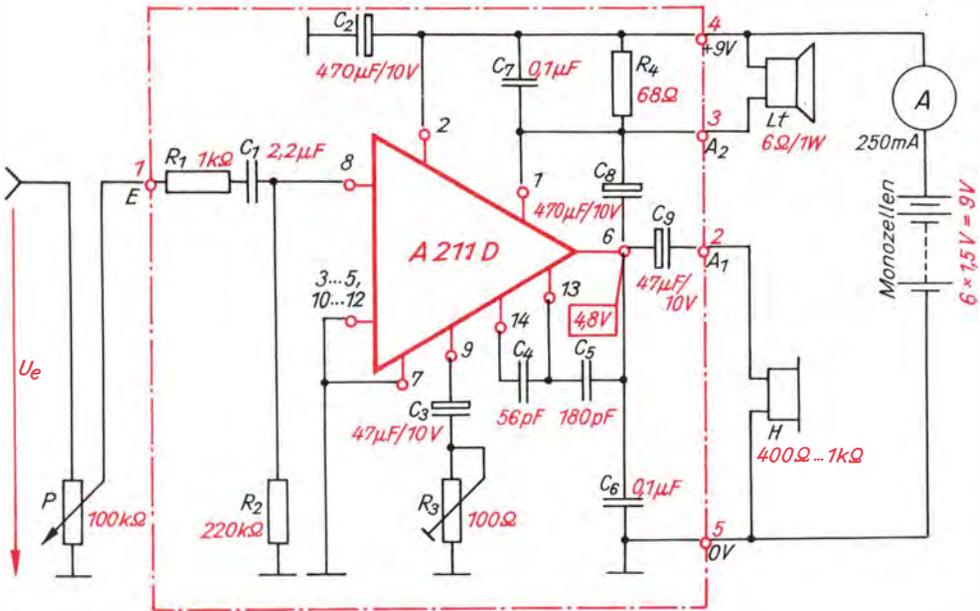


Bild 13.10. Stromlaufplan des Abhörverstärkers für Kopfhörer- und Lautsprecherbetrieb

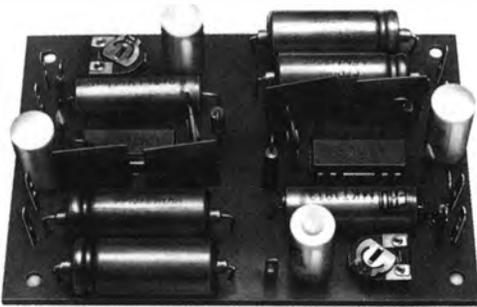


Bild 13.11. So sieht die Leiterplatte 4 mit dem Stereoabhörverstärker aus

Bestückungs- und Verdrahtungstechnologie für die Deckplatte

7. Anschrauben der fünf Schiebewiderstände 47 k Ω mit je zwei Schrauben und Muttern M3, wobei zwischen Widerstandsbahn und Deckplatte 5 mm Zwischenraum verbleiben sollen (zwei Muttern M3 ergeben etwa diesen Abstand), und zwar P_{L1} bei A₁ und A₂, P_{R1} bei A₃ und A₄, P_{L2} bei A₅ und A₆, P_{R2} bei A₇ und A₈ sowie P₃ bei A₉ und A₁₀.
 8. Wellen der Gehäuse-Umschalter S₁, S₂, S₃, S₆ sowie von P_A auf richtige Länge absägen

9. Einsetzen des logarithmischen Tandempotentiometers P_A von 2 x 100 k Ω , dreier Telefonbuchsen Bu₁₄, Bu₁₅ und Bu₁₆ sowie einer *Europabuchse* (spezielle, international genormte, fünfpolige Buchse für Stereo-Kopfhörer) Bu₁₇; Bu₁₄ und Bu₁₆ dürfen keinen Kontakt mit der Kupferschicht der Deckplatte bekommen (Schicht entfernen oder Isolierringe unter Mutter)

10. Anschlüsse a der Schiebewiderstände, Anschlüsse 2, 3 und Gehäuse von Bu₁₇ sowie Bu₁₅ und P_A (zweimal Gehäuse und zweimal Anschlüsse a) mit blankem Schaltdraht als Masseleitung verbinden

11. Anschluß 4 von Bu₁₇ mit Bu₁₆ und Anschluß 5 mit Bu₁₄ mittels Schaltdraht verbinden; je 10 cm Schaltdraht an Bu₁₄ und Bu₁₆ für A_{1R} und A_{1L} der Leiterplatte 4

12. 5 cm Schaltdraht an b von P_A oben für E_L, 10 cm NF-Kabel an b von P_A unten für E_R der Leiterplatte 4; je 10 cm NF-Kabel an Anschlüsse c von P_A für S₆, Abschirmungen an Masse P_A

13. je 8 cm Schaltdraht (zweifarb!) an c von P_{L1}, P_{R1}, P_{L2} und P_{R2}, 13 cm NF-Kabel an c von P₃ (Geflecht vorläufig frei); alle fünf Leitungen in Raum zwischen P_{R1} und P_{L2} führen

13. Für die Heimdisco unentbehrlich: das Stereomischpult

14. von den Anschlüssen unter 13. je ein NF-Kabel zu S_6 ; Abschirmgeflecht vorläufig frei

15. je 12 cm NF-Kabel an b der Schiebewiderstände, an b von P_3 zusätzlich 5 cm Schaltdraht; Abschirmgeflecht aller, auch der unter 13. und 14. verlegten NF-Kabel mit Schaltdraht verlöten und mit Masse von P_A verbinden

16. Leiterplatte 3 mit zwei 15 mm langen Abstandsstücken bei A_5 und A_6 (M3-Muttern entfernen) und einem 22 mm langen bei A_{11} an Deckplatte anschrauben; sechs

Eingangsleitungen (15.) sowie Masseleitung anlöten

17. Leiterplatte 2 bei A_{12} und A_{13} mit 22 mm langen Abstandsstücken anschrauben, fünf Ausgangsleitungen (13.) sowie Masseleitung anlöten

18. Leiterplatte 4 analog Leiterplatte 2 bei A_{14} und A_{15} anschrauben, unter ihre Leiterseite jedoch ein Stück Pappe zur elektrischen Isolation vom Gehäuse P_A legen, zwei Eingangsleitungen (12.), zwei Ausgangsleitungen zu Bu_{14} und Bu_{16} (11.) sowie Masseleitung anlöten

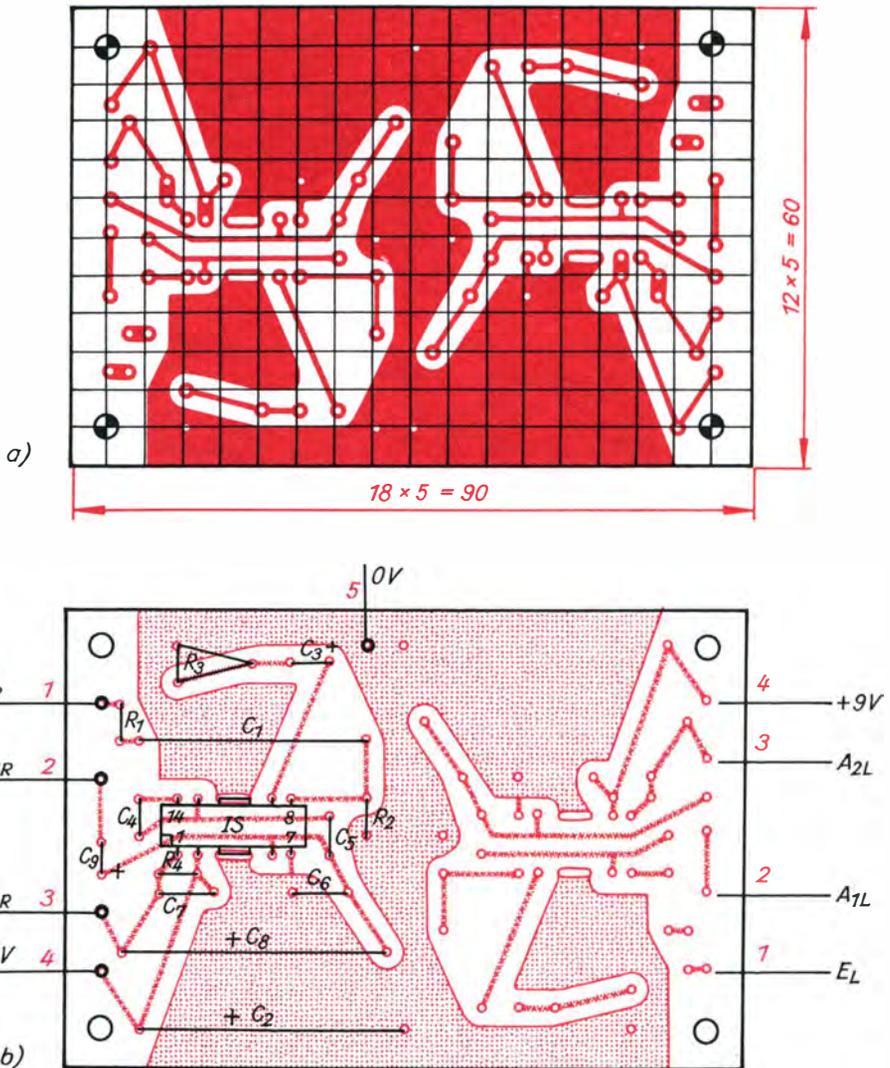
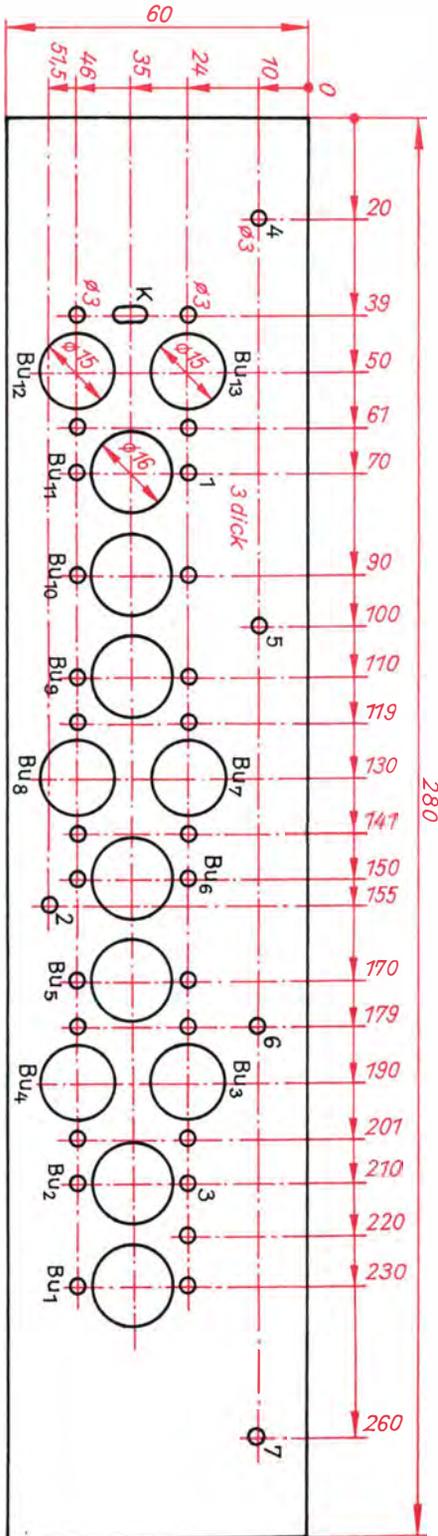


Bild 13.12. Leitungsführung (a) und Teilbestückungsplan (b) für die Leiterplatte 4 des Stereo-Abhörverstärkers nach Bild 13.10

13. Für die Heimdisco unentbehrlich: das Stereomischpult



19. S_6 nach Bild 13.6 (alle freien Anschlüsse miteinander verbinden) vor dem Einbauen verdrahten, Welle durch Deckplattenbohrung stecken (aber noch nicht anschrauben), fünf NF-Kabel (14.) an S_6 und Masseleitung anlöten

20. je ein NF-Kabel von A_R und A_L der Leiterplatte 3 zu S_6 sowie zwei NF-Kabel von Anschluß c P_A (12.) zu S_6 ; S_6 anschrauben

21. zwei Kippschalter S_4 und S_5 mit Deckplatte verschrauben, je zweimal 5 cm Schaltdraht anlöten

22. an S_1 und S_2 je sechsmal 6 cm Schaltdraht (zweifärbig) anlöten, beide Schalter an Deckplatte schrauben, die beiden Leitungen von S_4 bzw. S_5 (21.) anlöten und an die gleichen Stellen je ein NF-Kabel zu E_{1L} , E_{1R} , E_{2L} und E_{2R} der Leiterplatte 2, Abschirmgeflecht vorläufig frei

23. an S_3 dreimal 6 cm Schaltdraht, einschrauben, NF-Kabel zu E_3 der Leiterplatte 2, Abschirmgeflecht gemeinsam mit dem der unter 22. verlegten NF-Kabel verbinden und auf Masse an S_6 legen.

Verbindung von Rückwand und Deckplatte

24. Rückwand an Deckplatte schrauben
25. neun Leitungen von S_1 , S_2 und S_3 an Lötösen mit geradzahigen Nummern sowie an »A« der Leiterplatte 1 nach entsprechender Kürzung anlöten

26. Masseverbindung zwischen S_6 und Anschluß »0 V« der Leiterplatte 1 sowie der Kupferschicht der Deckplatte

27. je einen Schaltdraht von A_{2R} der Leiterplatte 4 zu Bu_{12} und von A_{2L} zu Bu_{13}

28. Einbau des Kippumschalters S_7 und Verlegen der Plusleitung zu allen vier Leiterplatten (Leiterplatte 4 zwei Anschlüsse)

29. Funktionsprobe 1: Anlegen einer Gleichspannung von 9 V über Strommesser und Schutzwiderstand 100Ω , Einschaltstrom 60 mA, Dauerstrom kleiner 20 mA (Mustergerät: 14 mA); Schutzwiderstand entfernen
30. Funktionsprobe 2: Mit fünfpoligem Diodenstecker (kurze Anschlußdrähte an 1, 2, 3 und 5), Tongenerator oder Diodenempfänger und Kopfhörer alle Kanäle und Bedienelemente auf richtige Funktion überprüfen, zum Schluß alles mit den beiden Lautsprecherboxen wiederholen.

Bild 13.14. Die Rückwand für das Mischpult

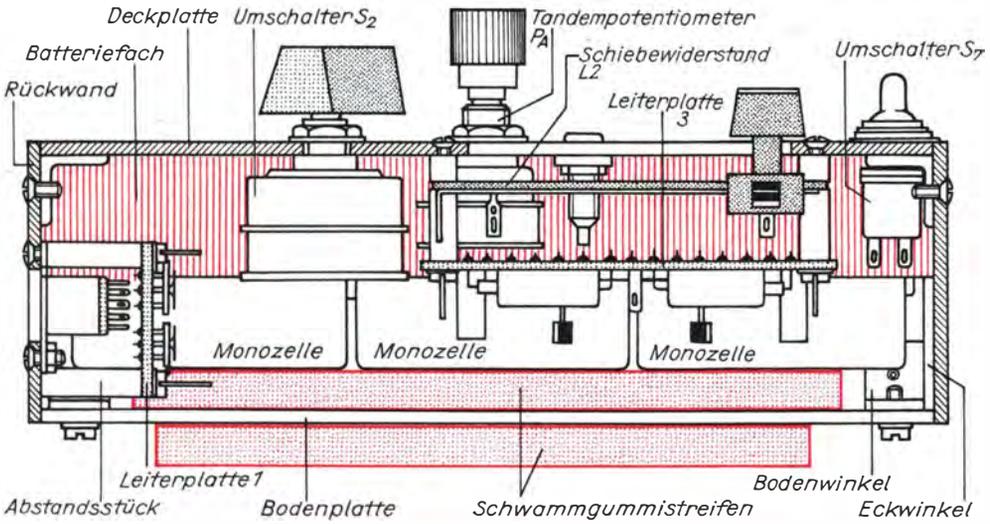


Bild 13.15. Grundsätzliche Anordnung der Teile im Mischpult

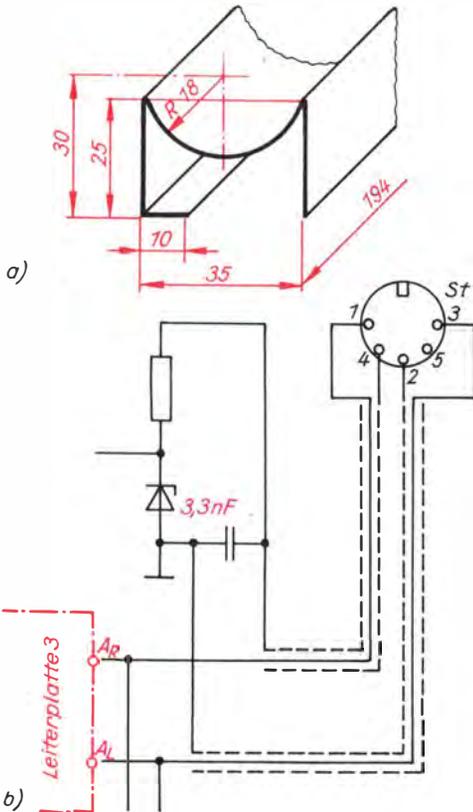


Bild 13.17. So biegen wir aus Dosenblech zwei Batteriefächer (a), und so kann die Betriebsspannung über die Abschirmung des Anschlußkabels von der Verstärkeranlage zum Mischpult geführt werden (b)

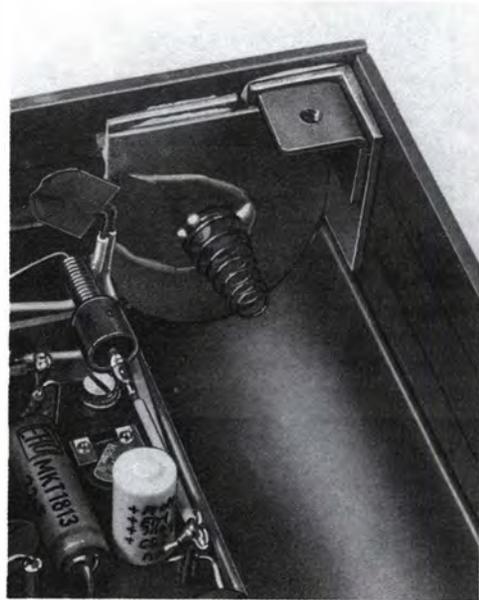


Bild 13.16. Die Einzelheiten Batteriefach und Seitenwandverbindung

Endmontage und Stromversorgung

31. Anschrauben der Seitenwände und der Vorderwand an Winkelprofile der Deckplatte (gemeinsames Vorbohren der Löcher, Gewindeschneiden in Profile, Aufbohren der Wände, Anschrauben)
32. Ankleben von je zwei Eckwinkeln mit EP

13. Für die Heimdisco unentbehrlich: das Stereomischpult

11 an Vorderwand und Rückwand (kein Verkleben mit den Seitenwänden!)

33. Einbau der Batteriefächer aus gebogenem Konservendosenblech (Rohling 110 mm x 194 mm) oder Holzleisten

34. Kleben der Batteriekontakte (für Minuspole jeweils mit Feder) auf geklebte Isolierpappe (vgl. Bild 13.16)

35. Anschrauben der Seitenwände mit je einem Bodenwinkel an die Eckwinkel (Eck-

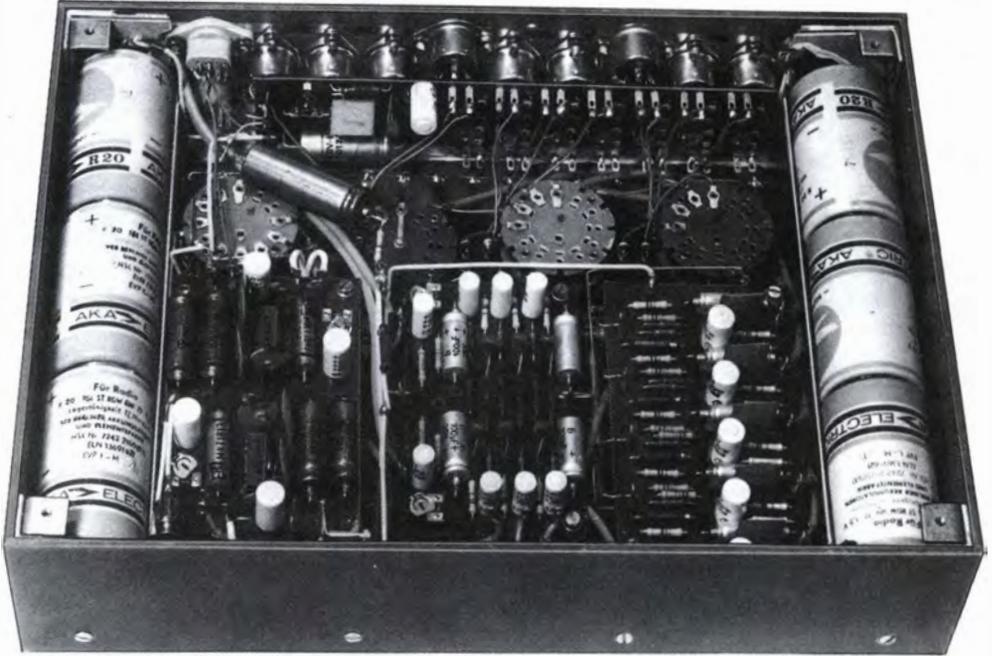


Bild 13.18. Blick in das »Innenleben« des Mischpultes



Bild 13.19. Die rückseitigen Eingänge und Ausgänge des Mischpultes

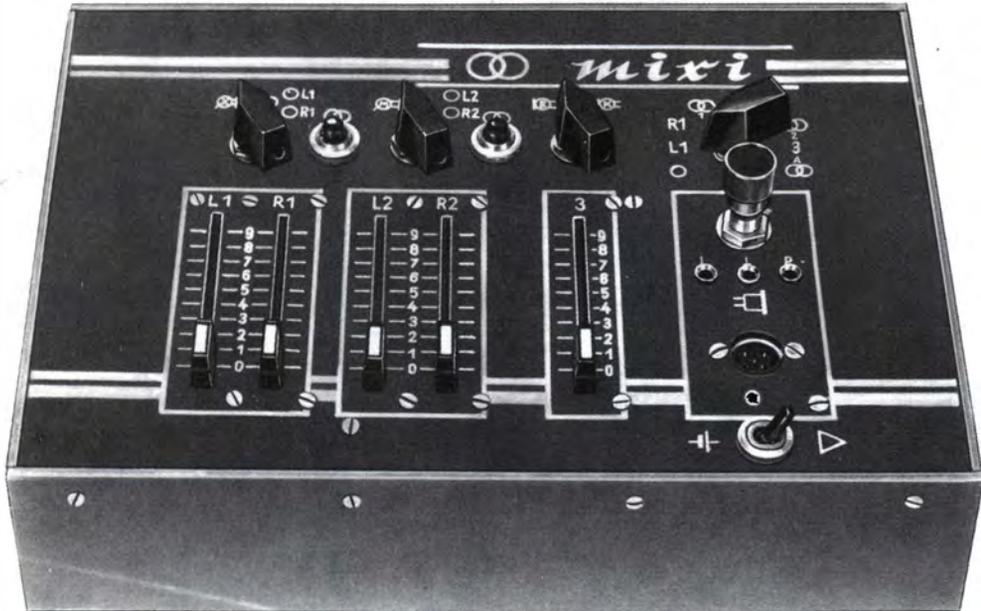


Bild 13.20. Ansicht unseres Stereomischpultes

winkel und Seitenwand durchbohrt, Bodewinkel mit Gewinde)

36. Einlöten einer Schaltahtverbindung zwischen Minuspolkontakt und Pluspolkontakt der beiden Batteriesätze an der Rückwand, an der Vorderwand vom Pluspolkontakt zum Umschalter S_7 , vom Minuspolkontakt zum Masseanschluß der Leiterplatte 4; Einsetzen der Batterien

37. Funktionsprobe 3: Analog der zweiten Funktionsprobe, jetzt mit eigener Stromversorgung

38. Anlöten der Z-Diode und des 1-W-Widerstandes von 220Ω direkt an S_7

39. Durchfädeln des abgeschirmten Kabels mit Diodenstecker St (vgl. Bild 13.6) durch das Langloch K in der Rückwand (vgl. Bild 13.14) und verlöten. Wird dieses Kabel nicht länger als 2 m, darf ausnahmsweise die Betriebsspannung über die Abschirmung zugeführt werden, und dann reicht zweiadriges NF-Kabel; Verdrahtung nach Bild 13.17b

40. Funktionsprobe 4: Analog der dritten Funktionsprobe, jetzt mit angeschlossener Verstärkeranlage II

41. Einstellen der Pegelvoreinsteller derart, daß alle angeschlossenen NF-Quellen etwa die gleiche Lautstärke erzeugen. Die beiden Kanäle von Stereoeingängen anschlie-

ßend mit Tongenerator und NF-Meßgerät an den Ausgängen der Mischstufen genau gleich einstellen

42. Anschrauben der Bodenplatte an die vier Bodenwinkel; zwei innen mit »Epsol-Kontakt« angeklebte Schwammgummistreifen drücken die Batterien leicht in die Halterung, zwei außen angeklebte eignen sich gut als Füße.

Die Bilder 13.18 bis 13.20 zeigen verschiedene Ansichten unseres Stereomischpultes, denen wir sicherlich noch einige Anregungen zur endgültigen Gestaltung entnehmen können.

Ein Stereokopfhörer aus unseren Fernhörern

Wenn aus den beiden Kapseln nicht bereits ein Kopfhörer in historischer Bauart entstanden ist – jetzt wird es Zeit! Aber natürlich muß er nun auch stereofone Wiedergabe ermöglichen. Neben unseren beiden Fernhörern brauchen wir noch zwei 29 cm lange Fahrradspeichen, ein Stück leicht federndes Blech von 30 mm Breite und 400 mm Länge, 3...4 mm dickes Hartpapier, etwa 10 m dünne Litze (wie wir sie bereits im Tonarm unseres Plattenspielers ver-

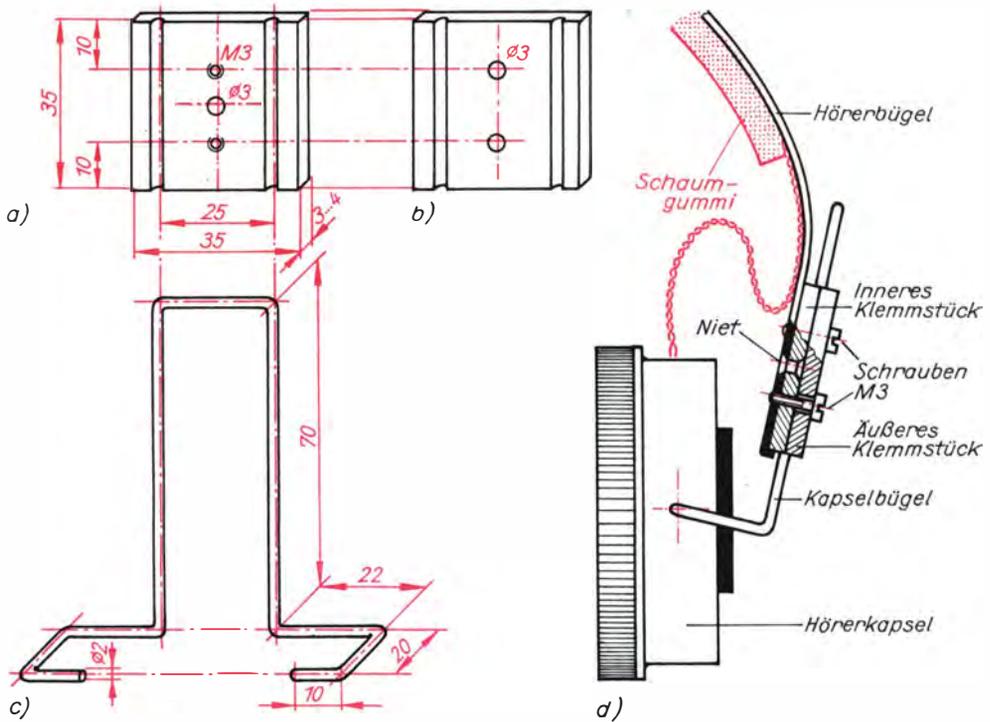


Bild 13.21. Die Halterung der Hörerkapseln: a) inneres Klemmstück, b) äußeres Klemmstück, c) Kapselbügel, d) Montagebild der Kapselhalterung

wendet haben), 2 m Isolierschlauch, in den gleichzeitig vier dieser Litzen passen, sowie zwei Nieten, vier Schrauben M3, etwas 10 ... 15 mm dicken Schwammgummi, schwarzes Lenkerband und einen zur Buchse Bu₁₇ des Mischpultes passenden *Europastecker*; im Notfall ersetzen wir ihn durch drei Bananenstecker.

Aus dem Hartpapier stellen wir nach Bild 13.21a und b zweimal zwei Klemmstücken her, die paarweise und mit zwischengelegtem Zeichenkarton miteinander verschraubt werden und dann gemeinsam für die Führung des Kapselbügels entlang der Zeichenkartonebene zweimal zu durchbohren sind. Wir bohren mit geringem Vorschub und nehmen je 5 mm Tiefe den Bohrer ganz zurück, damit er sich nicht festklemmt und dann abbricht und auch nicht zu weit »verläuft«.

Bild 13.21c zeigt das Biegeschema für die Kapselbügel aus den Speichen. Alle Winkel sind Rechte, und das 70 mm lange Mittelstück muß gut in die Führungsbohrungen

eines Klemmstückpaares passen. Die Hörerkapseln erhalten drei (rechte Kapsel) bzw. vier (linke) jeweils um 90° versetzte Randbohrungen: zwei gegenüberliegende zum Einstecken der 10 mm langen Enden der Kapselbügel, die anderen für die Zuleitung. Aus Bild 13.21d ist ersichtlich, wie die Teile zu verbinden sind: Kapselbügel in Kapseln stecken, innere Klemmstücke an die Enden des federnden Hörerbügels nieten und Gewinde durchschneiden, Kapselbügel mit äußerem Klemmstück und zwei Schrauben M3 nur so festklemmen, daß er sich noch gut verschieben läßt. Dann biegen wir den Hörerbügel entsprechend unserer Kopfform, und zwar so, daß die Kapseln leicht an die Ohren gedrückt werden.

Beim nun folgenden Anschluß der beiden Spulen gibt es einiges zu beachten. Die beiden Magnete haben wir bereits beim Aufbau der beiden Hörerkapseln in gleicher Polarität an die Spulenkerns gelehrt, jetzt versehen wir noch die gleichartigen Spulenanschlüsse (entweder Anfang oder

Ende) mit einer Markierung; im Bild 13.22 sind diese Anschlüsse jeweils mit einem Punkt gekennzeichnet.

Im Gegensatz zu Bu₁₇ im Mischpult werden die Stifte 2 und 3 des Europasteckers *nicht* miteinander verbunden. Das hat folgenden Grund: Dieser Stecker kann ähnlich einem Lautsprecherstecker in zwei sich um 180° unterscheidenden Stellungen in die zugehörige Buchse gesteckt werden. Einmal ist dann der gleichzeitige Betrieb des Kopfhörers und der Lautsprecher möglich, und das andere Mal können die Lautsprecher abgeschaltet werden – vorausgesetzt, die Europabuchse ist mit dem dazu erforderlichen mehrpoligen Schalter ausgestattet. Aber ungeachtet dessen muß die Information des linken Kanals in beiden Stellungen stets auf die linke Kapsel und die des rechten auf die rechte Kapsel gelangen! Dazu sind für jede Kapsel zwei getrennte

Leitungen erforderlich, mit denen wir entsprechend dem Stromlaufplan nach Bild 13.22 die beiden Hörekapseln und den Europastecker verbinden. Wir löten zunächst zwei Litzendrähte an die Spule der rechten Kapsel, führen sie entlang des Hörerbügels oben in die linke Kapsel und unten, gemeinsam mit den beiden Litzen der linken Spule, wieder heraus. Alle vier Enden werden abisoliert, verzinkt und mindestens 2 m Schaltdraht angelötet, mit dessen Hilfe wir die vier Litzendrähte gemeinsam durch den hoffentlich nicht zu engen Isolierschlauch ziehen. Danach sind die vier Enden zu identifizieren, und zwar mit Durchgangs- oder Spannungsmessungen. Im Zweifelsfall löten wir die Spulen noch einmal einpolig ab. Ist der Stecker angeschlossen, überprüfen wir unseren Stereohörer mit Plattenspieler und Mischpult auf seine Funktionstüchtigkeit. Umschalter S₆ erlaubt in Stellung L1

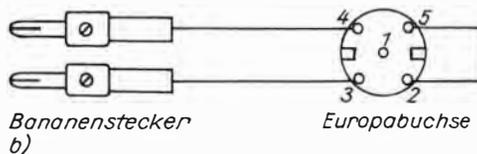
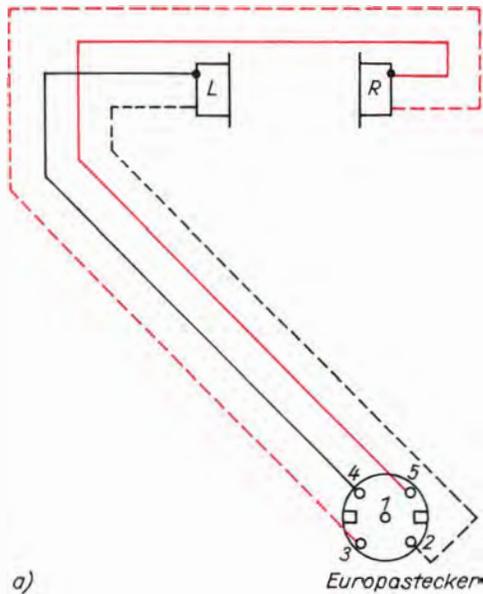


Bild 13.22. Stromlaufplan des Stereokopfhörers (a) und Monoadapters (b)

13. Für die Heimdisco unentbehrlich: das Stereomischpult



Bild 13.23. Unser Stereokopfhörer

den alleinigen Betrieb der linken Kapsel, in Stellung R1 den der rechten und in der nächsten den stereofonen Hörbetrieb. Durch Betätigen des Kippschalters S_4 überzeugen wir uns auch vom gravierenden Unterschied zwischen Mono- und Stereowiedergabe.

Sollte der Hörerbügel unangenehm drücken, kleiden wir ihn mit dem erwähnten Schaumgummistreifen aus. Bügel und Schaumgummi werden abschließend sauber mit dem Lenkerband umwickelt (auf der Schaumgummiseite ohne Zug!), und damit ist unser Stereo-Hörer fertig; Bild 13.23 zeigt seine Ansicht. Damit er aber auch noch für »normale« Zwecke – sprich althergebrachte Mono-Wiedergabe – geeignet ist, bauen wir gleich noch einen *Mono-Adapter* nach Bild 13.22 b aus Europa-

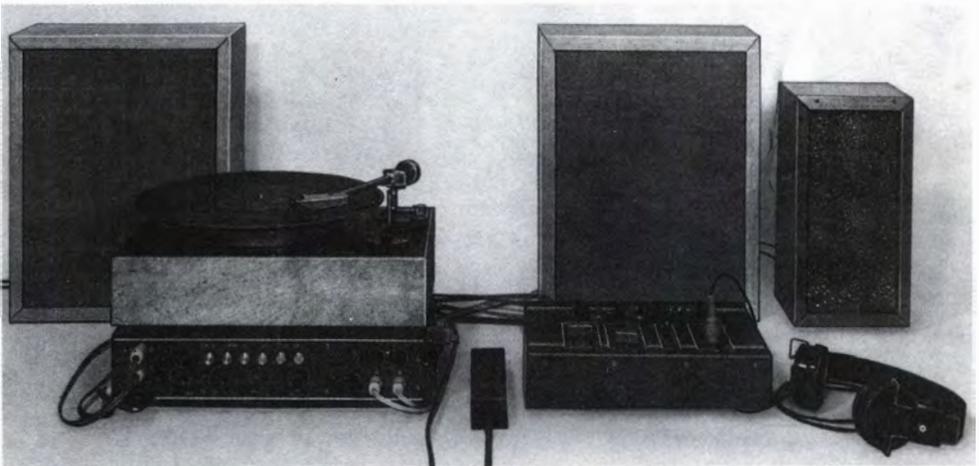


Bild 13.24. Ansicht unserer Tonanlage IIa mit Lichteffektanlage

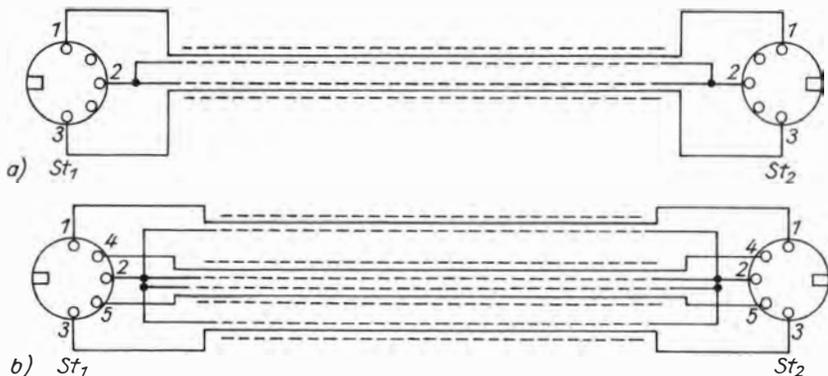


Bild 13.25. Aufbau von Diodenkabeln: a) Monodiodenkabel, b) Stereodiodenkabel

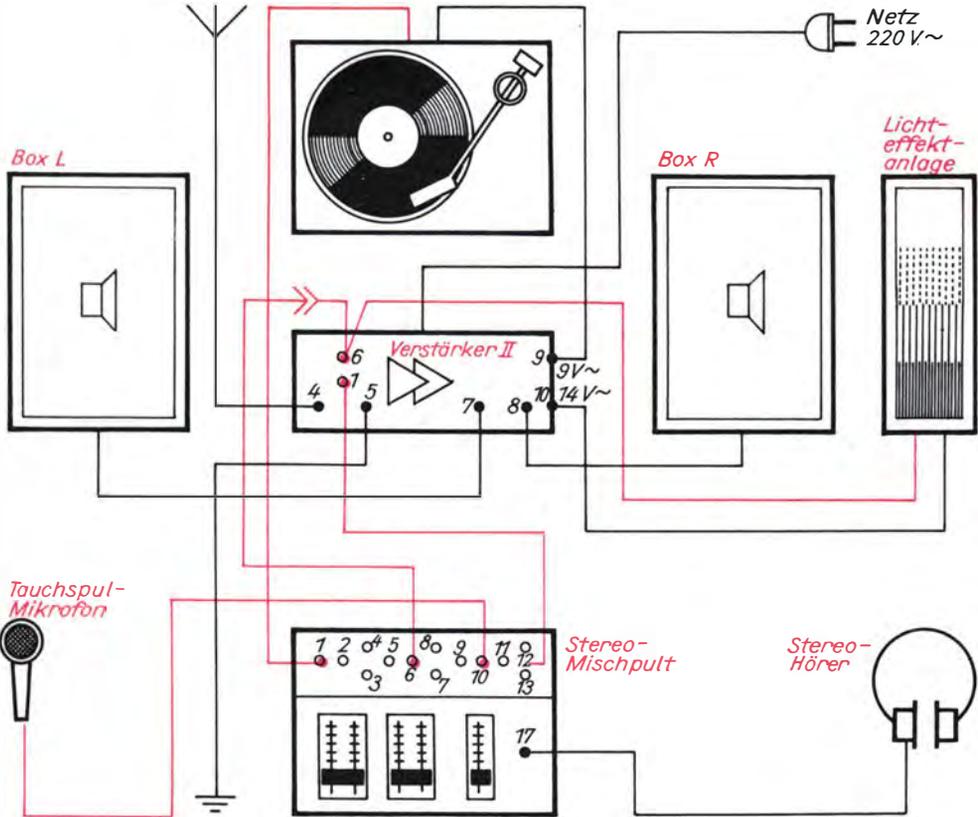


Bild 13.26. Die Schaltung der Tonanlage IIa für Netzbetrieb

buchse und zwei Bananensteckern. Mit ihm werden die Spulen der beiden Hörerkapseln in Reihe geschaltet, so daß der Eingangswiderstand größer wird; in dieser Art brauchen wir den Kopfhörer schon im Kapitel 14.

Tonanlagen II: Netzbetrieb und Gartenvariante

Unser Mischpult gestattet uns nun, entsprechend Bild 13.26 die erste *stereofone Tonanlage II a* zu schalten. Am Mischpult sind der Plattenspieler mit Kristallsystem (Bu_1), der im Verstärker II eingebaute Diodenempfänger über ein *Mono-Diodenkabel* (vgl. Bild 13.25 a, Bu_6) sowie das Tauchspulmikrofon (Bu_{10}) angeschlossen. Damit auch das Rundfunkprogramm auf beide Kanäle gegeben werden kann, ist S_5 auf »Mono« zu schalten. Unser Mischprodukt

gelangt auf die Verstärkeranlage II (Bu_1), an der die beiden Lautsprecherboxen (Bu_7 , Bu_8), Antenne (Bu_4) und Erdleitung (Bu_5) angeschlossen sind. Von hier erfolgt auch die Stromversorgung des Plattenspielers (Bu_9) und – das ist ein gedanklicher Vorgriff – unsere *Lichteffektanlage* (Bu_{10}). Für die gesamte Tonanlage II a ist ein einziger Netzanschluß vorhanden, nämlich der des Verstärkers II.

Mit dem obenerwähnten Diodenkabel können wir auch den Diodenempfänger allein, also ohne die Lichteffektanlage, mit dem Mischpult (Bu_6) bzw. direkt mit dem Verstärker II (Ausgang Bu_6 , Eingang Bu_1) verbinden; damit wird auch das Anschlußkabel entsprechend Bild 12.14a überflüssig. Verwenden wir anstelle des Diodenempfängers einen handelsüblichen Kofferempfänger, wird auch dieser über das Monodiodenkabel mit dem Mischpult verbunden, für den Anschluß eines Stereo-Rundfunk-

13. Für die Heimdisco unentbehrlich: das Stereomischpult

gerätes – oder auch eines Stereotonbandgerätes – ist ein *Stereodiodenkabel* nach Bild 13.25 b erforderlich; S_5 wird dann natürlich auf »Stereo« geschaltet.

Damit wir beim Mischen und Überblenden von Schallplatte und Rundfunk nicht gleichzeitig vier Elemente bedienen müs-

sen, empfiehlt es sich, jeweils für die Schiebewiderstände L1 und R1 sowie L2 und R2 aus Konservendosenblech passende Kappen zu kleben oder zu löten, wie wir das im Bild 13.24 auch sehen. So können wir sogar mit einer Hand zwei Stereokanäle mischen. Die Kappen sind nur über die Original-

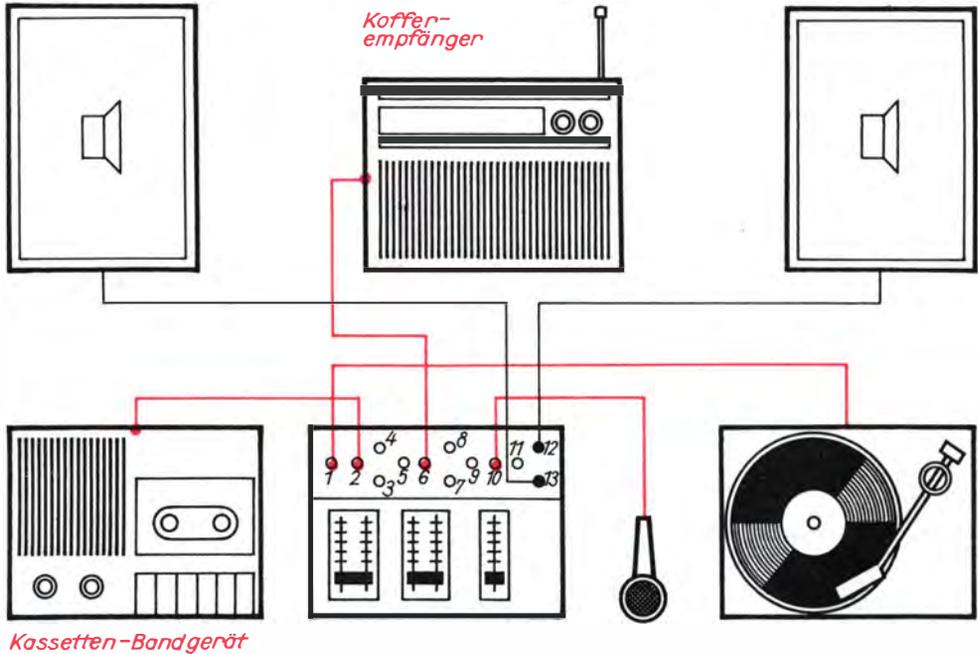


Bild 13.27. Die Schaltung der netzunabhängigen Tonanlage IIb

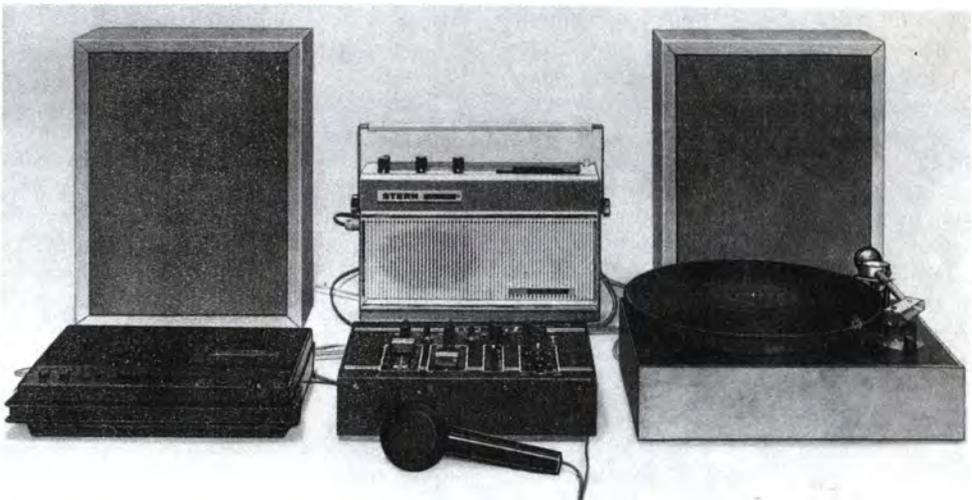


Bild 13.28. Unsere Tonanlage IIb mit industriellen Batteriegeräten

knöpfe gestülpt, so daß auch jederzeit wieder jeder Schiebewiderstand einzeln betätigt werden kann.

Wie beim Bau einzelner Geräte mehrfach betont, können diese auch unabhängig vom Netz mit Batterien betrieben werden. Eine mögliche *Anlagenkombination IIb* ist aus Bild 13.27 ersichtlich. Zentralgerät ist unser Mischpult mit eingebautem 2×1 -W-Stereoverstärker. Kassettengerät und Kofferempfänger werden über Monodiodenkabel angeschlossen, wie sie zu jedem Kassettenbandgerät mitgeliefert werden. Dabei ist es völlig gleichgültig, welcher Stecker am Gerät und welcher am Mischpult angeschlossen wird. Die durch

den 9-V-Betrieb bedingte Sprechleistung von 1 W reicht durchaus für mittlere Ansprüche und wird ganz sicherlich überall dort begrüßt werden, wo keine Steckdose in unmittelbarer Nähe ist.

Das gekonnte Arbeiten mit dem Mischpult erfordert einige Übung, und erst nach einer gewissen Zeit werden wir auch alle Möglichkeiten des Mischens, Überblendens und der effektvollen Seitenbetonung vollkommen und bewußt nutzen können. Experimentieren wir also! Vielleicht auch mit einem der neuen dynamischen Hörer, die speziell für Stereo-HiFi-Wiedergabe entwickelt wurden und unseren Hörer in Leistung und Tonqualität noch übertreffen.

14. Lichtmusik für unsere Diskothek

Flotte Rhythmen bei Partys farbig zu untermalen, ist heute beinahe selbstverständlich geworden – nicht nur das Ohr, auch das Auge soll »musikalisch« angesprochen

werden. Die beabsichtigte, tiefere Wirkung tritt aber nur dann ein, wenn die »Lichtmusik« wenigstens in grober Näherung ein Abbild der »Schallmusik« ist.

Lautstärkeabhängige Helligkeit

Wir beginnen unsere Experimente mit der einfachen Schaltung nach Bild 14.1a. An eine Verstärkerstufe in Emitterschaltung mit T_1 schließt sich der kräftiger gezeichnete Gleichrichterteil $D_1 D_2 C_3 C_4$ an, eine sogenannte *Spannungsverdopplerschaltung*. Angenommen, D_1 und C_4 seien zunächst nicht vorhanden, dann bilden C_3 und D_2 einen ganz normalen Einweggleichrichter mit Ladekondensator, wie wir ihn bereits im Abschnitt 3 (vgl. Bild 3.4 c) kennengelernt haben. Der einzige Unterschied: Kondensator und Diode haben ihre Stellung in der Reihenschaltung vertauscht. Auch hier lädt sich C_3 auf den Spitzenwert der von der Emitterstufe gelieferten Wechselspannung, und zwar mit positiver Polarität am Minusbelag. Werden jetzt D_1 und C_4 angeschlossen, lädt sich ebenfalls C_4 sofort auf diesen Spannungswert. Der Ladevorgang auf $U = \hat{u} = \sqrt{2} \cdot U_{\sim}$ erfolgt jeweils bei derjenigen Wechselspannungshälfte, die durch D_2 einen Durchlaßstrom treibt. Während

der anderen Hälfte wirkt nun D_1 als Gleichrichter und C_4 als dessen Ladekondensator; noch einmal entsteht eine Gleichspannung $U = \sqrt{2} \cdot U_{\sim}$. Beide addieren sich, so daß an C_4 eine Spannung $U_a = 2 \cdot U$ abgreifbar ist.

Diese Beziehung gilt einerseits nur für den unbelasteten Spannungsverdoppler, andererseits soll mit der Kondensatorspannung U_a die Glühlampe La betrieben werden. Deshalb ist La unbedingt über eine Ansteuerschaltung mit den Transistoren T_2 und T_3 in Darlingtonschaltung anzuschließen, die den niedrigen Lampenwiderstand $R_{La} = \frac{12 \text{ V}}{0,12 \text{ A}} = 100 \Omega$ um den Faktor $B = B_2 \cdot B_3 > 1000$ entsprechend erhöht. Soll nun aber die Glühlampe auch noch sehr schnellen Lautstärkeschwankungen folgen, muß sich C_4 auch schnell entladen können, und dazu ist unter Umständen ein zusätzlicher Widerstand von $200 \dots 500 \text{ k}\Omega$ direkt parallel zu C_4 erforderlich.

zu den anderen beiden Kanälen

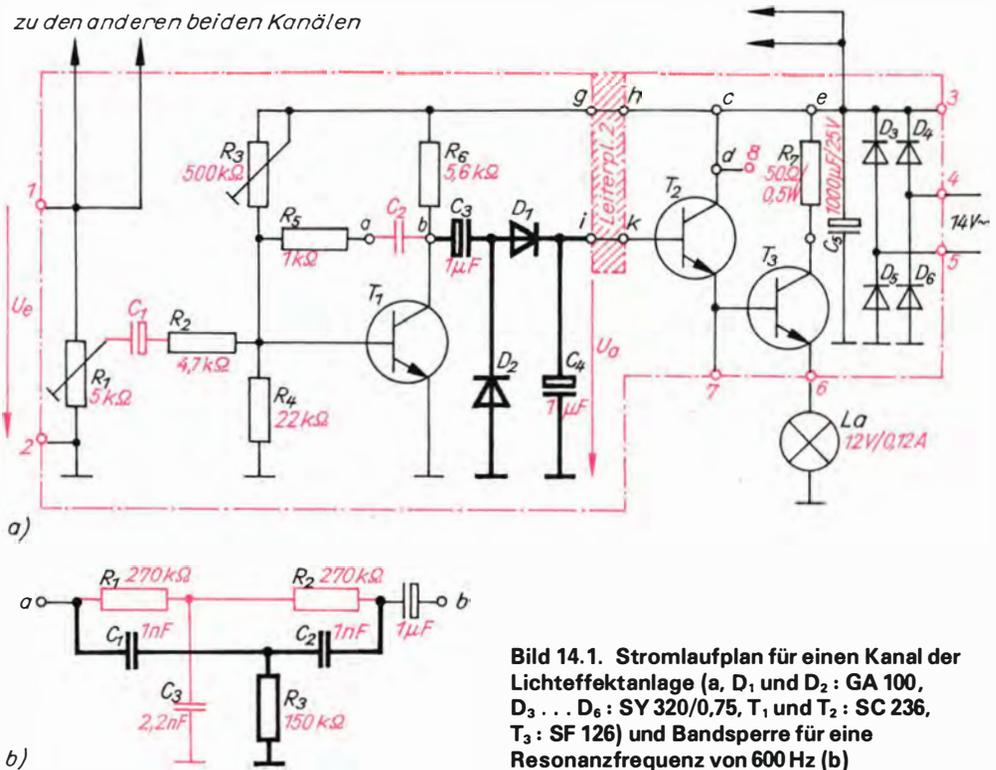


Bild 14.1. Stromlaufplan für einen Kanal der Lichteffektanlage (a, D₁ und D₂ : GA 100, D₃ . . . D₆ : SY 320/0,75, T₁ : SC 236, T₃ : SF 126) und Bandsperr für eine Resonanzfrequenz von 600 Hz (b)

Wir bauen die Schaltung zunächst ohne C₂ auf dem Experimentierbrett auf. C₁ hat eine Kapazität von 10 μF, g und h sowie i und k sind jeweils direkt verbunden. Den Arbeitspunkt von T₁ stellen wir mit R₃ auf die halbe Betriebsspannung ein; das sind etwa 10 V; C₅ lädt sich im unangesteuerten Zustand nahezu bis auf 20 V. Endtransistor T₃ erhält einen Kühlstern. Die Eingangsspannung U_e und die Betriebswechselspannung von 14 V entnehmen wir unserem Stereoverstärker; U_e über Diodenbuchse Bu₆, Anschluß 4 oder 5 und 2, die Betriebsspannung über Bu₁₀. R₁ wird nur so weit wie nötig geöffnet, denn die Glühlampe soll ja nicht ständig, sondern lautstärkeabhängig einmal heller und einmal dunkler leuchten.

Frequenzaufbereitung für die Analog-Lichteffektanlage

Nach diesem grundlegenden Versuch, bei dem die unterschiedlichen Lautstärken in analoge Helligkeitswerte umgesetzt wer-

den, folgt die eigentliche Konstruktion der Lichteffektanlage für drei Tonfrequenzbereiche, die sich jeweils um wenigstens zwei Oktaven voneinander unterscheiden sollten. Da sich die Frequenzen zweier gleichbezeichneter Töne in zwei benachbarten Oktaven wie 2 : 1 verhalten, berechnen wir für eine mittlere Frequenz f_M = 600 Hz, als untere Frequenz f_U = $\frac{f_M}{4} = 150$ Hz und als

obere f_O = 4 f_M ≈ 2,5 kHz. Nun sind die notwendigen Werte für C₁ als Teil eines Hochpasses (vgl. Bild 7.22) sowie für das frequenzabhängige Gegenkopplungsglied C₂ zu ermitteln. C₁ berechnen wir nach

$$C = \frac{1}{2 \pi \cdot f \cdot R}$$
 R ist die Reihenschaltung aus R₂ und dem Eingangswiderstand der Emitterstufe T₁ und liegt bei 7 kΩ, f ist die Grenzfrequenz des Hochpasses. Für f = f_O = 2,5 kHz erhalten wir

$$C_1 = \frac{1 \text{ A}}{2 \pi \cdot 2,5 \cdot 10^3 \text{ s}^{-1} \cdot 7 \cdot 10^3 \text{ V}} = 9,09 \text{ nF}$$
 und verwenden 10 nF; für f = f_M = 600 Hz

ergibt sich $C_1 = 37,9 \text{ nF}$ (39 nF). Zum Ausfiltern der Tiefen wird ein Tiefpaß gebraucht, wobei »unsere« Tiefen von $f_U = 150 \text{ Hz}$ aber erst einmal ungeschwächt über den Hochpaßeingang gelangen müssen. Wir nehmen hier die Grenzfrequenz deshalb mit $f = \frac{f_U}{50} = 3 \text{ Hz}$ an, berechnen dafür $C_1 = 7,58 \text{ }\mu\text{F}$ und verwenden $10 \text{ }\mu\text{F}$.

Und nun zur frequenzabhängigen Gegenkopplung über C_2 (R_5 wirkt lediglich eventuellem Schwingen entgegen). Mit steigen der Frequenz fällt nach $X_C = \frac{1}{2\pi f \cdot C}$ der Blindwiderstand, so daß die Verstärkung zurückgeht. Für unsere Höhen über $2,5 \text{ kHz}$ ist das unerwünscht, und deshalb entfallen R_5 und C_2 im Höhenkanal. Für den unteren Frequenzbereich sehen wir einen Verstärkungsrückgang auf das $\frac{1}{\sqrt{2}}$ fache vor; dafür muß der Scheinwiderstand von C_2 bei $500 \text{ k}\Omega$ liegen. Mit $C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot R}$ erhalten wir $C_2 = 2,12 \text{ nF}$ (2,2 nF).

Für die mittleren Frequenzen verwenden wir anstelle von C_2 im Bild 14.1a die Filterschaltung entsprechend Bild 14.1b, eine sogenannte *Bandsperr*. Sie besteht aus der Parallelschaltung eines Tiefpasses R_1C_3 und

eines Hochpasses C_1R_3 , die über R_2 ($R_2 = R_1 = R$) und C_2 ($C_2 = C_1 = C$) entkoppelt sind. Für eine bestimmte Frequenz, die *Resonanzfrequenz*, nimmt die Bandsperr einen sehr großen Widerstand an und sperrt damit diese Frequenz:

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

Die Resonanzfrequenz soll in unserem Fall $f = f_M = 600 \text{ Hz}$ betragen, so daß mit $C_1 = C_2 = C = 1 \text{ nF}$

$$R = \frac{1 \text{ V}}{2\pi \cdot 6 \cdot 10^2 \text{ s}^{-1} \cdot 10^{-9} \text{ As}} = 265 \text{ k}\Omega$$

betragen muß; wir setzen

$R_1 = R_2 = R = 270 \text{ k}\Omega$ ein. R_3 wählt man im allgemeinen halb so groß wie R_1 und R_2 , so daß dann C_3 eine doppelt so große Kapazität wie C_1 und C_2 haben muß; im Bild 14.1b sind alle Werte eingetragen. Liegt nun eine solche Bandsperr in der Gegenkopplungsleitung eines Verstärkers, wird die Resonanzfrequenz mehr als höhere und tiefere Frequenzen verstärkt. Der $1\text{-}\mu\text{F}$ -Kondensator im Bild 14.1b hält die Kollektorgleichspannung von der Basis fern.

Zur experimentellen Aufnahme der Durchlaßkurven der drei Verstärker schließen wir zwischen Masse und Punkt i unserer Experimentierschaltung den Spannungsmesser an, legen an den Eingang unseren Tongenerator, entfernen jegliche Ge-

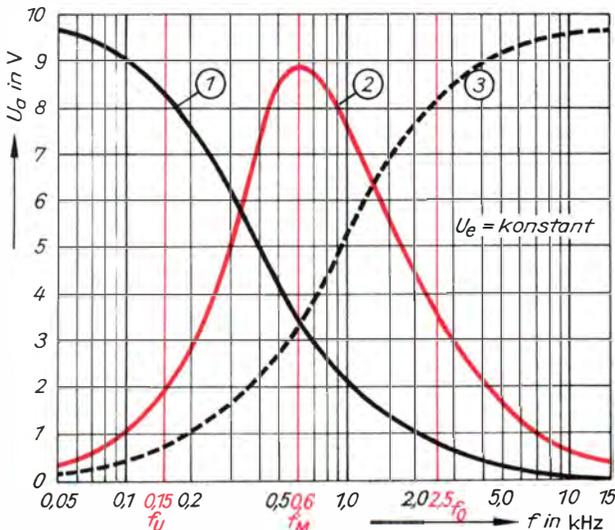


Bild 14.2. Die Durchlaßkurven der Verstärker mit Frequenzfiltern

genkopplung, setzen $C_1 = 10 \mu\text{F}$ ein, öffnen R_1 vollständig und wählen die Tongeneratorspannung U_e so, daß der Spannungsmesser $U_a = 10 \text{ V}$ anzeigt. In der Muster-schaltung waren dafür $U_e = 0,08 \text{ V}$ notwendig. Nun messen wir jeweils U_a in Abhängigkeit von der Tonfrequenz zwischen 50 Hz und 15 kHz für die berechneten Werte von C_1 und C_2 bzw. der Bandsperre (siehe Tabelle), übertragen die Wertepaare in ein Diagramm und erhalten so die Durchlaßkurven (Bild 14.2).

f in kHz	C_1	C_2	Kurve im Bild 14.2
0,15	$10 \mu\text{F}$	$2,2 \text{ nF}$	(1)
0,60	39 nF	Filter Bild 14.1 b	(2)
2,50	10 nF	—	(3)

Aufbau und Abgleich der Experimentieranlage

Nach dem Erproben der Filterschaltungen bauen wir alle drei gemeinsam auf einer Leiterplatte nach Bild 14.4 auf. Die Leiterzüge wurden so geführt, daß mehrere Schaltungsvarianten realisiert werden können. Für unsere Experimentieranlage entsprechend der Bilder 14.1 und 14.7a löten wir zwischen c und d, g und h, i und k je eine Drahtbrücke und zwischen e und f je einen Widerstand $50 \Omega/0,5 \text{ W}$ ein; Bild 14.3 zeigt eine Ansicht der bestückten Leiterplatte.

Die Lampen selbst setzen wir am besten in Taschenlampen – natürlich ohne Batterien – ein und hinterlegen deren Gläser mit farbiger Folie. Entsprechend der psychologischen Reizwirkung von Farben und Tonbereichen auf unsere Sinnesorgane wählen wir Rot als »warme« Farbe für die »beruhigenden« Tiefen und Blau als »kalte« Farbe für die »schrillen« Höhen. Bliebe noch Gelb oder Grün für die mittleren Frequenzen, wobei sich Gelb jedoch besser als Grün von Blau abhebt; wir sollten uns deshalb dafür entscheiden.

Das Tonsignal für unsere Experimentieranlage nach Bild 14.7a entnehmen wir mit Diodenstecker St_1 über Bu_6 dem Stereoververstärker (vgl. Bild 12.9); vom Eingangspotentiometer P erfolgt die parallele Speisung der drei Kanäle. Über St_2 , einem nur zu Bu_{10} des Stereoverstärkers passenden Stecker, führen wir die Betriebswech-

selspannung zu. Bei gleichzeitigem Betrieb von drei Kanälen muß jeder auf die richtige Empfindlichkeit eingestellt sein. Das machen wir folgendermaßen:

1. P, R_{10} und R_{1U} zu, R_{1M} auf, Spannungsmesser parallel zur gelben Lampe
2. vom Tongenerator direkt an P 1 V Wechselspannung von 600 Hz anlegen, und P langsam öffnen, bis der Spannungsmesser die Lampen-Nennspannung anzeigt
3. durch Verändern der Tonfrequenz und Verringern der Eingangsspannung am Generator oder mit P möglichst genau das Maximum finden, P-Einstellung und Generatorspannung dann unverändert beibehalten
4. Spannungsmesser an blaue Lampe, am Tongenerator 2,5 kHz wählen, und R_{10} so weit öffnen, bis wieder die Nennspannung angezeigt wird
5. wie 4. an roter Lampe bei 150 Hz mit R_{1U} einstellen
6. die einzelnen Einstellungen mehrmals wiederholen.

Kollektorverlustleistung und Lampenleistung

Natürlich liefern die kleinen Glühlämpchen nur eine bescheidene Helligkeit, und der

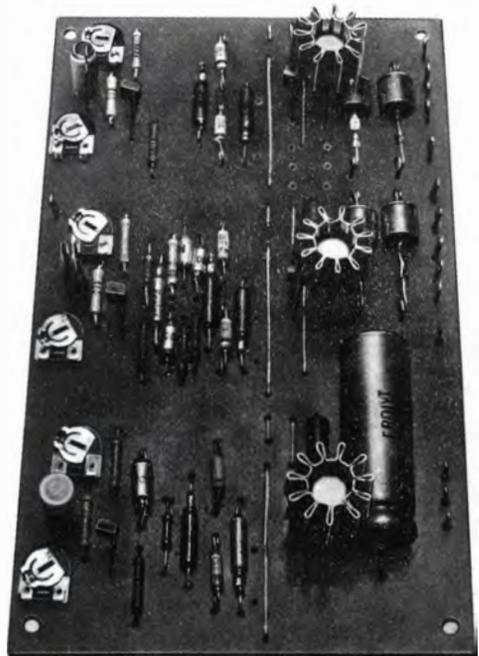


Bild 14.3. Bestückte Leiterplatte 1 der Lichteffektanlage

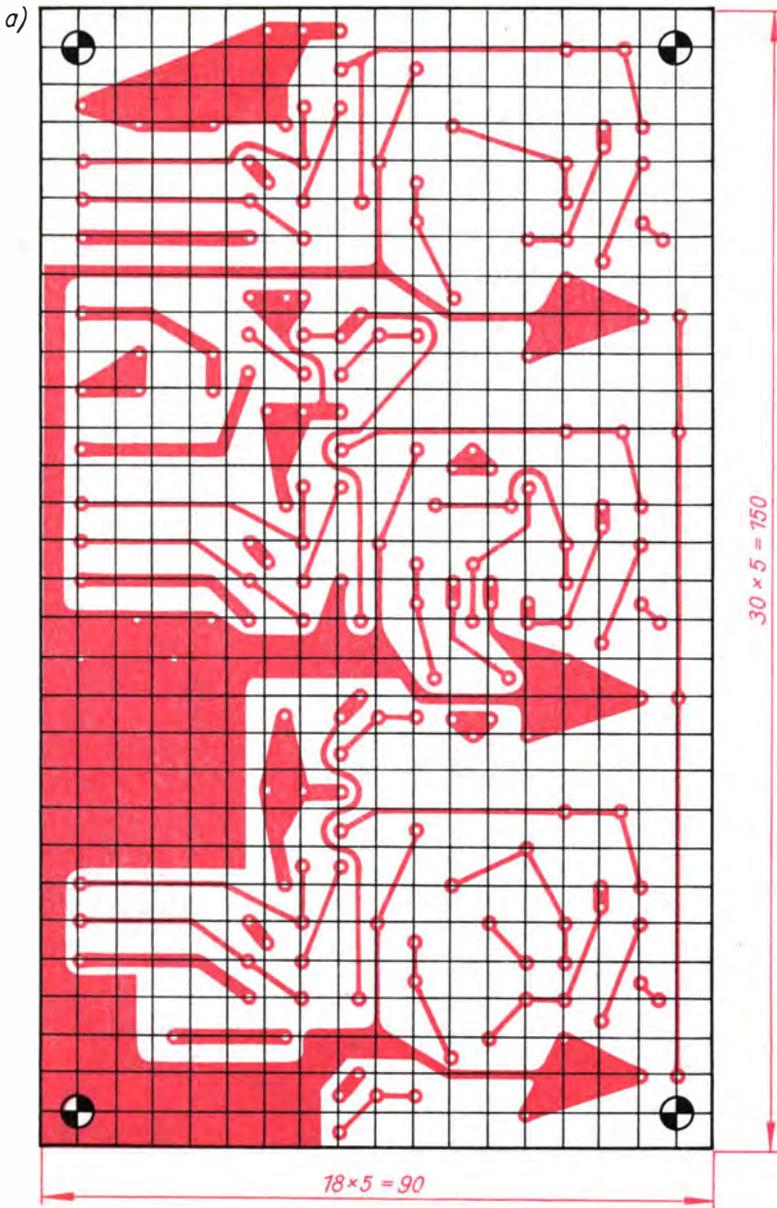
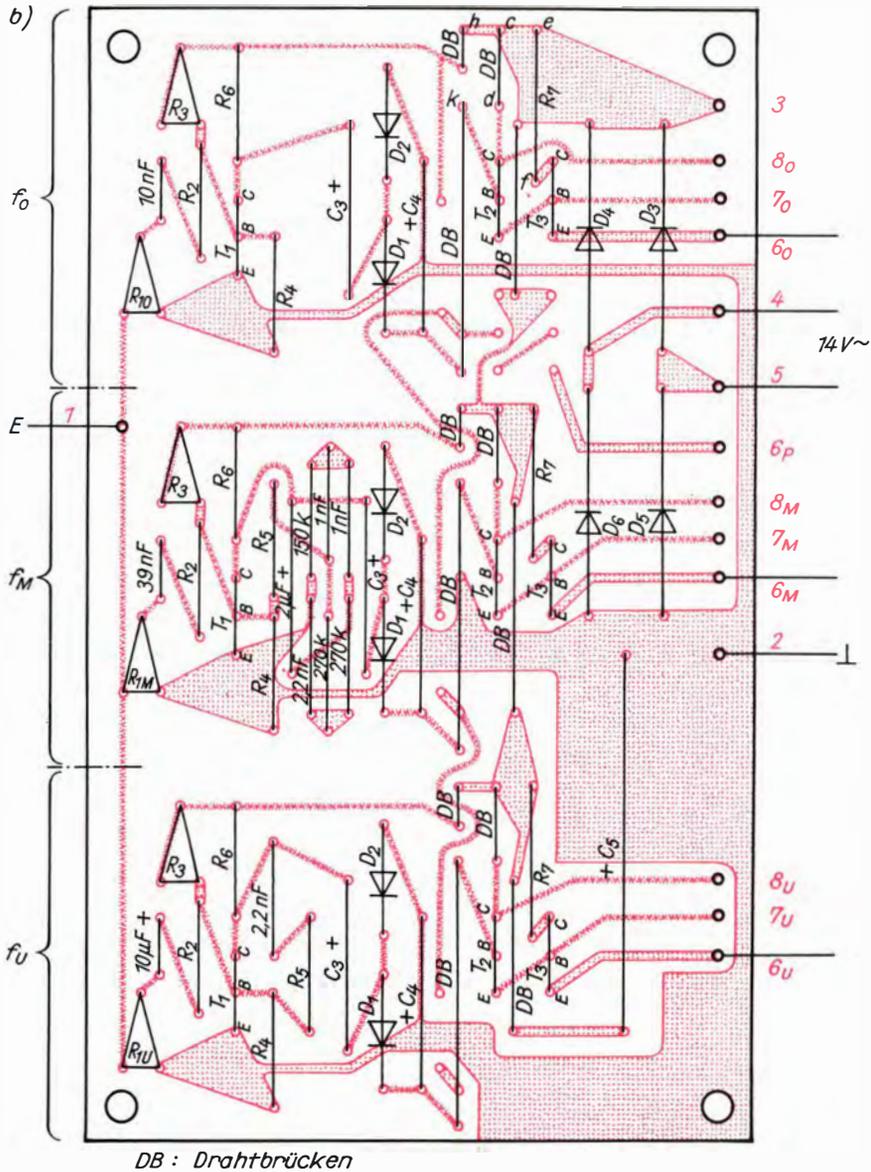


Bild 14.4. Leitungsführung (a) und Bestückungsplan (b) für die Leiterplatte 1 der Lichteffektanlage

Wunsch nach einer höheren Lampenleistung ist ganz verständlich. Untersuchen wir deshalb den Zusammenhang zwischen Lampenleistung und Belastung des Endtransistors T_3 etwas genauer! In einem Kanal messen wir dazu den Kollektorstrom I_C (genauer: den Emitterstrom) mit einem Strommesser zwischen Lampe und Lötöse

6 und die Kollektorspannung U_{CE} von T_3 mit einem Spannungsmesser an Lötöse 6 und Punkt f in Abhängigkeit von der Eingangsspannung. Diese legen wir entweder als steigende Wechselspannung an R_1 oder als einstellbare Gleichspannung zwischen Masse und Basisanschluß k von T_2 , nachdem die Drahtbrücke zwischen i und k ent-



DB : Drahtbrücken

fernt wurde. Diese Gleichspannung entnehmen wir dem Abgriff eines Potentiometers von 5 . . . 20 k Ω , dessen Enden an der Betriebsgleichspannung liegen. Bild 14.5 zeigt den Verlauf von I_C und U_{CE} des Endtransistors T_3 im Kanal für f_M in Abhängigkeit von der Tongeneratorspannung bei $f = 600$ Hz. Die Leistungskurve erhalten wir durch Multiplikation der zusammengehörenden Werte von I_C und U_{CE} . Der Höchstwert liegt bei etwa 580 mW, also nur unwesentlich unterhalb der maximal zulässigen Verlust-

leistung des SF 126 von $P_{V_{m}} = 600$ mW. Damit wird verständlich, daß dieser Transistor nicht ohne weiteres eine Lampe noch größerer Leistung ansteuern kann: *Die Lampenleistung darf maximal doppelt so groß wie die Verlustleistung des Transistors sein.* Das gilt jedoch nur, wenn die Betriebsspannung nicht wesentlich über der Lampen-Nennspannung liegt, und deshalb wird der SF 126 in der Schaltung nach Bild 14.1a auch mit einem Kollektorwiderstand $R_7 = 50 \Omega$ betrieben.

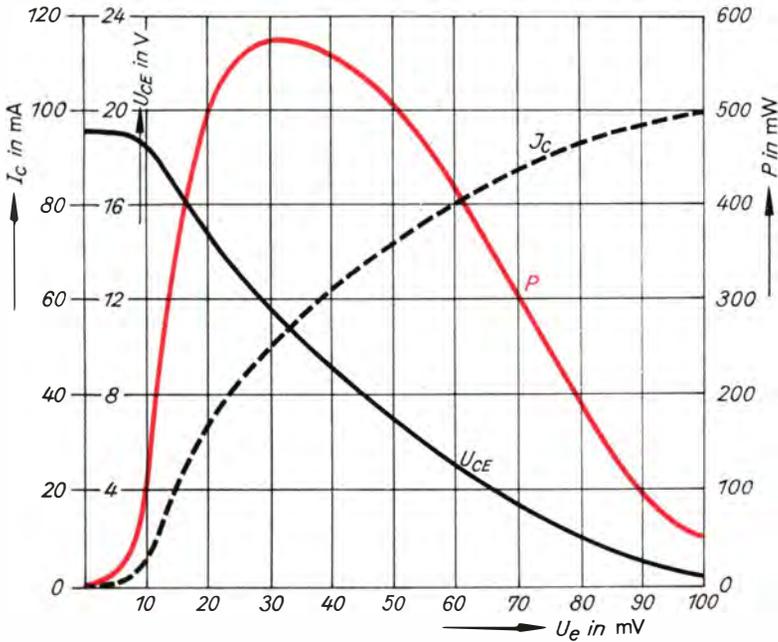


Bild 14.5. Belastungskurven des Lampentransistors

Für Lampen größerer Helligkeit und damit höherer Leistung müssen wir daher auch Endtransistoren hoher Verlustleistung einsetzen. Sehr gut für kleinere Lichteffektanlagen eignen sich 5-W-Illuminationslampen für 14 V, die bereits mit farbigen Kolben hergestellt werden. Der Endtransistor muß nach unseren Erfahrungen für eine 5-W-Lampe dann mindestens bis 2,5 W belastbar sein, so daß wir beispielsweise den Si-Leistungstransistor KU 601 verwenden können; die entsprechende Ansteuerschaltung sehen wir im Bild 14.6 a. Aber ebenso kann ein Ge-Leistungstransistor GD 160 nach der Schaltung im Bild 14.6 b eingesetzt werden. Das Produkt der Stromverstärkungsfaktoren sollte hier mindestens 2500 betragen.

Natürlich muß der Lampentransistor zur Wärmeabführung ein Kühlblech erhalten. Der äußere Wärmewiderstand

$$R_{tha} = \frac{\Delta t}{P} - R_{thi} \text{ beträgt für den KU 601}$$

$$R_{tha} = \frac{100^\circ\text{C} - 30^\circ\text{C}}{2,5\text{ W}} - 5 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} = 23 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

und für den GD 160

$$R_{tha} = \frac{85^\circ\text{C} - 30^\circ\text{C}}{2,5\text{ W}} - 7,5 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} = 14,5 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

Nach Tafel 10 sind dafür $A_{KU\ 601} = 25\text{ cm}^2$

bzw. $A_{GD\ 160} = 42\text{ cm}^2$ blankes und senkrecht Alublech von 2 mm Dicke erforderlich. Die Bohrungen in den 5 cm x 5 cm (KU 601) bzw. 6 cm x 7 cm (GD 160) großen Kühlblechen bringen wir entsprechend Bild 5.19 an.

Gehäuseaufbau für die 3-Kanal-Analoganlage

Nach dem Erproben der von uns ausgewählten Ansteuerschaltung können wir die

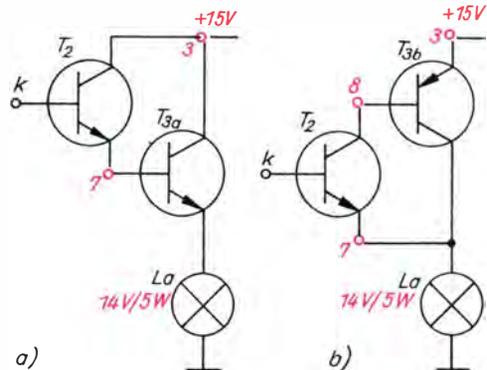


Bild 14.6. Ansteuerschaltungen für 5-W-Lampen: a) mit Si-Leistungstransistor (T_2 : SC 236, T_{3a} : KU 601), b) mit Ge-Leistungstransistor (T_{3b} : GD 160)

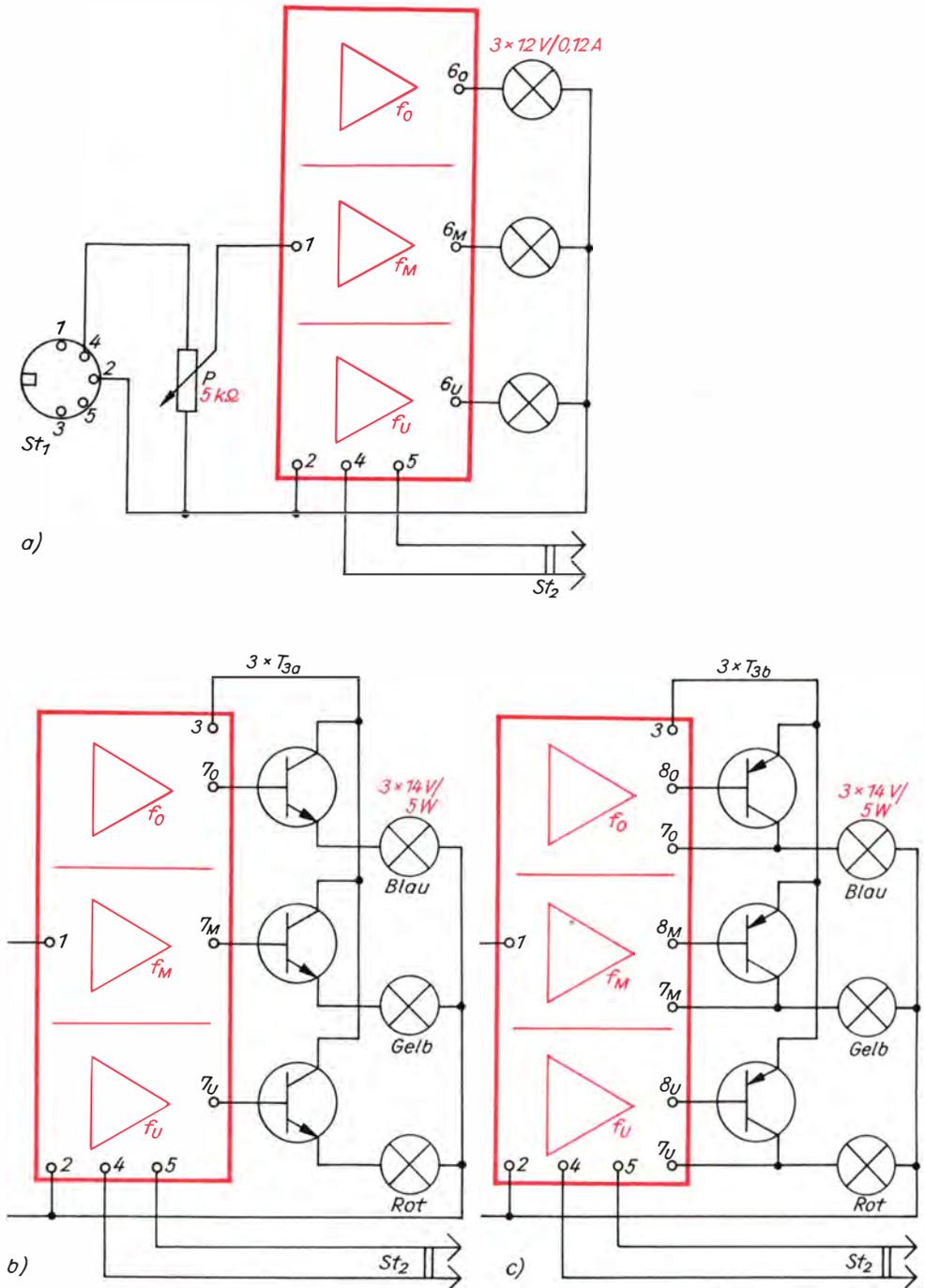


Bild 14.7. Die Varianten der Analog-Lichteffektanlage: a) Experimentieranlage mit 1,4-W-Lampen, b) 5-W-Anlage mit Si-Leistungstransistor (T_{3a} : KU 601), c) mit Ge-Leistungstransistoren (T_{3b} : GD 160)

nächste Variante der Analog-Lichteffektanlage entsprechend Bild 14.7b oder c aufbauen. Auf der Leiterplatte sind dann in beiden Fällen die Widerstände zwischen e und

f und bei Verwendung von Ge-Leistungstransistoren auch noch die Drahtbrücken zwischen c und d zu entfernen.

Natürlich müssen Leiterplatte, Leistungs-

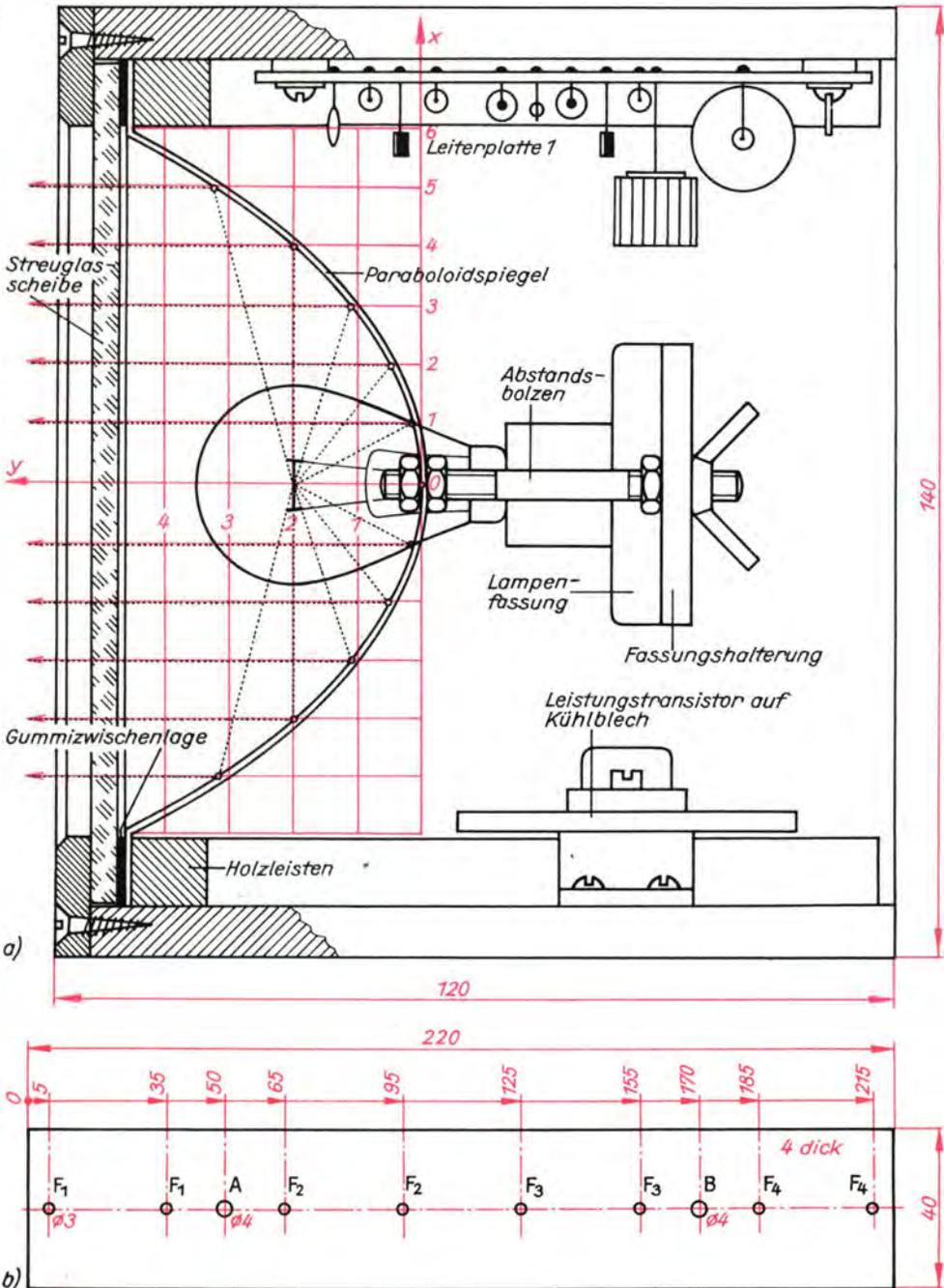


Bild 14.8. Querschnitt durch das Lampengehäuse (a) und Fassungshalterung (b)

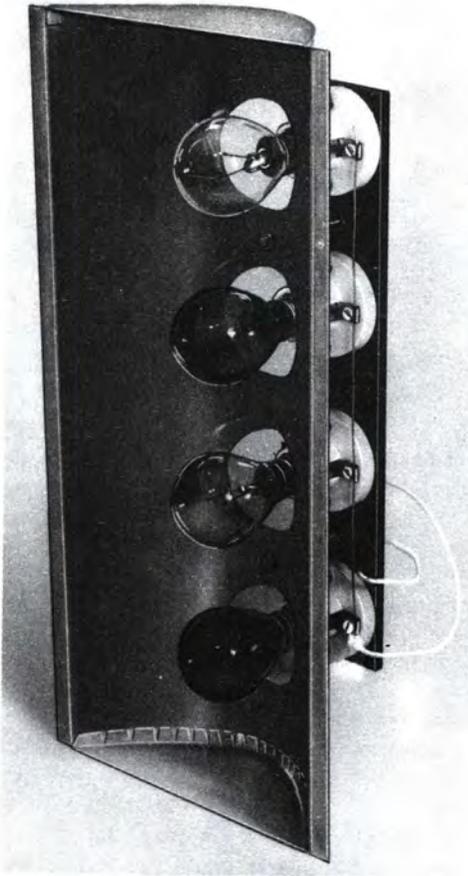


Bild 14.9. Der Paraboloidspiegel für unsere Lichteffektanlage

transistoren und Lampen in ein Gehäuse, für das ein Rahmen aus 120 mm breiten und etwa 8 mm dicken Sperrholzbrettern ähnlich den Gehäuserahmen für die Lautsprecherkompaktboxen (vgl. Bild 5.23) zu leimen ist; er soll innen 140 mm breit und 285 mm hoch sein.

Damit möglichst viel Licht aus dem Gehäuse reflektiert wird, biegen wir aus 1 mm dickem Alublech von 165 mm Breite und 284 mm Höhe für die Lampen einen *Paraboloidspiegel*, dessen Anordnung im Gehäuse aus Bild 14.8 a ersichtlich ist. Für vier Lampen (später kommt noch die glasklare hinzu) erhält er vier Bohrungen von 35 mm Durchmesser im Abstand von jeweils 60 mm; die Mittelpunkte der äußeren Bohrungen liegen beide 52 mm vom Rand entfernt. Damit der Spiegel seine Form behält,

kleben wir mit Epoxidharz zwei Randstücke aus dem Spiegelmaterial an das obere und an das untere Spiegelende. Seine Innenfläche polieren wir mit Elsterglanz oder einem anderen Mittel. Wer es eilig hat, kann den Spiegel auch aus Pappe biegen und mit Alu-Haushaltfolie bekleben – nur muß er sich dann eine etwas andere Lampenhalterung als die beschriebene einfallen lassen. Für die vier Lampenfassungen E12 mit Porzellankörpern ist aus Hartpapier eine Halterung nach Bild 14.8 b herzustellen; die Fassungen schrauben wir bei $F_1 \dots F_4$ mit je zwei Schrauben und Muttern M3 an. Bei A und B wird je ein 50 mm langer Bolzen aus 4-mm-Rundmaterial und mit beiderseits 15 mm langem Gewinde M4 mit zwei Muttern festgeschraubt, der die Fassungshalterung im richtigen Abstand mit dem Spiegel verbindet. Dazu muß dieser genau in der Mitte zwischen den beiden äu-



Bild 14.10. Unsere Lichteffektanlage

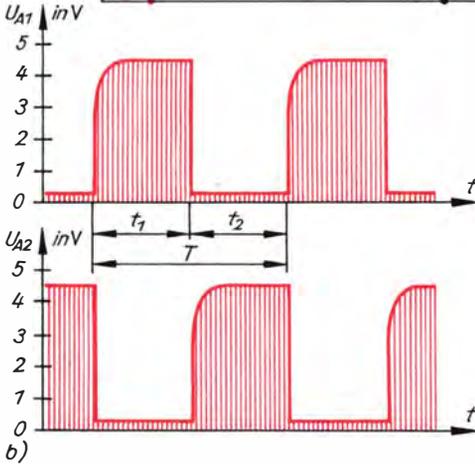
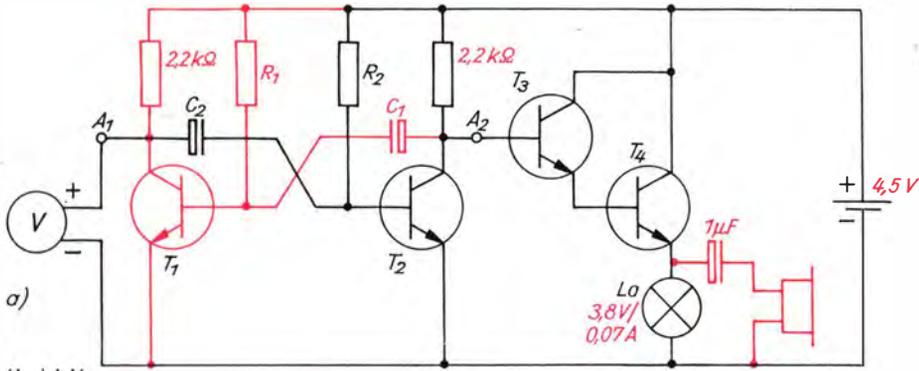


Bild 14.11. Multivibrator mit 3 Indikatoren (a, $T_1 \dots T_4$: SC 236) und Verlauf der Ausgangsspannungen bei $R_1 = R_2$ und $C_1 = C_2$ (b)

ßeren Lampenbohrungen noch je ein 4-mm-Loch erhalten. Der Abstand ist dann richtig eingestellt, wenn die Glühfäden der eingeschraubten Lampen im Brennpunkt der Parabel bei $\gamma = 2$ liegen. Den fertigen Spiegel mit angeschraubter Fassungshalterung und eingesetzten Lampen können wir im Bild 14.9 betrachten. Was wir nur andeutungsweise vermuten können, ist die Farb- aufteilung von oben nach unten: glasklar – blau – gelb – rot.

Entsprechend Bild 14.8 a ordnen wir vor dem Spiegel eine Streuglasscheibe an, deren Abmessungen etwas kleiner als die Innenmaße des Gehäuserahmens sein sollten. Spiegel und Streuglasscheibe werden mit zwischengelegten Gummistreifen von eingeklebten bzw. angeschraubten Holzleisten gehalten. Zum Auswechseln der Lam-

pen lösen wir die beiden Flügel- (oder Rändel-) Muttern und ziehen die Fassungshalterung von den Abstandsbolzen. Die Anschlußleitungen zu den Lampenfassungen müssen daher lang genug und beweglich sein. Mit kleinen Holzschrauben befestigen wir die Leiterplatte an der Innenfläche der einen Seitenwand; gegenüber finden die Leistungstristoren mit ihren Kühlblechen Platz. Das Eingangspotentiometer wird am besten, getrennt vom Lampengehäuse, in ein gesondertes Gehäuse eingebaut, so daß die Empfindlichkeit der Lichteffektanlage jederzeit, z. B. vom Mischpult aus, einstellbar ist. Das fertige Lampengehäuse unserer Lichteffektanlage sehen wir im Bild 14.10.

Hohes Leistungsverhältnis der Lampenansteuerschaltung für die Digital-Lichteffektanlage

Der Einsatz von Leistungstristoren zum nahezu *analogen* Steuern des Glühlampenstromes (vgl. Bild 14.5) in Abhängigkeit von der Amplitude der Tonfrequenzspannung ist die eine, die »klassische« Methode. Wenden wir uns nun auch der modernen, der *digitalen* Lösung zu.

Digitale Schaltungen sind grundsätzlich logische Schaltungen, die bereits im Abschnitt 7 erwähnt wurden und von denen wir bisher den Negator, das Flip-Flop und den Schmitt-Trigger kennengelernt haben. Sie alle liefern Ausgangsspannungen mit zwei *konstanten Werten*: entweder eine niedrige Spannung nahe 0V oder eine hohe, nur geringfügig unterhalb der Be-

14. Lichtmusik für unsere Diskothek

triebsspannung liegende. Die Transistoren der digitalen Schaltungen arbeiten im Schalterbetrieb: Entweder fließt der maximale Kollektorstrom (»Schalter« geschlossen) oder kein Strom (»Schalter« geöffnet); genau in dieser Art sind die Glühlampen der digitalen Lichteffektanlage zu betreiben – natürlich so schnell geschaltet, daß unser Auge die einzelnen Zustände gar nicht mehr getrennt wahrnehmen kann. Aus Bild 14.5 lesen wir ab, daß im ausgeschalteten

Zustand der Lampentransistor mit $P_{\text{aus}} = 19 \text{ V} \cdot 0 \text{ mA} = 0 \text{ mW}$ und im vollständig eingeschalteten bei $U_e = 150 \text{ mV}$ mit $P_{\text{ein}} = 0,2 \text{ V} \cdot 103 \text{ mA} = 20,6 \text{ mW}$ belastet wird. Zum Schalten der 5-W-Lampen erhöht sich die Verlustleistung zwar auf $P_{\text{ein}} = 0,2 \text{ V} \cdot 357 \text{ mA} = 71,4 \text{ mW}$, trotzdem würde auch hier noch ein 100-mW-Transistor ausreichen, vorausgesetzt, daß der Lampenstrom unter dem maximal zulässigen Kollektorstrom liegt und die Umschal-

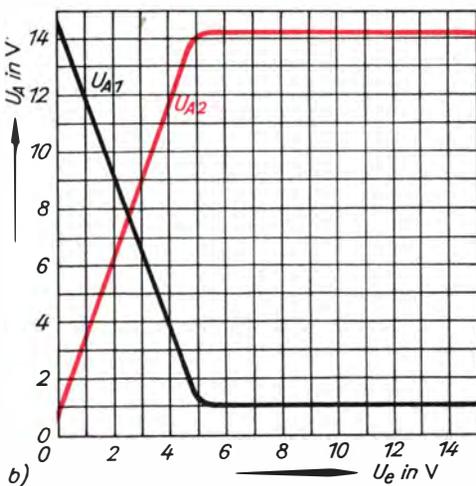
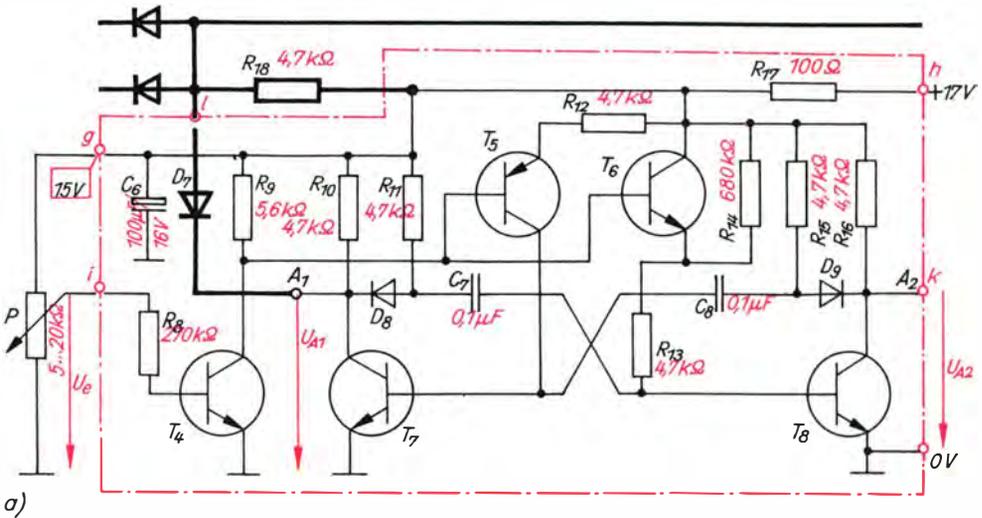


Bild 14.12. Stromlaufplan des Analog-Digital-Wandlers mit Pausenschaltung (a, $D_7 \dots D_9$: GA 100, T_4 und $T_5 \dots T_8$: SC 236, T_5 : KFY 18 oder KF 517) und dessen Übertragungskennlinie (b).

tungen ganz exakt erfolgen. Wir entscheiden uns wegen des Lampenstromes für den schon auf der Leiterplatte befindlichen SF 126.

Zwei Transistoren schalten sich gegenseitig: Blinklichtversuche

Es dürfte einleuchtend sein, daß sich die notwendige Schaltexaktheit und -schnelligkeit nur elektronisch verwirklichen lassen. Bild 14.11a zeigt die Experimentierschaltung eines elektronischen Umschalters mit den Transistoren T_1 und T_2 , deren Stromverstärkungen annähernd gleich sein und mindestens 200 betragen sollten. Wir bauen die Schaltung zunächst mit $R_1 = R_2 = 47 \text{ k}\Omega$ und $C_1 = C_2 = 100 \mu\text{F}$ auf dem Experimentierbrett auf, schließen an den einen Ausgang einen Spannungsmesser und an den anderen – über T_3 und T_4 mit $B_3 \cdot B_4 \geq 5000$ – eine Glühlampe 3,8V/0,07 A an; der parallel zur Lampe liegende

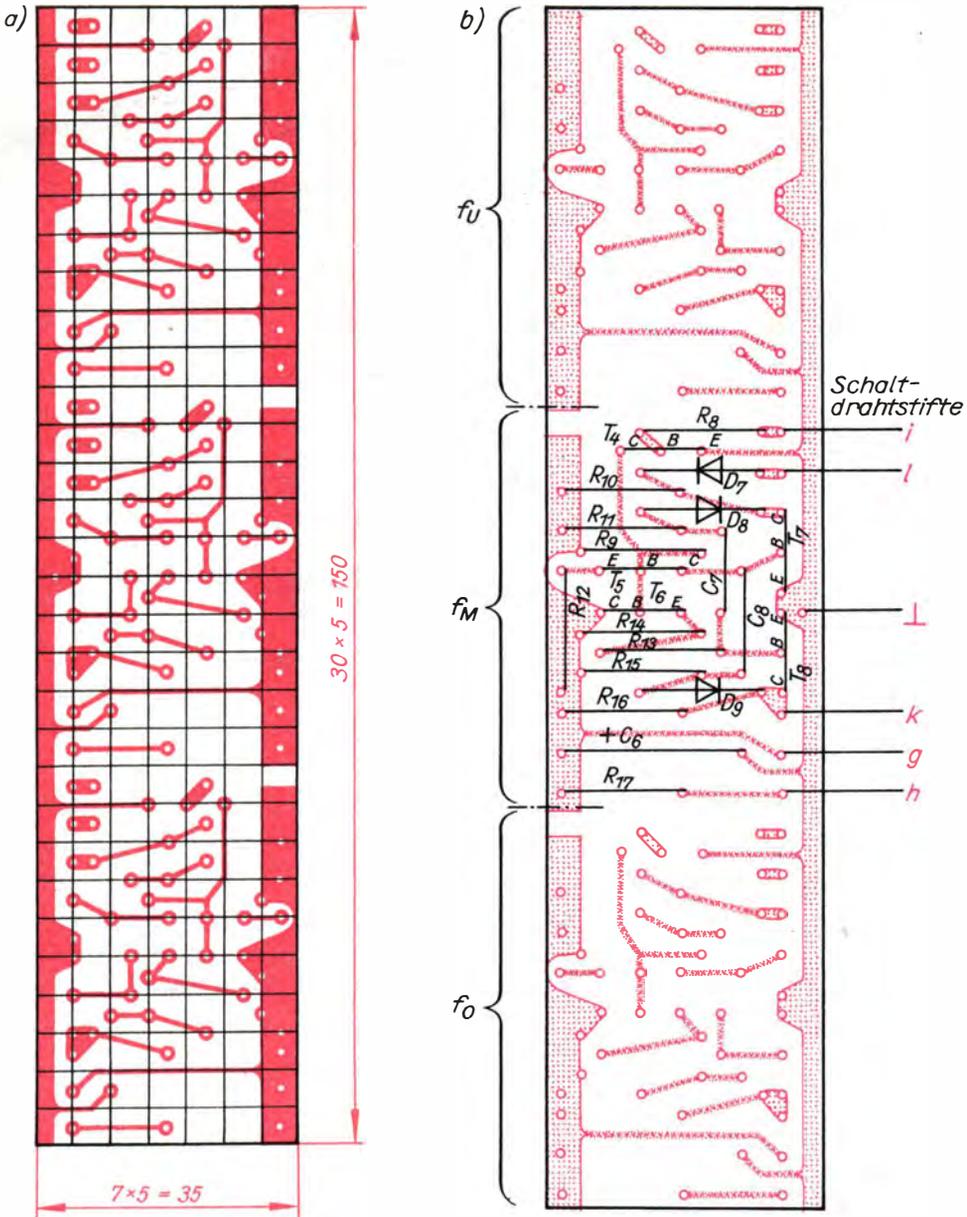


Bild 14.13. Leitungsführung (a) und Teilbestückungsplan (b) der Leiterplatte 2 für 3 AD-Wandler

Kopfhörer (mit Mono-Adapter) kann vorläufig entfallen. Nach dem Anlegen der Batteriespannung wird die Glühlampe ohne unser Zutun abwechselnd nahezu 5 s ein- und etwa ebensolange ausgeschaltet. Ist sie dunkel, zeigt der Spannungsmesser am anderen Ausgang 4,4 V an; wenn sie leuchtet, lesen wir nur 0,2 V ab. Wie das Flip-Flop lie-

fert auch diese Schaltung zueinander inverse Ausgangssignale, deren zeitlicher Verlauf aus Bild 14.11b ersichtlich ist. Da sich T_1 und T_2 über C_1 und C_2 ständig umschalten und (Rechteck-) Schwingungen erzeugen, nennt man diese Schaltung *Multivibrator*. Mit einer Stoppuhr ermitteln wir nun, wie lange beispielsweise 5 volle

14. Lichtmusik für unsere Diskothek

Schwingungen dauern. Bei 46 s entfallen auf eine Schwingung $T = \frac{46 \text{ s}}{5} = 9,2 \text{ s}$,

d. h., die Lampe ist $t = \frac{9,2 \text{ s}}{2} = 4,6 \text{ s}$ eingeschaltet und ebensolange ausgeschaltet. Nun verkleinern wir R_1 und R_2 auf $18 \text{ k}\Omega$ und ermitteln erneut die Hell-Dunkel-Zeiten:

Jetzt kommen wir auf $t = \frac{18 \text{ s}}{10} = 1,8 \text{ s}$. Setzen wir die Zeiten aus beiden Versuchen ins Verhältnis, erhalten wir $\frac{4,6 \text{ s}}{1,8 \text{ s}} = 2,56$; das entspricht nahezu dem Verhältnis der Widerstände: $\frac{47 \text{ k}\Omega}{18 \text{ k}\Omega} = 2,61$. Wir halten fest:

Die Schaltzeiten sind den Basiswiderständen direkt proportional ($t \sim R$). Im dritten Versuch wählen wir wieder $R_1 = R_2 = 47 \text{ k}\Omega$ und erniedrigen dafür die Koppelkondensatoren auf $C_1 = C_2 = 50 \mu\text{F}$. Für diese Kombination messen wir $t = \frac{23,5 \text{ s}}{10}$

$= 2,35 \text{ s}$ und erhalten im Vergleich mit Versuch 1: $\frac{4,6 \text{ s}}{2,35 \text{ s}} = 1,96$ (das ist nichts anderes als das Verhältnis der Kapazitäten $\frac{100 \mu\text{F}}{50 \mu\text{F}} = 2$) und folgern: $t \sim C$.

Über $t \sim R \cdot C$ können wir schließlich $t = x \cdot R \cdot C$ formulieren, und nun ist lediglich noch der Proportionalitätsfaktor x zu ermitteln. Da aber die tatsächliche Kapazität von Elektrolytkondensatoren bis zu 100% über dem aufgedruckten Wert liegen kann, verwenden wir für diesen Versuch mit der Meßbrücke ausgesuchte Kondensatoren von $C_1 = C_2 = 0,1 \mu\text{F}$. Nach dem Einschal-

ten zeigt der Spannungsmesser an beiden Ausgängen etwa 2 V an, und auch die Glühlampe leuchtet ständig an beiden Ausgängen, allerdings nicht ganz so hell wie ursprünglich im eingeschalteten Zustand. Nun ist es an der Zeit, den Kopfhörer als Nachweisgerät für Schwingungen über einen Koppelkondensator von etwa $1 \mu\text{F}$ parallel zur Glühlampe zu schalten: An beiden Ausgängen hören wir den gleichen Ton. Durch Vergleich mit unserem Tongenerator ermitteln wir eine Frequenz von $f = 150 \text{ Hz}$; die Schwingungsdauer liegt

also bei $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{150 \text{ s}^{-1}} = 6,67 \text{ ms}$ (Millisekunden). Jetzt ist die Glühlampe jeweils

nur noch $t = \frac{T}{2} = 3,33 \text{ ms}$ ein- oder ausgeschaltet, und unserem Auge wird ein gleichmäßiges Leuchten vorgetäuscht. Für

den Faktor x berechnen wir $x = \frac{t}{R \cdot C}$

$= \frac{3,33 \text{ ms}}{47 \text{ k}\Omega \cdot 0,1 \mu\text{F}} = 0,708$ – der genaue Wert beträgt $\ln 2 = 0,693$ –, so daß wir schließlich $t_1 = 0,7 \cdot R_1 \cdot C_1$ bzw. $t_2 = 0,7 \cdot R_2 \cdot C_2$ schreiben können.

Wählt man $R_1 C_1$ ungleich $R_2 C_2$, wird auch t_1 ungleich t_2 ; wir untersuchen das zunächst mit $C_1 = C_2 = 100 \mu\text{F}$, $R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$ und $R_2 = 47 \text{ k}\Omega$. Am Ausgang A_2 ist die Glühlampe größtenteils an, und nur kurzzeitig wird sie ausgeschaltet; an A_1 blitzt sie zwischen langen »Aus«-Zeiten nur kurz auf. Dann reduzieren wir die Kapazitäten wieder auf $C_1 = C_2 = 0,1 \mu\text{F}$: An A_1 scheint die Lampe ständig aus- und an A_2 ständig eingeschaltet; der Kopfhörer signalisiert je-

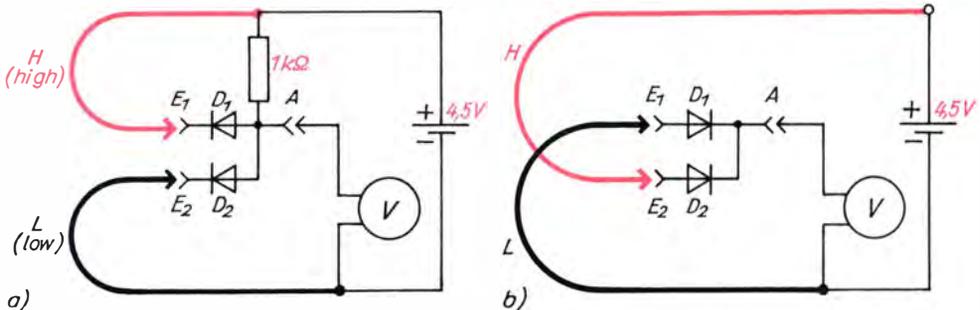


Bild 14.14. UND-Schaltung (a) und ODER-Schaltung (b) mit Dioden (D_1 und D_2 : GA 100 oder SAY 32)

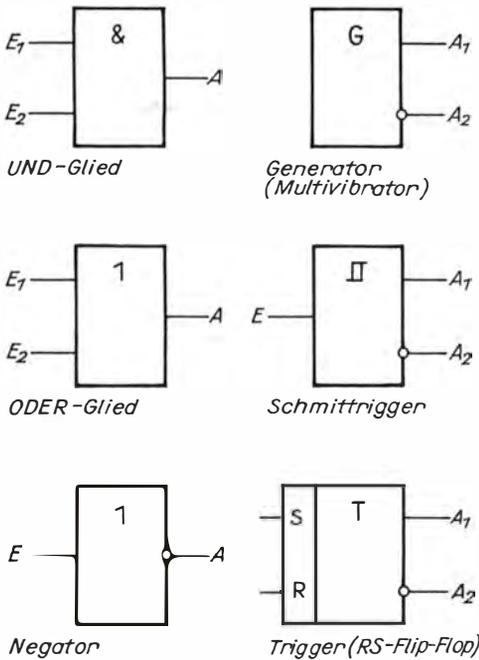


Bild 14.15. Wichtige digitale Elementarschaltungen

doch untrügllich an beiden Ausgängen die Schaltvorgänge.

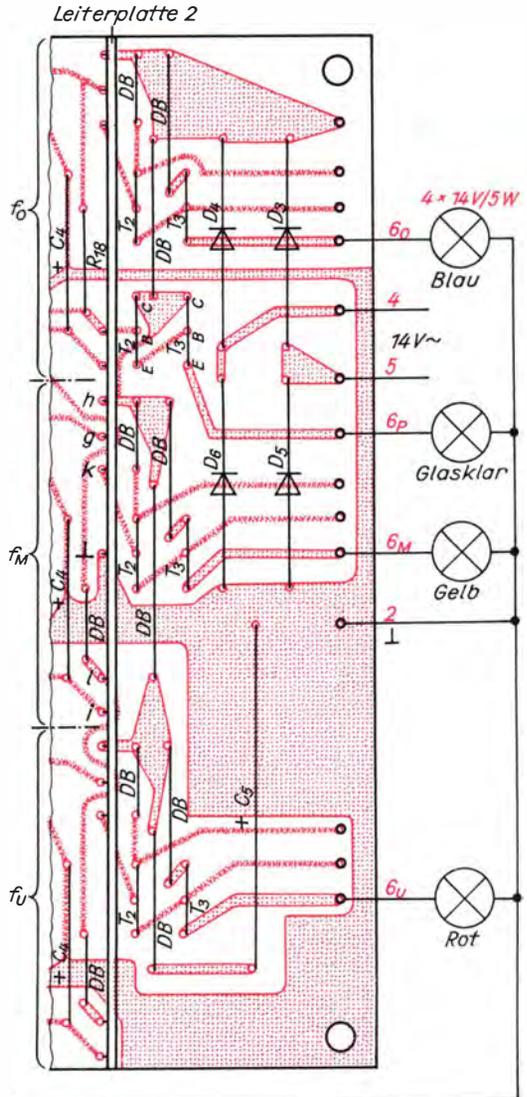
Die nächsten Multivibratorversuche führen wir mit der Gleichspannung der Lichteffektanlage und einer der 5-W-Lampen durch; für T_4 setzen wir einen SF 126 mit Kühlstern ein. Auch in diesem Fall soll $B_3 \cdot B_4$ mindestens 5000 betragen. An A_2 scheint die Lampe wieder gleichmäßig zu leuchten (der Kopfhörer belehrt uns aber eines besseren), und an A_1 »glimmt« sie noch beträchtlich. Ein Schaltzeitverhältnis von $\frac{t_1}{t_2} = \frac{1}{10}$ ist demnach für diese 5-W-Lampe zu gering, um trotz ständigen Schaltens einen vertretbaren »Aus«-Zustand zu realisieren. Wir vergrößern deshalb R_2 auf 270 k Ω und müssen jetzt den Glühfaden schon genau betrachten, wenn wir dessen »Glimmen« an A_1 noch sehen wollen.

Wir vergrößern deshalb R_2 auf 270 k Ω und müssen jetzt den Glühfaden schon genau betrachten, wenn wir dessen »Glimmen« an A_1 noch sehen wollen.

Ein spannungsgesteuerter Multivibrator als AD-Wandler

Soll nun eine z. B. an A_2 über T_3 und T_4 angeschlossene Lampe digital für unser Auge vom »Ein«- in den »Aus«-Zustand gesteuert werden, muß R_2 von 270 k Ω auf 4,7 k Ω re-

duziert und R_1 genau »spiegelbildlich« dazu von 4,7 k Ω auf 270 k Ω erhöht werden. Das läßt sich nach Bild 14.12a mit komplementären Transistoren T_5 und T_6 anstelle R_1 und R_2 im Bild 14.11a erreichen, die gemeinsam von einem weiteren Transistor T_4 angesteuert werden. Wir bauen auch diese Schaltung zunächst wieder auf dem Experimentierbrett auf. Das Siebglied $R_{17}C_6$



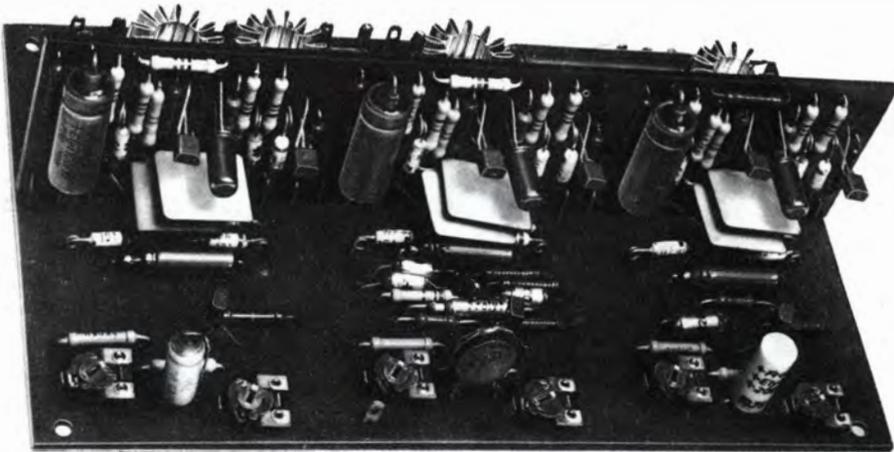


Bild 14.17. Leiterplatte 1 mit Leiterplatte 2 für die Digital-Lichteffektanlage

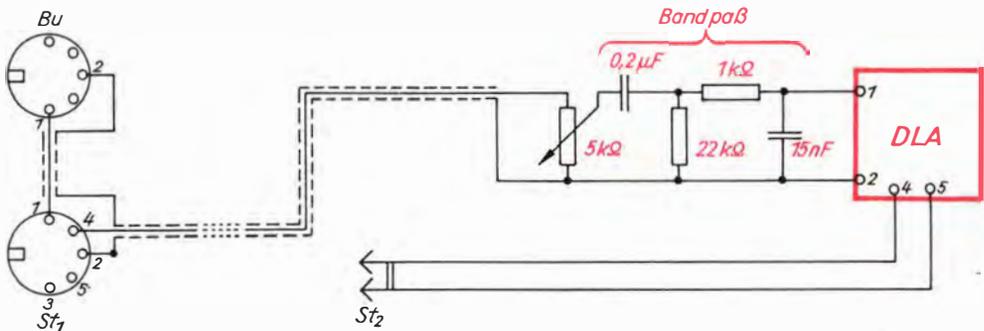


Bild 14.18. Vollständige Schaltung der Digital-Lichteffektanlage mit Bandpaßfilter

setzt die Betriebsspannung auf etwa 15 V herab. Für T_7 und T_8 übernehmen wir T_1 und T_2 von den Grundlagenversuchen ($B_7 \approx B_8 \approx 200$); die kräftig dargestellte Diodenschaltung entfällt vorerst.

Die Stromverstärkungen von T_5 und T_6 sollten etwa gleich sein und bei 100 liegen. Der Versuch entscheidet, ob dem Si-pnp-Transistor T_5 wie T_6 ein Widerstand in der Größenordnung von R_{14} parallelzuschalten ist. R_{12} und R_{13} begrenzen die Widerstandswerte von T_5 und T_6 nach unten und schützen gleichzeitig T_5 , T_6 , T_7 und T_8 vor zu hohem Stromfluß. Da die Basisströme der Miniplasttransistoren nicht über 10 mA liegen dürfen, müssen R_{12} und R_{13} größer als $\frac{15\text{ V}}{10\text{ mA}} = 1,5\text{ k}\Omega$ sein; wir gehen vorsichtshalber nicht unter 2,2 k Ω !

Anstelle der Kollektorwiderstände von

2,2 k Ω im Bild 14.11a enthält die neue Schaltung jeweils eine Parallelschaltung eines 4,7-k Ω -Widerstandes (R_{10} und R_{16}) mit einer Reihenschaltung aus einem gleichgroßen Widerstand (R_{11} und R_{15}) und einer Ge-Diode (D_8 und D_9); nur so lassen sich ganz exakte Übergänge zwischen den beiden Schaltzuständen erreichen. Die Indikatorschaltung mit Spannungsmesser, 5-W-Lampe und Kopfhörer (genau wie im letzten Versuch) liegt am Ausgang A_2 . Für R_8 verwenden wir einen 100-k Ω -Widerstand; die Stromverstärkung von T_4 soll bei 50 liegen. Nach dem Anlegen der Gleichspannung unserer Lichteffektanlage stellen wir mit P die Eingangsgleichspannung auf $U_e = 0\text{ V}$ und verkleinern R_{13} so weit, bis der Spannungsmesser $U_{A2} = 0,5\text{ V}$ anzeigt und der Lampenfaden nur noch ganz schwach glüht. Achtung: R_{13} nicht kleiner

als $2,2\text{ k}\Omega$! Dann kommen die Indikatoren an A_1 , mit P wird $U_e = 15\text{ V}$ eingestellt und mit R_{12} (größer $2,2\text{ k}\Omega$) U_{A1} so weit wie möglich herabgesetzt, ohne daß die Schwingungen beim Verändern von U_e aussetzen!

Abschließend ist noch der optimale Wert von R_8 festzulegen, der direkten Einfluß darauf hat, bei welcher Eingangsspannung U_e die (Impuls-)Ausgangsspannung U_{A2} ihren Höchstwert annimmt. Je niedriger wir den Wert von R_8 und damit auch U_e wählen, um so stärkere Helligkeitsschwankungen werden durch geringe Lautstärkeänderungen hervorgerufen. Hier müssen das Experiment und die persönliche Auffassung entscheiden. Für eine der Schallmusik angepaßte Lichtmusik ist $U_e = 5 \dots 6\text{ V}$ ein günstiger Wert; mit $U_e = 2 \dots 3\text{ V}$ werden aber die sicherlich vorhandenen Wünsche nach starken Lichteffekten besser befriedigt.

Nach Einbau des gewählten Widerstandes R_8 messen wir die Impulsspannungen an beiden Ausgängen in Abhängigkeit von der Eingangsspannung, übertragen die Wertepaare in ein Diagramm nach Bild 14.12 b und erhalten so die Übertragungskennlinie unseres *Analog-Digital-Wandlers*: Eine (der Lautstärke analoge) Gleichspannung wird in eine Impulsspannung mit zur Gleichspannung proportionalem Schaltzeitverhältnis umgewandelt.

Drei derartige AD-Wandler finden auf der Leiterplatte 2 nach Bild 14.13 Platz, in die bei g...l und, fast mittig (für die gemeinsame Masse), Stifte aus abgewinkeltem Schweißdraht zur Verbindung mit der Leiterplatte 1 eingelötet werden.

Zwischendurch eine Zusammenfassung: Logikschaltungen

Unsere Digital-Lichteffektanlage soll – als Erweiterung zur analogen – auch dann Licht abgeben, wenn die Lampe des Kanals für f_U nicht leuchtet und die für f_M nicht und die für f_O nicht, also in den Musikpausen. Die dazu notwendige UND-Schaltung mit drei Eingängen (von den drei Kanälen) ist im Bild 14.12 a kräftiger dargestellt und besteht aus drei Dioden D_7 und einem Widerstand R_{18} . Vor jeden Eingang müßten wir noch einen Negator schalten, wenn unsere AD-Wandler an den Ausgängen A_1 nicht auch die inversen (negierten) Signale abgeben würden.

Zum Kennenlernen der Funktion einer solchen UND-Schaltung (mit 2 Eingängen) bauen wir ein Experiment nach Bild 14.14 a auf. Am Ausgang A liegt entweder der Spannungsmesser oder eine Lampen-Ansteuerschaltung gemäß Bild 14.11a, an die beiden Eingänge E_1 und E_2 kommt entweder *hohes Potential* H (engl.: high = hoch) vom Pluspol der Batterie oder *niedriges* L (engl.: low = tief) vom Minuspol. Freie (unbelegte) Eingänge sind logisch unzulässig; die Ausgangssignale während des Umstehens interessieren uns also nicht, oder wir klemmen währenddessen die Batterie ab. Entsprechend den Festlegungen für die Eingangsspannungen gilt auch für den Ausgang: hohe Spannung bzw. leuchtende

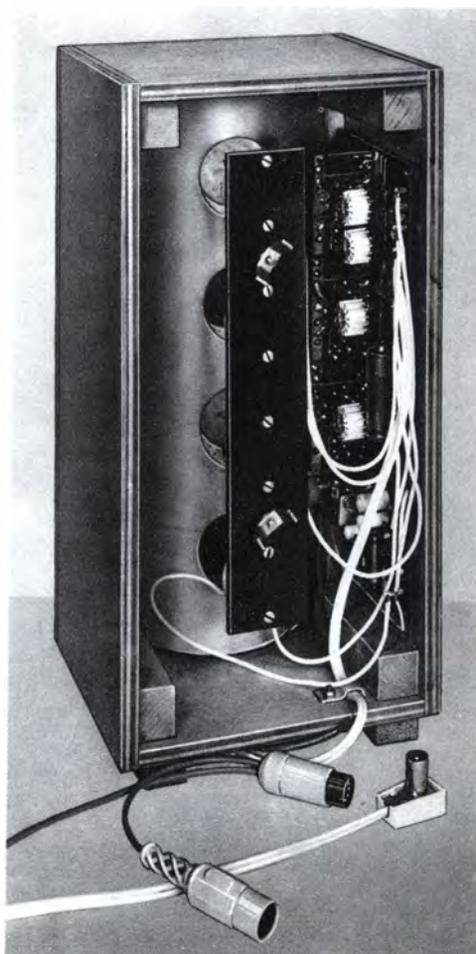


Bild 14.19. Blick in das Gehäuse der Lichteffektanlage

Lampe = H und niedrige Spannung bzw. dunkle Lampe = L. Wir nehmen folgende Wertetabelle auf (links):

E_1	E_2	A	E_1	E_2	A
L	L	L	L	L	L
L	H	L	L	H	H
H	L	L	H	L	H
H	H	H	H	H	H

Die UND-Schaltung gibt also nur dann ein hohes Ausgangssignal ab, wenn *sowohl* an E_1 *als auch* an E_2 (als auch an E_3 usw.) ein hohes Signal anliegt.

Der Vollständigkeit halber schauen wir uns auch gleich noch die *ODER-Schaltung* nach Bild 14.14 b an; sie liefert die rechte obige Wertetabelle.

Die ODER-Schaltung gibt jeweils dann ein H-Signal ab, wenn an einem Eingang *oder* am anderen *oder* an mehreren (allen) H-Signal liegt.

Für den Negator (NICHT-Schaltung) besteht die Wertetabelle nur aus zwei Zeilen:

E	A
L	H
H	L

Damit hätten wir die wichtigsten digitalen Elementarschaltungen kennengelernt, für die wir künftig auch die aus Bild 14.15 ersichtlichen Schaltungskurzzeichen verwenden können; ein Kreis in einer Ausgangsleitung weist stets auf Negation hin.

Wir bauen die Digital-Lichteffektanlage

Die Leiterplatte 1 unserer Analog-Lichteffektanlage ist so ausgelegt, daß sie nach einigen Änderungen auch für die Digitalanlage verwendbar ist. Wir entfernen die Drahtbrücken zwischen g und h sowie i und k und löten nach Bild 14.16 zwei neue und einen 5,6-k Ω -Widerstand (R_{18}) für die UND-Schaltung, die beiden Transistoren SC 236

und SF 126 der Ansteuerschaltung für die Pausenlampe, drei Drahtbrücken anstelle der Widerstände R_7 in unserer ehemaligen Experimentieranlage sowie Leiterplatte 2 mit den drei AD-Wandlern und den Dioden der UND-Schaltung ein. Eine Ansicht der fertigen Leiterplattenanordnung für die Digitalanlage sehen wir im Bild 14.17.

Wie die nun erstmals vier 5-W-Lampen anzuschließen sind, geht ebenfalls aus Bild 14.16 hervor. In der Eingangsleitung liegt wie bei unserer Analoganlage wieder ein 5-k Ω -Potentiometer. Zur Kontrolle, daß die Multivibratoren ordnungsgemäß arbeiten, hören wir noch einmal die vier Endtransistoren ab; ein Kopfhöreranschluß liegt an Masse, der andere kommt über einen Kondensator von 1 μ F an den jeweiligen Emitter. Die vollständige Schaltung unserer digitalen Lichteffektanlage sehen wir im Bild 14.18. Am Eingang liegt noch ein Filter, das sowohl sehr niedrige als auch sehr hohe Störfrequenzen zurückhält und das wir noch einbauen sollten. Die Grenzfrequenz des Hochpasses 0,2 μ F/22 k Ω liegt bei 35 Hz, die des Tiefpasses 1 k Ω /15 nF bei etwa 10 kHz. Da diese Filterkombination das Frequenzband zwischen den beiden Grenzfrequenzen passieren läßt, wird sie als *Bandpaß* bezeichnet. Wir können die vier Bauelemente entweder auf eine extra Leiterplatte oder auch direkt an die Ösen 1 und 2 der Leiterplatte 1 löten. Die Verbindung der Lichteffektanlage mit dem Verstärker II erfolgt über zwei Kabel: Mit Diodenstecker St_1 und abgeschirmtem Kabel wird das Steuersignal und mit St_2 und normalem zweiadrigem Kabel die Betriebsspannung zugeführt (vgl. auch Bild 13.26). Am Diodenstecker St_1 ist gleichzeitig ein Kupplungsstück Bu angeschlossen, über das mit dem Monodiodenkabel nach Bild 13.26 a auch weiterhin der Diodenempfänger an das Mischpult angeschlossen werden kann. Bild 14.19 gestattet einen Blick in das Gehäuse der Lichteffektanlage.

15. Grundversuche zum Magnettonverfahren

Als sich am 10. September 1898 der dänische Physiker und Hochfrequenztechniker *Valdemar Poulsen* seine »Vorrichtung zur Speicherung von Schallwellen auf magneti-

scher Grundlage« in Berlin patentieren ließ, ahnten selbst sonst weitsichtige Fachleute nicht, daß diese Technik kaum fünfzig Jahre später eine Schlüsselstellung einnehmen

würde. Poulsen war es gelungen, Sprache in Form kleiner Magnetfelder auf einem Stahldraht festzuhalten. Den Draht, eine Klaviersaite, hatte er auf ein Brett gespannt und führte einen mit einer Telefonsprechkapsel verbundenen Elektromagneten daran entlang. Wurde in die Kapsel gesprochen, so erzeugte der Elektromagnet Felder

die den Stahldraht im Rhythmus und in der Stärke des Sprechstromes quer aufmagnetisierten. Wurde anschließend das Mikrofon durch einen Fernhörer ersetzt und der Elektromagnet in der gleichen Art erneut an der Klaviersaite entlanggeführt, konnte die konservierte Sprache wieder hörbar gemacht werden.

Auf historischen Pfaden

Diesen grundlegenden Versuch werden wir in etwas abgewandelter Form nachvollziehen, wobei uns heute im Gegensatz zu Poulsen ein leistungsfähiger Verstärker zur Verfügung steht; Poulsen mußte sowohl bei der Aufnahme als auch bei der Wiedergabe mit den unverstärkten Sprachwechselströmen auskommen!

Ein spezieller Elektromagnet

Bild 15.1 enthält das Wesentliche zu seinem Bau. Nun ist das Schneiden von Dynamo-

blech mit einer gewöhnlichen Handblechschere nicht ganz unproblematisch, da es sehr spröde ist und daher leicht bricht. Wir spannen deshalb den einen Griff der Blechschere in den Schraubstock, so daß der bewegliche auch seitlich gegen die feststehende Schneide gedrückt werden kann. Bild 15.1a gibt an, wie aus dem E-Blech eines Lautsprecherübertragers der »Röhrenzeit« zwei Rohlinge für den Kern unseres kleinen Elektromagneten geschnitten werden. Der neue Kern soll maximal 2,5 mm

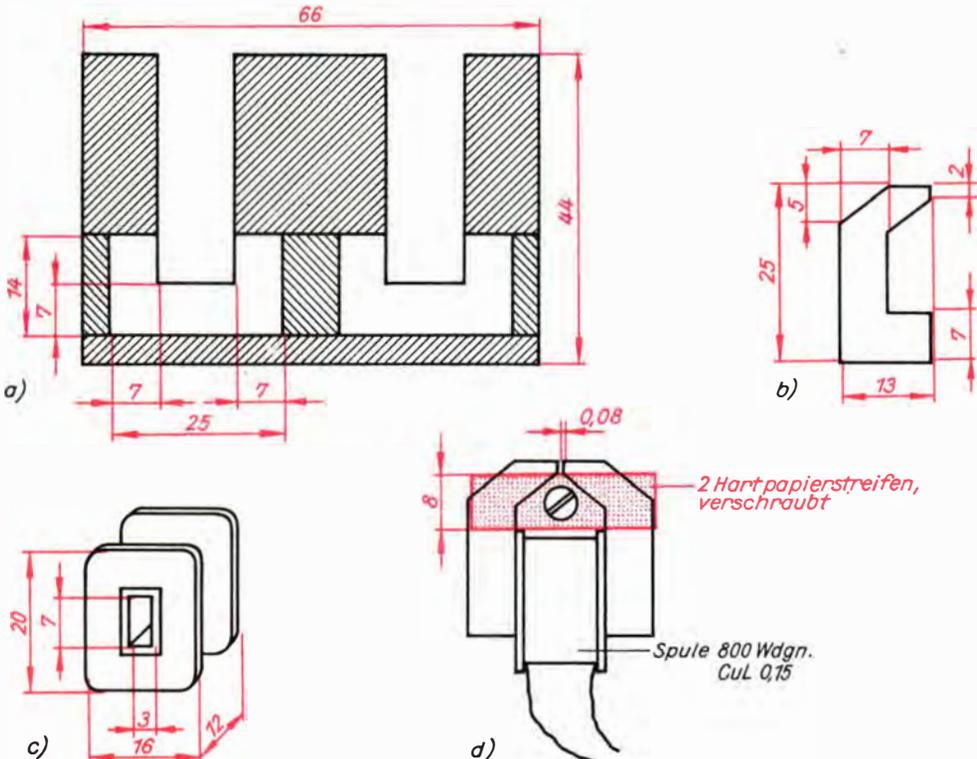


Bild 15.1. Zum Bau des speziellen Elektromagneten: a) Aus einem alten E-Kernblech entstehen zwei neue Kernblech-Rohlinge. b) So bearbeiten wir jeweils die verklebten Kernhälften. c) Spulenkörper, d) Montage des Magneten

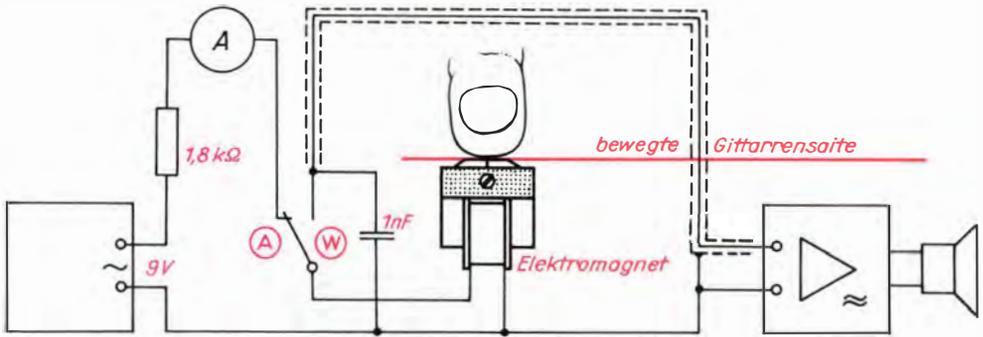


Bild 15.2. Die Gitarrensaiten speichern Wechselspannung

dick werden. Sind die Bleche 0,35 mm dick, brauchen wir $\frac{2,5}{0,35} = 7$ E-Bleche bzw. 14 Rohlinge, von denen jeweils 7 mit EP 11 verklebt und entsprechend Bild 15.1b befeilt werden. Vor dem Kleben sind die Rohlinge mittels Schmirgelpapier von anhaftender Lackisolation zu säubern.

Die Abmessungen des Spulenkörpers aus verleimter und schellackgetränkter Pappe sehen wir im Bild 15.1c; auf ihn wickeln wir 800 Windungen aus CuL 0,15. An den Spulenanfang und das Spulende löten wir dünne Litze, wie wir sie im Tonarm des Plattenspielers verlegt haben. Die fertige Spule wird mit einer Lage Zeichenkarton abgedeckt.

Bild 15.1d zeigt, wie die beiden Kernhälften in die Spulenöffnung gesteckt und mittels zweier Hartpapierstückchen sowie Schraube und Mutter M3 zusammengehalten werden; vor dem Festziehen der

Schraubverbindung stecken wir zwischen die beiden Polschuhe der Kernhälften eine Rasierklinge von 0,08 mm Dicke, so daß nach dem Herausziehen der Klinge hier ein Luftspalt dieser Breite entsteht.

Das »Geheimnis« der Gitarrensaiten

Aus Bild 15.2 ist ersichtlich, wie unser Elektromagnet mittels Umschalter sowohl an eine Wechselspannungsquelle als auch über eine abgeschirmte Leitung an den Eingang eines Verstärkers, z. B. unseres Verstärkers II, geschaltet werden kann; in diesem Fall können wir dem Verstärker auch die Wechselspannung entnehmen. Wir schalten zunächst auf W (Wiedergabe), stellen die maximale Verstärkung ein und richten den Elektromagneten auf Brumm-Minimum aus; dann nehmen wir die Verstärkung wieder etwas zurück. Der 1-nF-Kondensator schließt u. U. vom Elektromagneten aufgenommene Hochfrequenz

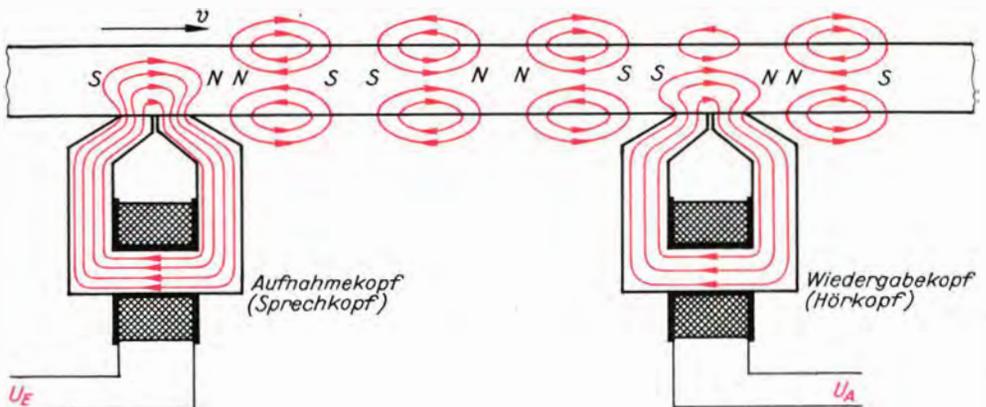


Bild 15.3. Prinzip der magnetischen Signalaufzeichnung und -wiedergabe

eines starken Ortssenders kurz. Dann schalten wir auf A (Aufnahme), stellen mit einem Widerstand etwa 5 mA Wechselstrom ein und ziehen quer über den Luftspalt des Elektromagneten eine dünne Gitarrensaiten, die mit einem Finger leicht auf beide Polschuhe gedrückt wird; das Ganze soll etwa eine Sekunde, höchstens zwei dauern. Ob die Saite magnetisiert wurde? Lüften wir ihr Geheimnis! In Stellung W ziehen wir sie mit etwa gleicher Geschwindigkeit erneut über die Polschuhe: Der Brummtone ist jetzt ganz deutlich zu hören; ziehen wir schneller, wird er höher.

Im Bild 15.3 ist das *Prinzip der magnetischen Signalaufzeichnung und -wiedergabe* dargestellt. Fließt durch die Spule des linken Elektromagneten ein Strom, so wird ein Magnetfeld aufgebaut. Der magnetische Fluß tritt am Luftspalt in den Stahldraht und richtet dort die im Draht vorhandenen Elementarmagnete zu einem »Kleinmagneten« bestimmter Polarität aus, der auch nach Entfernung dieser Stelle vom Luftspalt im Draht als *remanenter* Magnete-

tismus, d. h. als *Restmagnetismus*, zurückbleibt. In ähnlicher Art wurden früher aus Stahl Dauermagnete hergestellt.

Ist der Spulenstrom wie in unserem Versuch ein 50-Hz-Wechselstrom, so fließt eine Hundertstelsekunde später der Augenblicksstrom gerade entgegengesetzt. Wieder wird ein Kleinmagnet aufgebaut, aber jetzt mit umgekehrter Polarität.

Ist ein Signal mit unterschiedlichen Amplituden und Frequenzen aufzunehmen, muß es für eine originalgetreue Wiedergabe auf dem Tonträger auch eine proportionale Magnetisierung erzeugen. Von Natur aus hinterlassen jedoch kleine Signale einen im Verhältnis zu großen wesentlich geringeren Restmagnetismus, so daß Wiedergabeverzerrungen entstehen würden. Deshalb wird der Wicklung des Aufzeichnungselektromagneten neben der aufzunehmenden NF-Spannung ein *Vormagnetisierungsstrom* zugeführt. Das kann im einfachsten Fall ein Gleichstrom sein; für hochwertige Geräte benutzt man heute jedoch eine HF-Vormagnetisierung.

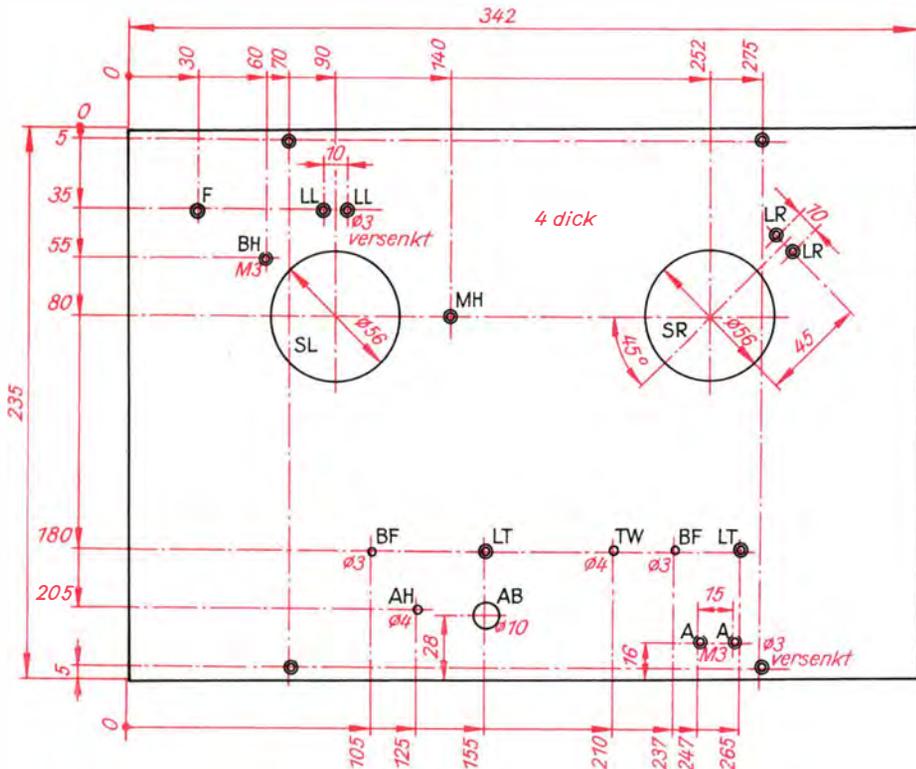


Bild 15.4. Die Montageplatte für das Tonbandlaufwerk

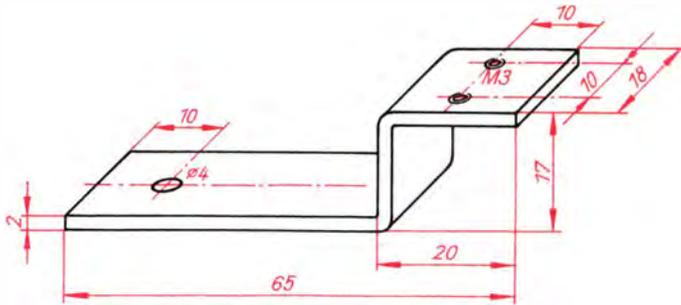


Bild 15.5. Spulenlagerbügel

Sobald nun die mit dem Draht wandernden Kleinmagnete wieder eine Spule mit Eisenkern passieren, induzieren sie in dieser ganz analoge Wechselfspannungen, ohne daß die Kleinmagnete selbst zerstört werden. Beliebig oft können wir unsere Gitarrensaite zweckentfremdet ertönen lassen. Erst wenn wir sie an einem Dauermagneten (Türverschluß) vorbeiziehen, wird die gespeicherte Information durch gleichartiges Ausrichten aller Elementarmagnete gelöscht.

1828 läßt sich *Fritz Pfleumer* ein *Magnetband* aus Papier patentieren, das zwar wegen seiner geringen Zerreißfestigkeit keine praktische Bedeutung erlangt, aber eben das *Tonband* aus der Taufe hebt und weitere Forschungen auslöst. 1932 wird ein Azetylzelluloseband (Zelluloidfilm) produziert und 1935 auf der Funkausstellung in Berlin das erste Tonbandgerät der Welt vorgestellt. Bis heute hat sich an seinem Prinzip nichts geändert, und es ist ein Wunderwerk technischer Präzision.

Wir bauen ein Experimentier-Laufwerk

Den elementaren Zusammenhang zwischen der Geschwindigkeit des Tonträgers und der Tonhöhe haben wir bereits beim Bau unseres Plattenspieler kennengelernt, so daß sich hier weitere Bemerkungen dazu erübrigen; ohne Drehmaschine ist der Bau eines Tonbandlaufwerkes nicht durchführbar, es sei denn, wir können auf industriell gefertigte Teile zurückgreifen. Natürlich wollen wir weitere Grundlagenversuche auch mit Tonband durchführen, und dazu brauchen wir eine Vorrichtung zum Band-

transport. Wir werden sie so gestalten, daß auf ihrer Grundlage dann auch ein Tonbandgerät entwickelt werden kann – vorausgesetzt, wir erreichen die notwendige Präzision.

Die *Montageplatte* nach Bild 15.4 wurde für das Muster aus 4 mm dickem Hartpapier gefertigt; ebenso ist natürlich Aluminium von wenigstens 3 mm Dicke geeignet. In diesem Fall ist allerdings ein besonderes oberes Tonwellenlager erforderlich. Der Gehäuserahmen aus Sperrholz entspricht genau dem des Plattenspieler.

Abwickeltrieb und Aufwickeltrieb

Wie bei jedem Tonbandgerät sind auch für unser Experimentier-Laufwerk zwei *Spulenlager* erforderlich: ein linkes zur Aufnahme der vollen Tonbandspule und ein rechtes, das eine zunächst leere Spule aufnimmt und auf die das Band dann aufgewickelt wird. Da sich das Tonband vom ersten bis zum letzten Zentimeter mit stets gleicher Geschwindigkeit bewegen muß, darf es nicht einfach vom Antrieb der Aufwickelspule gezogen, sondern es muß zwischen beiden Spulenlagern extra angetrieben werden, ebenso die Spulenlager selbst. Während der Abwickeltrieb, dessen Drehzahl mit dem Bandabspulen zunimmt, lediglich im Bremsen des Spulenlagers besteht, ist der Aufwickeltrieb komplizierter. Je mehr Band aufgespult wird, um so langsamer muß sich das rechte Spulenlager drehen; deshalb entfällt ein direkter Antrieb. Wie bei anderen Maschinen dient auch hier eine *Rutschkupplung* dem Ausgleich der unterschiedlichen Drehzahlen.

Der Aufbau beider Spulenlager geht aus den Bildern 15.5 und 15.6 hervor; vom Lagerbügel nach Bild 15.5 werden zwei Stück

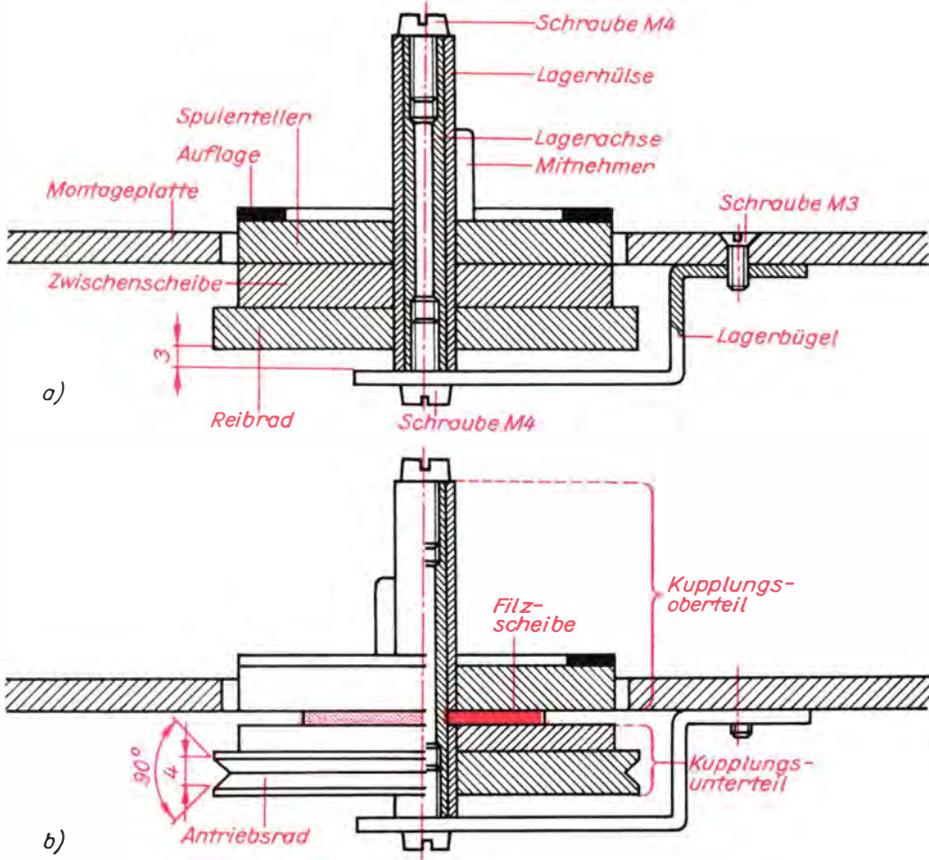


Bild 15.6. Linkes Spulenlager (Abwickeltrieb, a) und rechtes Spulenlager (Aufwickeltrieb, b)

aus 2 mm dickem Stahlblech benötigt. Für das linke Spulenlager (siehe Schnittdarstellung Bild 15.6 a) fertigen wir:

- eine *Lagerachse* aus Messing- bzw. Stahlrohr, 6 mm Außendurchmesser, 3-mm-Bohrung, 47,5 mm lang, mit beidseitig 12 mm tiefem Innengewinde M4
- eine *Lagerhülse* aus Messingrohr, 8 mm Außendurchmesser, 6-mm-Bohrung, 47 mm lang
- aus 6 mm dickem Hartpapier ein *Reibrad* von 60 mm Durchmesser, eine *Zwischenscheibe* und einen *Spulenteller* von je 54 mm Durchmesser und alle mit einer mittigen 8-mm-Bohrung
- aus 2 mm dickem Gummi- oder Bunabelag einen Kreisring von 54 mm Außen- und 40 mm Innendurchmesser als *Auflage* und aus 0,5 . . . 1 mm dickem Messingblech ein Rechteck von 3 mm Breite und 12 mm Höhe als *Mitnehmer*.

Alle drei Hartpapierscheiben werden dann miteinander und mit der Lagerhülse mit EP 11 verklebt, und zwar so, daß die Hülse noch 3 mm aus dem Reibrad herausragt. Das Ganze muß gut ausgerichtet werden, am besten in einer Ständerbohrmaschine. Nach Aushärtung löten oder kleben wir dann noch den Mitnehmer genau senkrecht und radial an die Hülse sowie die Auflage auf den Spulenteller. Die Lagerwelle wird mit einer Zylinderkopfschraube M4 x 10 am Lagerbügel festgeschraubt, das Spulenlagerdrehteil auf die leicht gelöte Welle gesteckt und mit der zweiten M4-Schraube gesichert. Das Spulenlager muß sich leicht und ohne Schlag drehen lassen.

Ganz ähnlich ist das rechte Spulenlager aufgebaut (vgl. Darstellung im Halbschnitt nach Bild 15.6 b). Während die Lagerachse genau der des linken Lagers entspricht,

sind rechts zwei getrennte Spulenlagerdrehteile vorhanden: das *Kupplungsoberteil* mit einer 32 mm langen und das *Kupplungsunterteil* mit einer 13 mm langen Lagerhülse. Das *Antriebsrad* wird aus einem dem Reibrad gleichen Rohling hergestellt; die Zwischenscheibe, mit dem Antriebsrad verklebt, ist nur 4 mm dick.

Das Kupplungsoberteil besteht neben der Hülse aus dem Spulenteller, der Auflage, dem Mitnehmer (analog dem linken Spulenlager) sowie einer an die Unterseite des Spulentellers mit EP 11 geklebten Filzscheibe von 2 mm Dicke und mittigem 6-mm-Loch als *Kupplungsbelag*. Der Autor gewann ihn aus einem alten Hut, Baujahr

1956! Mit dem Ankleben sollten wir uns allerdings etwas Zeit lassen, da die endgültige Abmessung von mehreren Faktoren abhängt und deshalb experimentell zu ermitteln ist. Je größer nämlich der Scheibendurchmesser wird, um so größer wird zwar die übertragbare Kraft, aber im gleichen Maße steigt auch die Belastung des Motors! Wir sollten Scheiben von 25 mm, 30, 35, 40, 45 und 50 mm ausschneiden und die richtige später im Versuch auswählen, indem wir die Filzscheibe zunächst ungeklebt einfach zwischen Kupplungsoberteil und -unterteil legen; der Autor entschied sich für die 30-mm-Scheibe. Im Bild 15.9 sehen wir eine Ansicht der beiden Spulenlager, die nun mit je zwei Senkschrauben M3 bei LL (Lagerbügel links) und LR (Lagerbügel rechts) so an die Montageplatte geschraubt werden, daß das linke Spulenlager durch SL und das rechte durch SR ragt.

Der zum Bremsen des Abwickeltriebes erforderliche *Bremshebel* wird nach Bild 15.7a aus 1 mm dickem Stahlblech gefertigt. In die rechtwinklige Ausbiegung in Hebelmitte löten oder kleben wir als Lagerbuchse ein 8 mm langes Messingrohr von 6 mm Außen- und 3 mm Innendurchmesser; »Bremsklotz« ist ein Stück Hutfilz 2 mm x 6 mm x 10 mm, das mit Epasol-Kontakt an das Ende des einen Hebelarmes geklebt wird. Aus Bild 15.7b geht hervor, wie der Bremshebel mit einer Schraube M3 bei BH von unten an die Montageplatte geschraubt und mit einer Mutter gekontert wird; der Filz muß mit seiner gesamten Breite am Reibrad anliegen. Die richtige Andruckkraft von 0,2 ... 0,4 N (20 ... 40 p) ist mit einer in das 2-mm-Loch des Hebels einzuhängenden kleinen Zugfeder einzustellen, die analog der Feder des Reibrad-Zughebels im Plattenspieler mit einer bei F angeschraubten Lötöse die erforderliche Vorspannung erhält.

Nach dem Abwickeln und vor dem Aufwickeln muß das Tonband aus seiner Richtung abgelenkt und in der Höhe genau geführt werden; dazu dienen zwei *Bandführungen*. Aus 1 mm dickem Metall schneiden wir vier Führungsbleche nach Bild 15.7c aus; zwei von 18 mm und zwei von 30 mm Länge. Die kürzeren werden direkt am Kreisumfang rechtwinklig abgekantet, die längeren an der 18-mm-Marke und

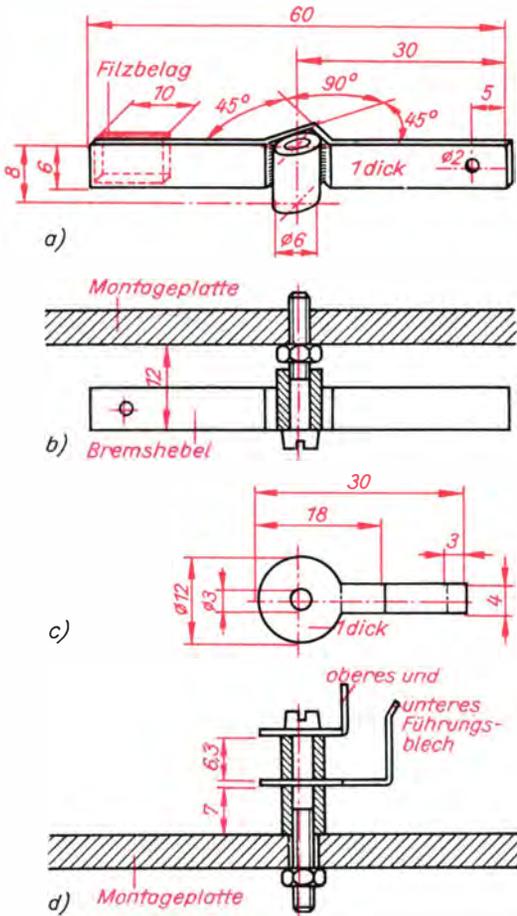


Bild 15.7. Bremshebel und Bandführung:
a) fertiger Bremshebel, b) Befestigung des Bremshebels an der Montageplatte,
c) Führungsblechrohling, d) Schnitt durch die vollständige Bandführung

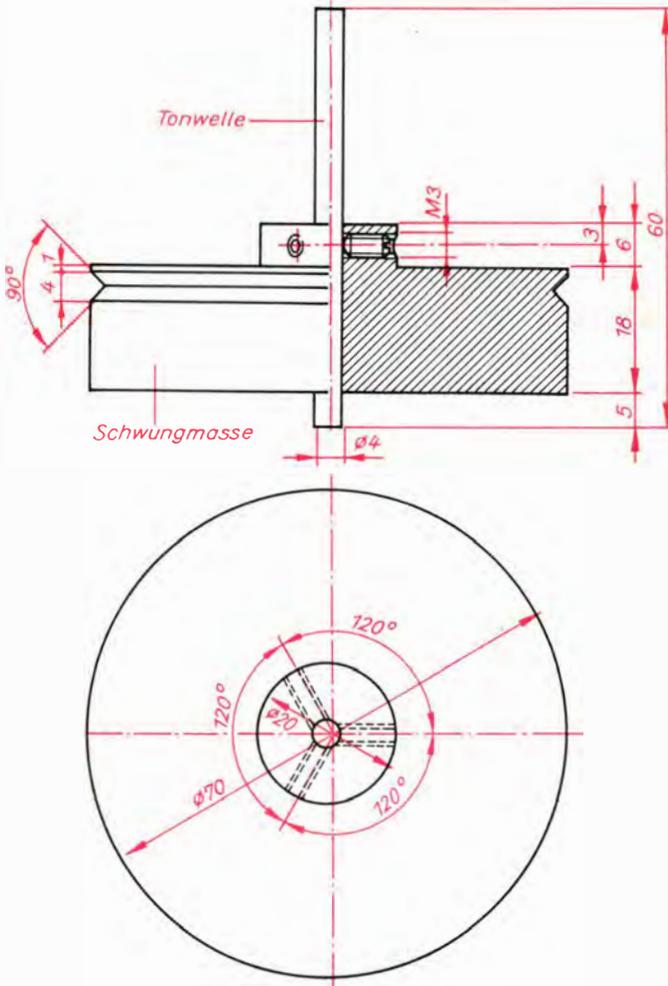


Bild 15.8. Tonwelle mit Schwungmasse

dann noch einmal in entgegengesetzter Richtung 3 mm vom Ende entfernt – hier allerdings nur um etwa 30° . Von unserem 6-mm-Messingrohr trennen wir zwei Längen von 7 mm und zwei von 6,3 mm ab; die kürzeren dürfen keinesfalls kleiner als 6,26 mm werden! Das Tonband hat die genormte Breite von 6,25 mm, und es würde andernfalls während des Bandtransportes geklemmt oder gar beschädigt werden. Wie die vier Einzelteile zur Bandführung zusammengesetzt und mit einer 25 mm langen M3-Zylinderkopfschraube und Mutter bei BF auf die Montageplatte geschraubt werden, sehen wir im Bild 15.7d. Die beiden »Bandeinfädelnasen« der Führungsbleche

sollen genau übereinanderliegen und senkrecht zur Verbindungslinie der Bandführungen in Richtung der Montageplattenvorderkante weisen.

Tonwelle und Schwungmasse

Wir entscheiden uns für die heute bei Heimtonbandgeräten übliche Bandgeschwindigkeit von $9,5 \frac{\text{cm}}{\text{s}}$.

Das Tonband soll auf unserem Experimentier-Laufwerk von einer *Tonwelle* mit $d = 4 \text{ mm}$ Durchmesser angetrieben werden, gegen die eine Gummirolle drückt. Nach der Gleichung für die *Umfangs- oder*

Bahngeschwindigkeit $v = \pi \cdot d \cdot n$ muß sich die Tonwelle mit $n = \frac{v}{\pi \cdot d}$

$$= \frac{9,52 \text{ cm}}{\pi \cdot 4 \text{ mm} \cdot \text{s}} = \frac{95,2 \cdot 60}{\pi \cdot 4 \text{ min}} = 455 \text{ min}^{-1}$$

drehen.

Zum Ausgleich kurzzeitiger Gleichlaufschwankungen soll die Tonwelle so wie der Teller des Plattenspielers eine möglichst große Masse haben: die *Schwungmasse*. Beide Teile fertigen wir nach Bild 15.8, die Tonwelle aus Silberstahl mit geschliffener Oberfläche und die Schwungmasse aus Stahl oder noch besser aus Messing. Die Tonwelle muß sich gerade in die Bohrung der Schwungmasse schieben lassen, ohne daß sie fühlbares Spiel hat; gleichmäßig festgezogen wird sie mit drei um 120° versetzten Madenschrauben M3.

Die Einzelteile für die Lagerung der Tonwelle sind aus Bild 15.10 ersichtlich. An den Lagerbügel nach Bild 15.10 a aus 2 mm dickem Stahlblech wird in der Mitte ein 25 mm x 20 mm großes Verstärkungsstück gelötet oder mit EP 11 geklebt. Bild 15.10 b zeigt das untere Lager aus Hartpapier oder besser Polyamid, das mit zwei Senkschrauben M3 auf den Lagerbügel geschraubt wird, Bild 15.10 c die Lager-schraube mit eingepreßter Stahlkugel von 3 mm Durchmesser; auf ihr läuft die Tonwelle. Das obere Lager wird von der Bohrung TW in der Montageplatte gebildet. Damit diese Lagerbohrung genau senkrecht oberhalb der Bohrung im unteren Lager liegt, bohren wir sie am besten bei ange-

schraubtem Lagerbügel. Er wird mit zwei Senkschrauben M3 bei LT gut festgezogen; für die Befestigung nahe AB verwenden wir eine längere Schraube. Mittels rechtwinkligem Dreieck überzeugen wir uns davon, daß die Tonwelle nach der Montage entsprechend Bild 15.10 d auch tatsächlich allseitig rechtwinklig aus der Montageplatte ragt. Geringfügige Abweichungen lassen sich durch leichtes Verschieben des Lagerbügels korrigieren, nachdem eines seiner oberen M3-Gewindelöcher auf 4 mm aufgebohrt und er nun an dieser Stelle mit Schraube, Unterlegscheibe und Mutter M3 festgezogen wird.

Andruckhebel

Damit die hochglanzpolierte Schichtseite des Tonbandes von der äußerst glatten Oberfläche der Tonwelle überhaupt bewegt werden kann, muß das Band von einer Gummiwalze, der *Andruckrolle*, gegen die Tonwelle gepreßt werden. Sie wurde aus einem großen Fußboden-Türanschlag in der waagrecht eingespannten Bohrmaschine mit Werkzeugauflage »gedrechselt«. Zuerst wird der Türanschlag mit seiner 6-mm-Bohrung auf ein 8-mm-Rohr geklemmt und zu einem Zylinder von 13 mm Länge und 27 mm Durchmesser vorgearbeitet. Dann kleben wir mit EP 11 in die Gummi-bohrung ein 6 cm langes 6-mm-Messingrohr mit 3-mm-Bohrung, das etwa 1 mm aus dem Gummizylinder herausragt. Nach Aushärtung des Klebers erfolgt die Feinbearbeitung mittels Schleifpapierfeilen

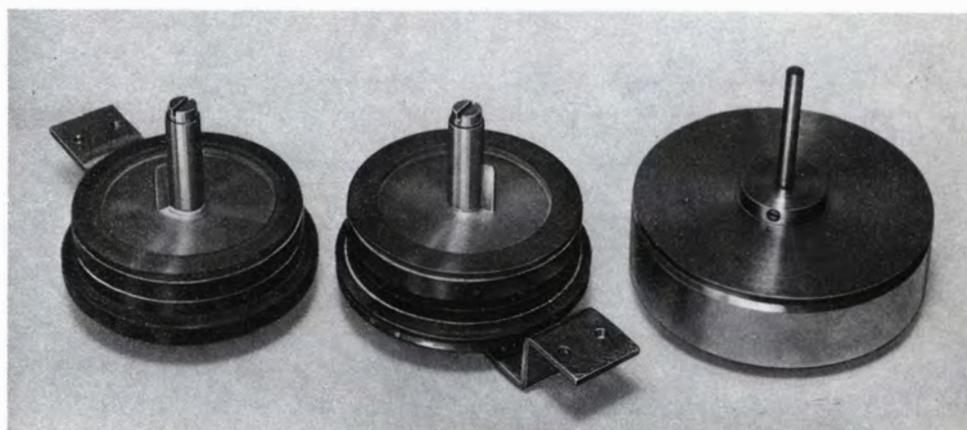


Bild 15.9. Die beiden Spulenlager und die Tonwelle mit Schwungmasse

(Schleifpapier immer feinerer Körnung auf ebenen Hartholz- oder Hartpapierbrettchen) auf 12 mm Länge und 25 mm Durchmesser. Abweichungen von diesen Maßen sind belanglos, wichtig ist die absolute Parallelität des Zylindermantels! Ist die Gummirolle fertig, kürzen wir ihr Messinglager auf 14 mm; es soll beidseitig 1 mm aus den Rollenstirnseiten herausstehen.

Geführt wird die Gummirolle vom *Andruckhebel*, den wir nach Bild 15.11a aus

1,5 mm dickem Stahlblech herstellen. Nach dem rechtwinkligen Abkanten entlang der Biegelinie löten wir in A eine M3-Zylinderkopfschraube als Rollenachse, in B eine zweite als Andruckbolzen in entgegengesetzter Richtung ein. Beide sollen etwa 20 mm lang sein und die erste nur auf 5 mm Gewinde haben. Als Lagerbuchse dient ein 20 mm langes Messingrohr von 8 mm Außen- und 6 mm Innendurchmesser, das bei C eingelötet wird; es muß 3 mm an der

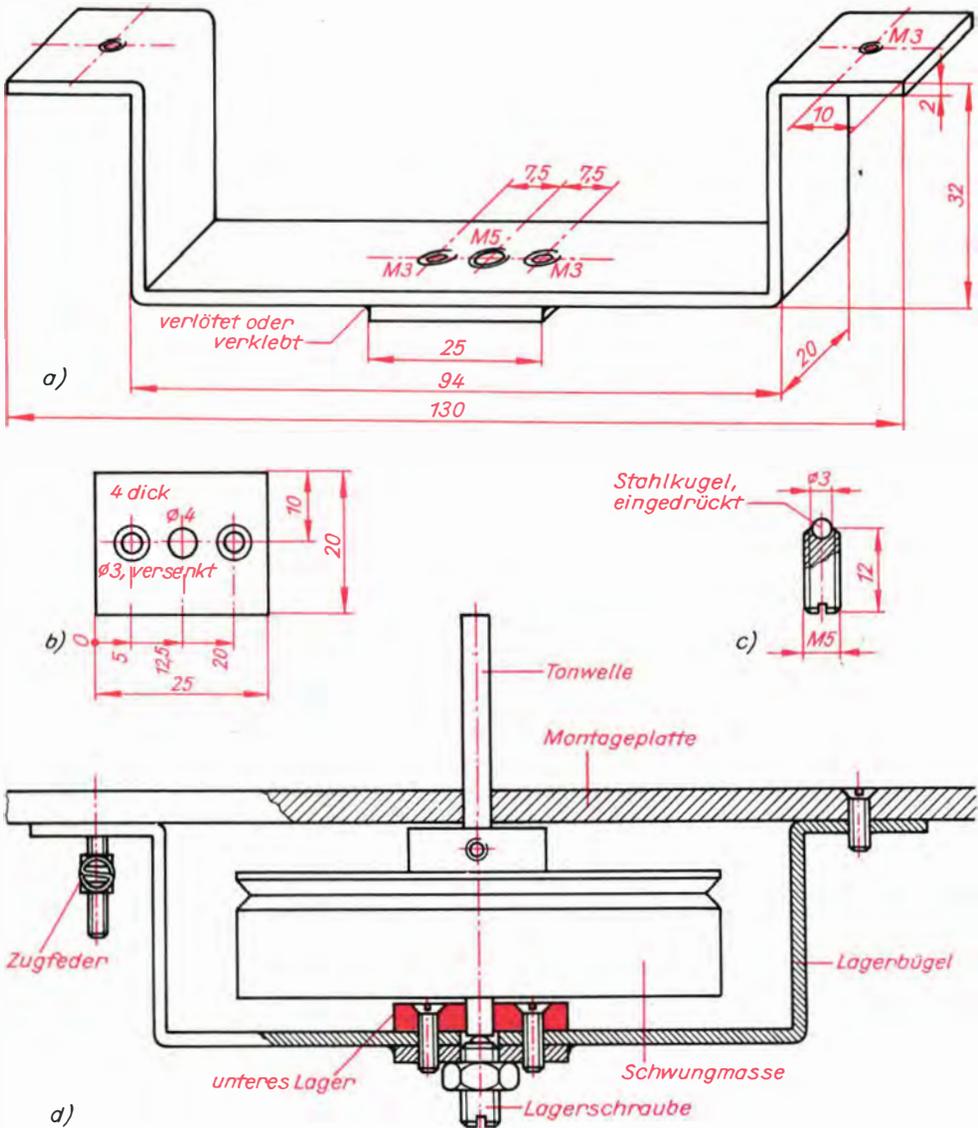


Bild 15.10. Die Lagerung der Tonwelle: a) Tonwellenlagerbügel, b) unteres Lager, c) Lagerschraube, d) Schnitt durch das Tonwellenlager

15. Grundversuche zum Magnettonverfahren

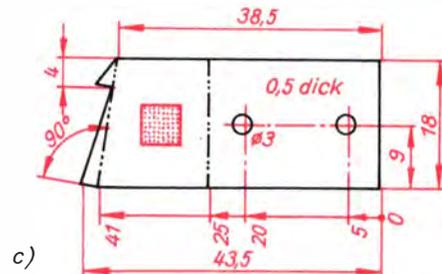
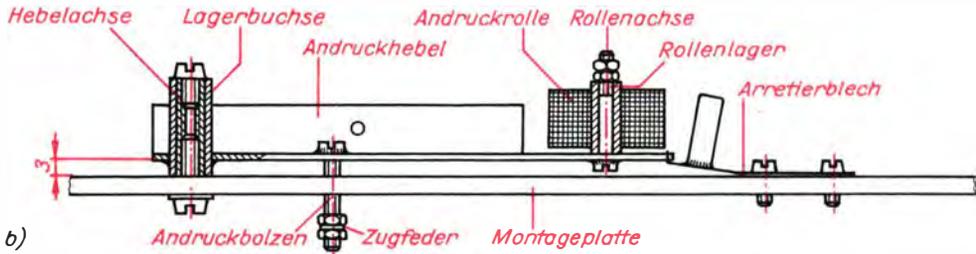
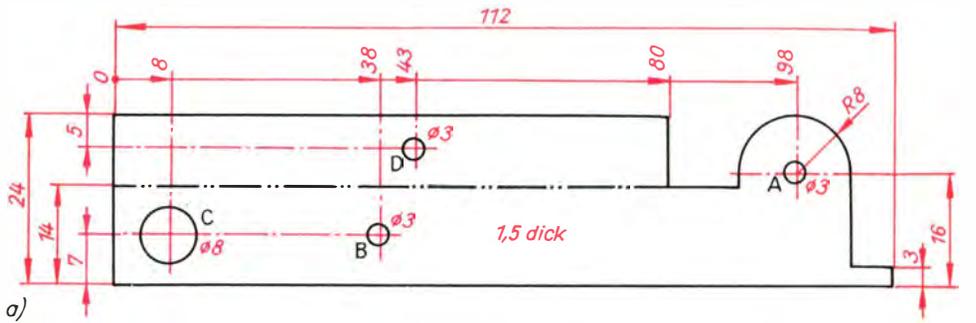


Bild 15.11. Der Tonbandandruckhebel:
a) Hebelrohling, b) Andruckhebel im Teilschnitt, c) Arretierblech

Unterseite aus dem Hebel herausragen. Die Achse des Andruckhebels aus 6-mm-Messingrohr ist 20,5 mm lang und hat durchgehendes oder beidseitig bis zur Mitte geschnittenes Innengewinde M4; sie wird bei AH mit einer Zylinderkopfschraube M4 auf die Montageplatte geschraubt. Den Andruckhebel setzen wir mit der leicht gelöten Lagerbuchse so auf die Achse, daß der Andruckbolzen durch die 10-mm-Bohrung AB der Montageplatte ragt; eine zweite Zylinderkopfschraube M4, von oben in die Hebelachse gedreht, sichert den montierten Andruckhebel.

Die notwendige Andruckkraft der Rolle gegen die Tonwelle erzeugt eine Zugfeder, die, gehalten durch je zwei Muttern, zwischen dem Andruckbolzen und der längeren Befestigungsschraube des Tonwellenlagerbügels gespannt wird. Die Kraft muß so groß sein, daß das Tonband ohne Schlupf transportiert wird. Je dünner dieses ist, um so größer muß die Andruckkraft sein und um so mehr wird der Antriebsmotor belastet!

Zur Zeit fertigt der VEB Filmfabrik Wolfen auf Polyesterbasis die *ORWO-Bandtypen* 113, 120 und 130 sowie 121 und 131; letztere sind besonders grundgeräuscharm (engl.: *low noise* = niedriges Geräusch).

Das 113er Band ist mit $35\ \mu\text{m}$ am dicksten und robustesten, also das Richtige für unsere Belange; die Typen 120 und 121 mit $25\ \mu\text{m}$ bzw. 130 und 131 mit gar nur $18\ \mu\text{m}$ Dicke scheiden für Experimentierzwecke aus.

Als günstige Andruckkraft ermittelte der Autor einen Wert von $2 \dots 3\ \text{N}$ ($200 \dots 300\ \text{p}$), gemessen an der Rollenachse. Da der Zugfederhebelarm mit 30 mm nur ein Drittel des Rollenhebelarmes beträgt, hat die Feder eine dreimal größere Kraft, also etwa $7,5\ \text{N}$ ($750\ \text{p}$), aufzubringen.

Zum Festhalten des Andruckhebels verwenden wir ganz einfach ein Arretierblech entsprechend Bild 15.11c aus 0,5 mm dik-

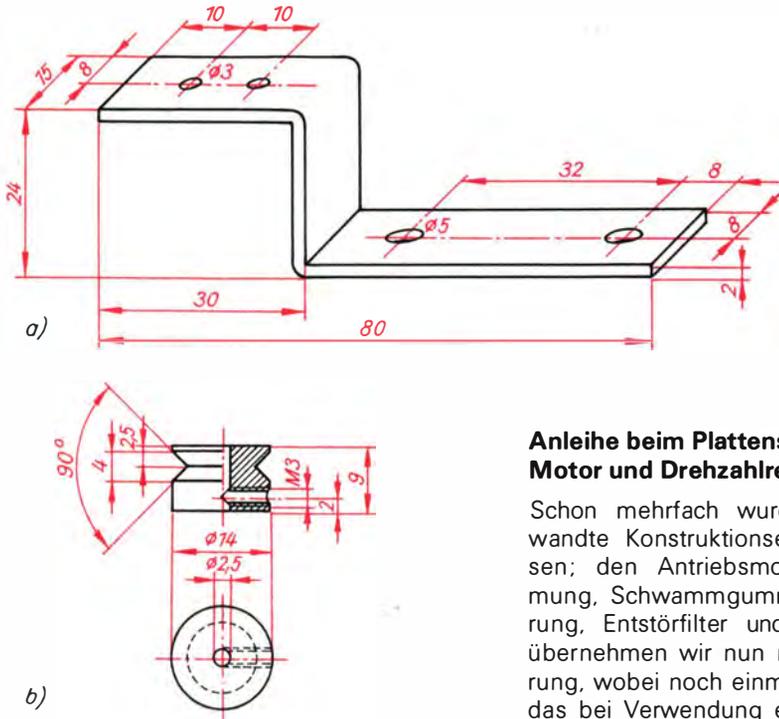


Bild 15.12. Schwenkhebel (a) und Seilrad (b) des Antriebmotors

kem Federmessing, das nach zweimaligem Biegen (siehe Bild 15.11b) mit zwei Schrauben M3 bei A auf die Montageplatte geschraubt wird. Der Andruckhebel kann nun in zwei Stellungen gehalten werden: einmal mit etwa 4 mm Abstand zwischen Rolle und Tonwelle und zum anderen mit etwa 20 mm; den Hebel selbst ziehen wir dabei am senkrecht nach oben gebogenen Teil mit der Hand zurück. Der große Abstand wird zum Bändeinlegen gewählt und der geringere ist unsere »Bereitschaftsstellung«: Nach Fingerdruck auf das leicht schräg nach oben stehende Stück des Arretierbleches springt die Rolle an die Tonwelle, und das Band setzt sich in Bewegung. Noch besser läßt sich unser Eigenbauschafter mit einem auf die im Bild 15.11c gekennzeichnete Fläche gelöteten kleinen Winkel als Schalterknopf betätigen. Vom großen Abstand lassen wir allerdings den Andruckhebel nie direkt auf die Tonwelle sausen, da sonst leicht Beschädigungen der Rollenachse oder des Bandes auftreten können.

Anleihe beim Plattenspieler: Motor und Drehzahlregelung

Schon mehrfach wurde auf dort angewandte Konstruktionseinzelheiten verwiesen; den Antriebsmotor samt Abschirmung, Schwammgummidämpfung, Halterung, Entstörfilter und Drehzahlregelung übernehmen wir nun nahezu ohne Änderung, wobei noch einmal ganz speziell auf das bei Verwendung eines magnetischen Abtastsystems notwendige Ausrichten und Abschirmen des Motors aufmerksam gemacht wird; andernfalls sind Wiedergabeversuche mit unserem noch etwas zu verbessernden, speziellen Elektromagneten nicht möglich!

Den Winkel der Motorhalterung (Bild 11.3 b) schrauben wir diesmal allerdings nicht direkt an die Montageplatte, sondern an einen *Schwenkhebel* nach Bild 15.12 a, damit sowohl unterschiedlich lange Antriebsriemen (Peesen) verwendet werden können als auch die richtige Riemenspannung einstellbar ist. In Ermangelung handelsüblicher Antriebspeesen wurde aus mehreren Exemplaren ein geeigneter großer Gummi von zweimal 24 cm Länge und 2 mm x 2 mm Querschnitt ausgewählt; so etwas erhält man mitunter in Schreibwarenläden oder gratis beim Büchereinkauf. Die richtige geringe Vorspannung ermitteln wir später im Versuch.

Für das optimale Anpassen der Motor-Nennndrehzahl $n_1 = 3000 \text{ min}^{-1}$ an die erforderliche Schwungmassendrehzahl $n_2 = 455 \text{ min}^{-1}$ ist ein *Motorseilrad* vom richtigen Durchmesser erforderlich. Dabei nehmen wir an, die Peese wäre unendlich dünn. Als wirksamer Schwungmassen-

15. Grundversuche zum Magnettonverfahren

durchmesser gehen dann
 $d_2 = 70 \text{ mm} - 2 \cdot 2 \text{ mm} = 66 \text{ mm}$ in die
Rechnung, die als wirksamen inneren Rad-
durchmesser $d_1 = \frac{n_2}{n_1} \cdot d_2$
 $= \frac{455 \text{ min}^{-1} \cdot 66 \text{ mm}}{3000 \text{ min}^{-1}} = 10,0 \text{ mm}$ liefert.

Bei gleichem Riemenprofil wie auf der
Schwungmasse erhalten wir einen Außen-
durchmesser von $10 \text{ mm} + 2 \cdot 2 \text{ mm}$
 $= 14 \text{ mm}$; Bild 15.12 b zeigt das Seilrad im
Halbschnitt. Im Unterschied zur Schwung-
masse reicht hier eine Madenschraube zum
Festziehen auf der Motorwelle; als Material

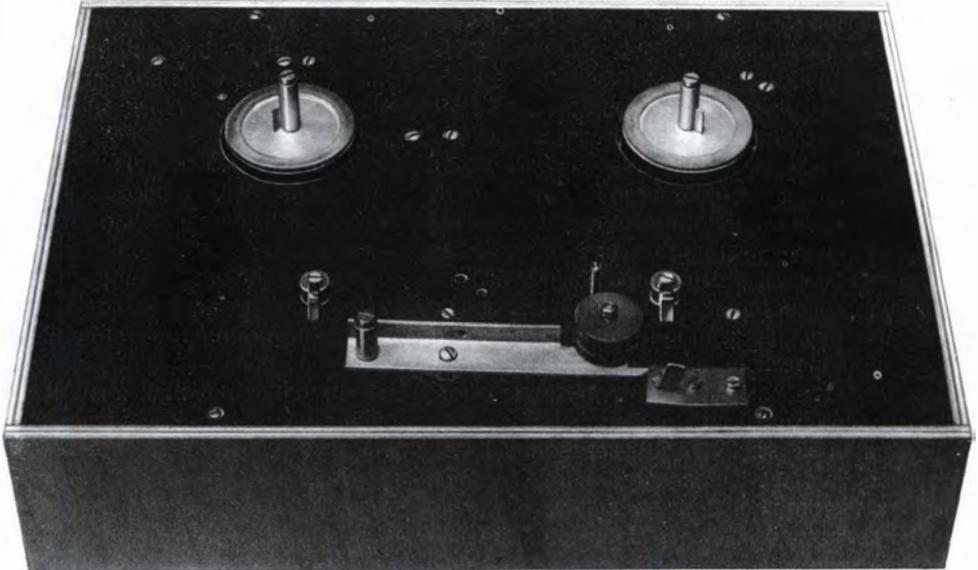


Bild 15.13. Unser Experimentierlaufwerk

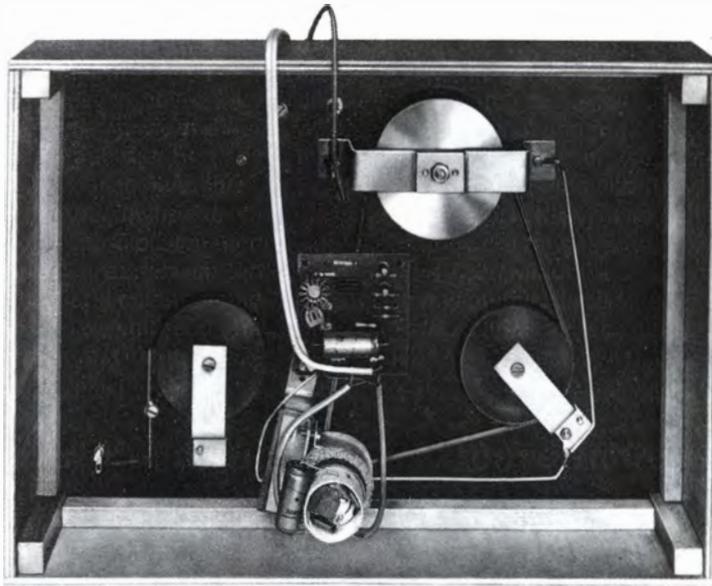


Bild 15.14. Blick auf den Antrieb des Experimentierlaufwerkes

eignet sich Aluminium ebenso wie Messing oder Stahl.

Wie beim Plattenspieler die Montageplatte durch zwei Schwammgummistreifen zwischen Winkel und Lasche akustisch vom Motor entkoppelt wird, ist das jetzt für den Schwenkhebel erforderlich. Wenn wir den Motor, wie aus Bild 11.3 d ersichtlich, in der Hand halten, muß der Hebelteil mit den beiden 3-mm-Löchern von uns und vom Motor weg- und in Richtung Schnurrad weisen.

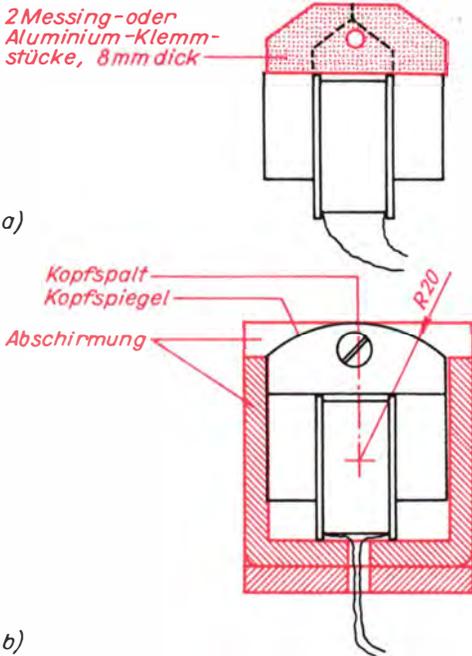


Bild 15.15. Zum Bau des Tonkopfes: a) Form der Klemmstückrohlinge, b) Endform und Lage der Abschirmung

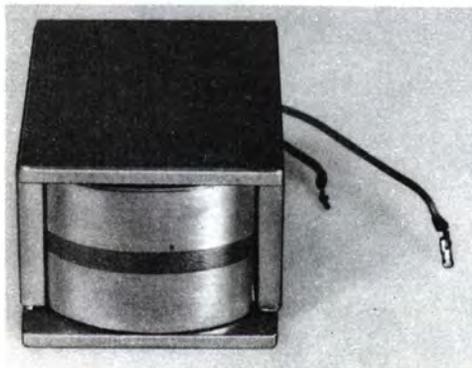


Bild 15.16. Unser Experimentiertonkopf

Durch eines der beiden 3-mm-Löcher wird er dann bei MH an die Montageplatte geschraubt.

Das Entstörfilter mit einem zusätzlichen (und richtig gepolten) 1000- μF -Elektrolytkondensator parallel zu K_3 direkt am Motor und die Drehzahl-Regelschaltung entnehmen wir Bild 11.6, wobei jedoch nur ein Einsteller von 500 Ω benötigt wird; auch der Drehzahlumschalter S entfällt hier. Ebenso verzichten wir diesmal auf die Schalterelektronik nach Bild 11.8, ergänzen jedoch die Schaltung 11.6 b noch durch C_1 und C_2 (11.6 a) sowie einen weiteren Elektrolytkondensator von 1000 μF zwischen Pluspol und Minuspol der Regelschaltung. R_6 wird auf etwa 1,5 Ω reduziert und durch drei Widerstände von je 4,7 Ω verwirklicht. Die Leiterplatte entwerfen wir in Anlehnung an Bild 11.7 und schrauben sie in Motornähe mit zwei 25 mm langen Abstandshülsen an die Montageplatte. Anschließend verbinden wir die Lagerbügel des rechten Spulenlagers und der Tonwelle mit Masse. Das nunmehr betriebsbereite Experimentier-Laufwerk sehen wir im Bild 15.13. Bild 15.14 erlaubt eine Blick auf die Unterseite der Montageplatte; den ersten Versuchen steht nichts mehr im Wege.

Elektrische und mechanische Einstellarbeiten

Als Spannungsquelle verwenden wir zunächst sechs in Reihe geschaltete Monozellen R 20, und in die Plusleitung legen wir einen Strommesser, Meßbereich 0,5A. Nach Anlaufen des Motors und Antrieb von Schwungmasse und rechtem (zunächst unbelastetem) Spulenlager wird sich ein Strom von knapp 200 mA einstellen. Das ist schon ganz beträchtlich, aber weit darunter werden wir kaum kommen. Als nächstes überzeugen wir uns vom Einfluß der Riemen Spannung auf den Strom. Durch Schwenken des Motors in Richtung des rechten Spulenlagers geht er zurück, bis plötzlich der Riemen aus den Rillen springt – seine Spannung ist zu gering geworden. Nun schwenken wir den Motor um rund 20° in Richtung des linken Spulenlagers, ziehen die Schraubverbindung in MH fest und legen den Riemen wieder auf. Dann stellen wir die Motorspannung auf 5 V ein, legen erstmals ein Band auf (10-cm-Spule) und

15. Grundversuche zum Magnettonverfahren

messen erneut den Strom für den Fall der abgebremsten Spule auf dem linken Lager und leichtem Bandzug durch die Rutschkupplung; das Band darf sich aber noch nicht bewegen. Auch jetzt muß der Motor

noch von selbst anlaufen. Ist das nicht mehr der Fall, kommt die nächstkleinere Filzscheibe in die Kupplung; die Stromaufnahme liegt bei gut 200 mA. Es dauert allerdings gut 5 s, bis alles richtig »in Schwung«

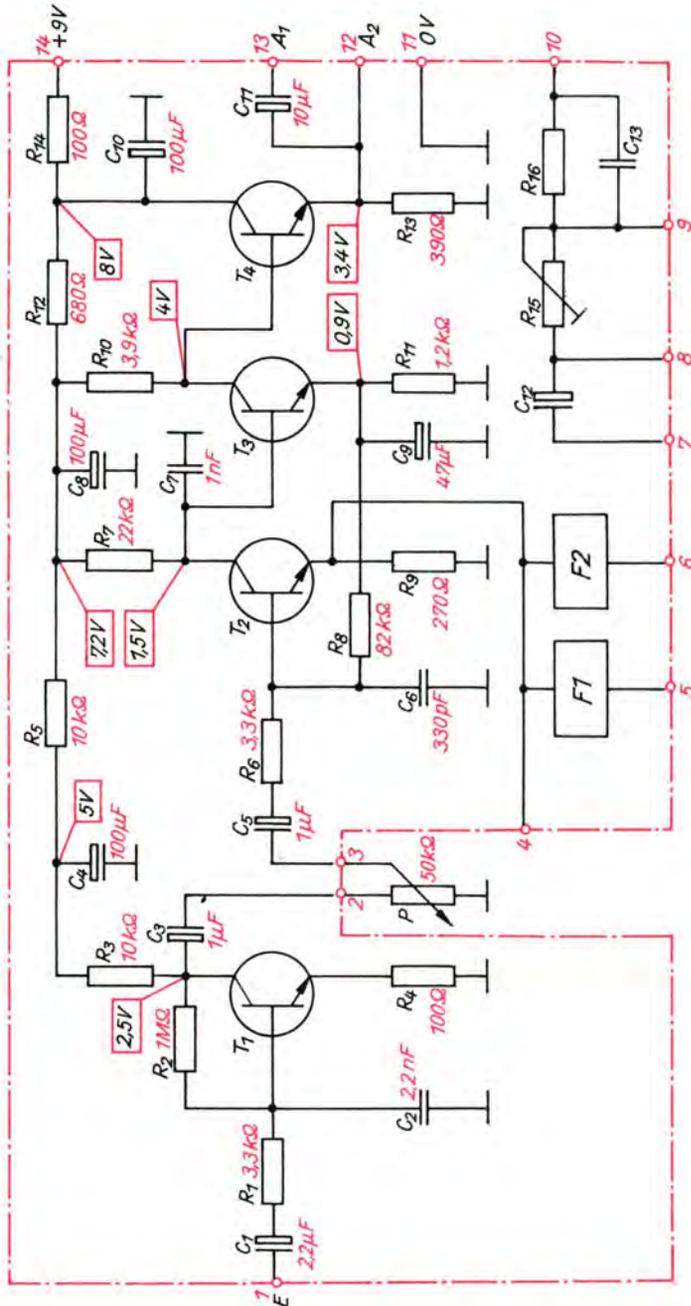


Bild 15.17. Stromlaufplan des Magnetton-Experimentierverstärkers (T_1 : SC 237, $T_2 \dots T_4$: SC 236)

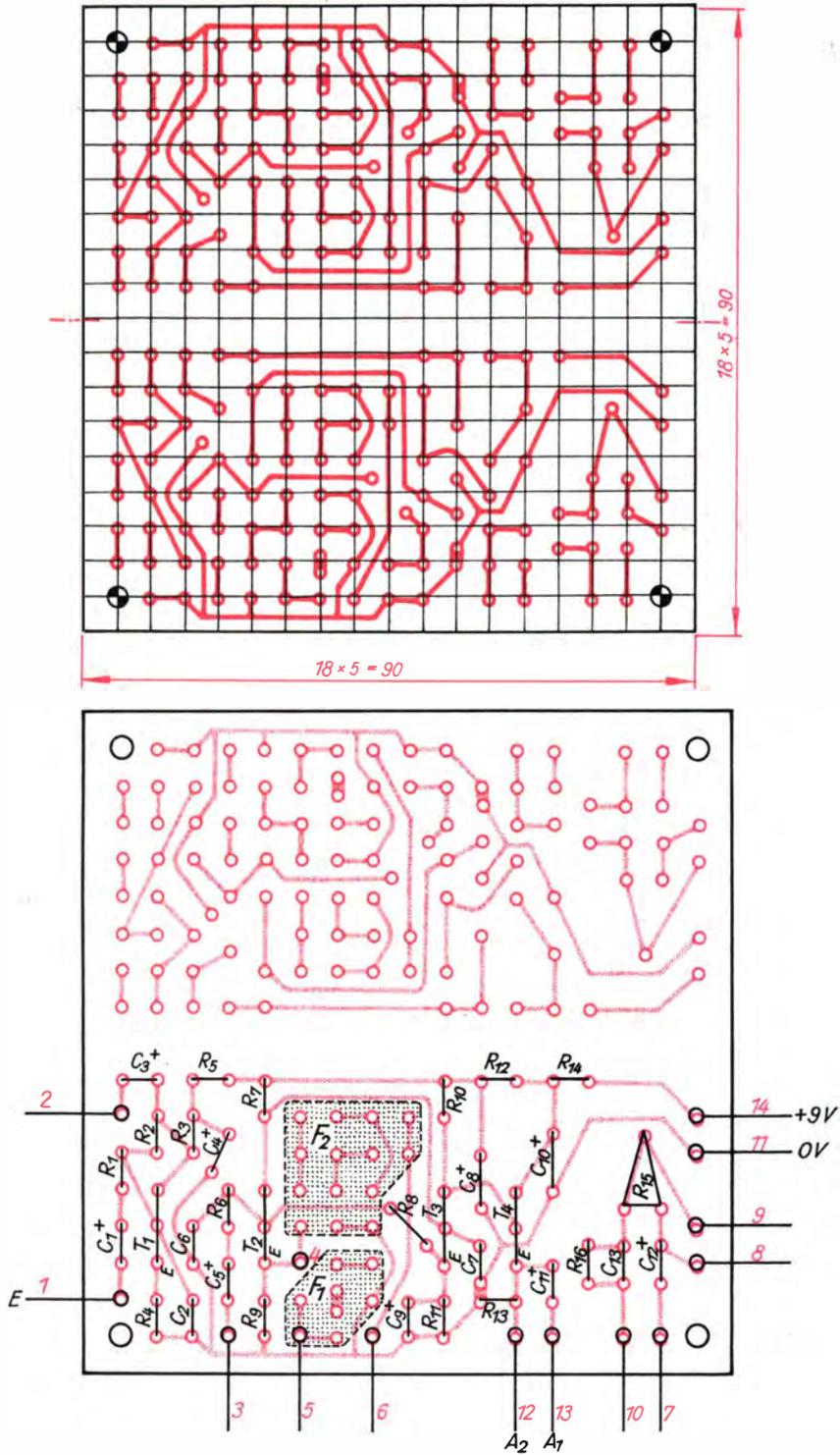


Bild 15.18. Leitungsführung (a) und Bestückungsplan (b) für die Leiterplatte des Experimentierverstärkers

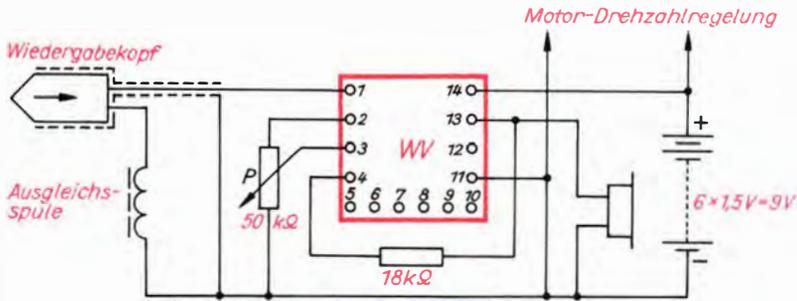


Bild 15.19. Die Schaltung unserer ersten Bandwiedergabe

gekommen ist und der Strom so weit zurückgeht.

Nun starten wir erstmals das Band durch Druck auf das Arretierblech und beobachten seinen Transport. Noch ehe es nach unten oder nach oben zwischen Tonwelle und Andruckrolle herauslaufen kann, ziehen wir den Andruckhebel wieder zurück; jetzt folgt das *Justieren der Rollenachse* – Anerkennung, wo das nicht erforderlich ist! Wir lösen die Kontermutter auf der Rollenachse, nehmen die Rolle ab und drücken die Achse mit einem etwa 5 cm langen Messingrohr mit 3-mm-Bohrung in die erforderliche Richtung. Dazu müssen wir wissen, daß das Band immer zum größten Rollenandruck hinläuft. Steigt es also nach oben, muß die Rollenachse mit unserem Werkzeug oben von der Tonwelle weggedrückt werden; aber bitte schön vorsichtig! Das Rohr muß bis herunter auf den Andruckhebel gehen, damit die Rollenachse auf keinen Fall verbogen wird! Das Band darf auch nicht beim Herauslaufen zwischen Tonwelle und rechter Bandführung verdreht werden. Stellen wir dies fest, ist die Achse in Richtung des Andruckhebels entweder nach links oder nach rechts zu drücken. Hierbei müssen wir etwas Geduld aufbringen und stets mit Köpfchen und Fingerspitzengefühl arbeiten und immer wieder mit der lediglich aufgesetzten Andruckrolle probieren.

Sind wir zufrieden, folgt eine erste *Geschwindigkeitseinstellung*. Dazu markieren wir auf der Bandrückseite eine Länge von 95 cm durch zwei Striche mit dem Filzstift und messen die Zeit für den Transport dieser Länge mit der Stoppuhr; das muß genau 10 s dauern. Gleichzeitig kontrollieren wir die Motorspannung. Liegt die Trans-

portzeit unter 10 s, ist die Spannung zu reduzieren, andernfalls umgekehrt; in der Musterschaltung waren es 5,25 V. Dann ermitteln wir die Zeit für den Durchlauf eines ganzen Bandes, z. B. für ein 130-m-Band, und zwar von der einen Verbindungsstelle des Magnetbandes mit dem farbigen Vorspannband bis zu der andern. Wir berechnen eine Laufzeit von $t = \frac{s}{v} = \frac{130 \text{ m} \cdot s}{9,52 \text{ cm}}$
 $= \frac{130 \cdot 10^2 \text{ min}}{9,52 \cdot 60} = 22,76 \text{ min}$ (22 min und $0,76 \cdot 60 \text{ s} \approx 46 \text{ s}$); gemessen wurden aber im ersten Bandlauf 25 min. Das Stoppen der Zeit für das Schlußvorspannband von der Verbindungsstelle bis zum Ende deckte den Fehler auf: Die Endgeschwindigkeit betrug nur noch $v = \frac{110 \text{ cm}}{15 \text{ s}} = 7,3 \frac{\text{cm}}{\text{s}}$. Daraufhin wurde der Riemen durch Schwenken des Motors um weitere 20° straffer gespannt und das Ganze wiederholt. Die zweite Bandlaufzeit betrug 22 min und 50 s; auf einem Tonbandgerät wurden 23 min gemessen. Da wir für unser Experimentierlaufwerk durchaus $\pm 2\%$ Geschwindigkeitsabweichung zulassen dürfen und 2% von 1366 s (22 min und 46 s) rund 27 s sind, darf die Bandlaufzeit zwischen 1339 s (22 min und 19 s) und 1393 s (23 min und 13 s) liegen.

Der Elektromagnet wird zum Tonkopf

Wir lösen die Schraubverbindung der zwei Hartpapierstreifen und ziehen beide Kernhälften aus der Spule. Auf feinstem Sandpapier, das auf einer völlig ebenen Metallunterlage ruht, schleifen wir nun die Spalt-

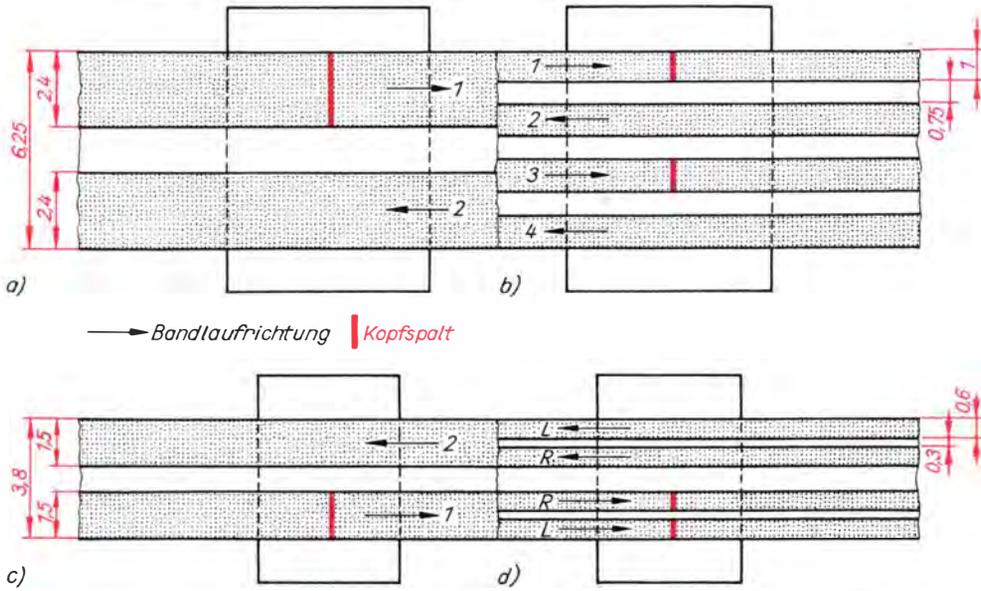


Bild 15.20. Spuraufteilung auf Tonbändern: a) Zweispur-Spulentonbandgerät, b) Vierspur-Spulentonbandgerät, c) Mono-Kassettentonbandgerät, d) Stereo-Kassettentonbandgerät

flächen so eben wie möglich; zum Schluß folgt ein gleichartiges Hochglanzpolieren auf Leinwand mit Elsterglanz. Durch Aneinanderdrücken beider Kernhälften und Gegen-das-Licht-Halten überzeugen wir uns, daß sich die zusammengehörenden Flächen gut berühren. Für den Tonkopf verwenden wir anstelle der Hartpapierstreifen zwei Aluminium- oder Messingstücke von 8 mm Dicke, die entsprechend Bild 15.15 a, zunächst passend zum Kern, befeilt werden; ein Stück erhält Gewinde M3, das andere wird für eine Senkschraube vorbereitet.

Neben der Ebenheit beider Spaltflächen ist ein möglichst geringer Abstand sehr wichtig. Der Autor verwendete als spaltfüllendes Material eine 0,01 mm starke Aluminiumfolie. Wer noch dünnere Messing- oder Kupferfolie auftreiben kann, sollte diese dann einsetzen. Von der Folie schneiden wir einen etwa 5 mm langen und 2,5 mm breiten Streifen ab, der mit EP 11 zwischen die gut gegeneinanderzudrückenden Kernhälften geklebt wird. Gleichzeitig werden der rückwärtige Spalt ohne Zwischenlage und die Spule mit verklebt, ebenfalls die beiden Klemmstücke; die eingedrehte Senkschraube M3 hält das Ganze

während des Aushärtens zusammen. Wie danach die Klemmstücke gemeinsam mit den Kernhälften gerundet werden, sehen wir im Bild 15.15 b. Zuerst wird geschruppt, dann geschliffet, schließlich mit der Sandpapierfeile geschliffen und zum Schluß mit einer Leinwandfeile und Elsterglanz auf Hochglanz poliert. Der so entstehende *Kopfspiegel* ist für einen guten Band-Kopf-Kontakt sehr wichtig. Abschließend reinigen wir den gesamten Tonkopf, besonders aber seinen Spiegel, mit einem weichen Lappen und Spiritus.

Ebenfalls aus Bild 15.15 b ersichtlich ist die Lage der beiden unbedingt notwendigen U-förmigen Abschirmbleche aus mindestens 3 mm dickem Weicheisen, die wir dem Magnetkopf genau anpassen; notfalls wird er mit Zeichenkartonlagen fest eingeklemmt. Durch 3-mm-Bohrungen führen wir die Spulenanschlüsse nach außen. Den fertigen Tonkopf können wir im Bild 15.16 betrachten.

Aufbau des Experimentierverstärkers

Für die ersten Wiedergabeversuche und als Verstärker für weitere Aufnahme- und Wiedergabeexperimente verwenden wir eine Schaltung nach Bild 15.17. Auf einen Vor-

15. Grundversuche zum Magnettonverfahren

verstärker mit T_1 in Emitterschaltung folgt ein dreistufiger, direktgekoppelter Verstärker, dessen Endstufe mit T_4 in Kollektorschaltung arbeitet. Die Einstellung der Arbeitspunkte von $T_2 \dots T_4$ erfolgt gemeinsam mit R_8 und ist weitgehend unabhängig von den genauen Werten der Einzelstromverstärkungen; sie sollten aber nicht unter 100 liegen. Drei RC-Glieder in der Plusleitung sorgen für die notwendige Stufenentkopplung. Wir bauen den Verstärker zunächst ohne die Entzerrerfilter F_1 und F_2 sowie die Teilschaltung R_{15} , R_{16} , C_{12} und C_{13} auf einer Doppelleiterplatte entsprechend Bild 15.18 auf; sie ermöglicht einerseits, getrennte Aufnahme- und Wiedergabeverstärker zu schalten, und erlaubt andererseits auch Stereoversuche. Nahezu alle Bauelemente sind stehend anzuordnen. Mit einer Betriebsspannung von 9 V liegt die

Stromaufnahme eines Verstärkers bei 10 mA.

Bild 15.19 zeigt die Schaltung für die ersten Wiedergaberversuche. Vom Tonkopf führt eine abgeschirmte Leitung zum Wiedergabeverstärker WW; in der anderen Leitung liegt, über dünne Litzendrähte angeschlossen, eine Ausgleichsspule mit 100 Windungen CuL 0,2 auf einem kleinen HF-Spulenkörper mit Kern (vgl. Bild 19.1c). An den Verstärkerausgang kommt unser Kopfhörer mit Monoadapter. Ein Gegenkoppungswiderstand von $18 \text{ k}\Omega$ zwischen dem Ausgang von T_4 und dem Emitter von T_2 reduziert die Verstärkung auf das erforderliche Maß. Ohne Tonband, aber bei eingeschaltetem Motor richten wir nun zunächst den Wiedergabekopf auf einer Filzunterlage zwischen den Bandführungen so aus, daß die Motorgeräusche minimal werden.

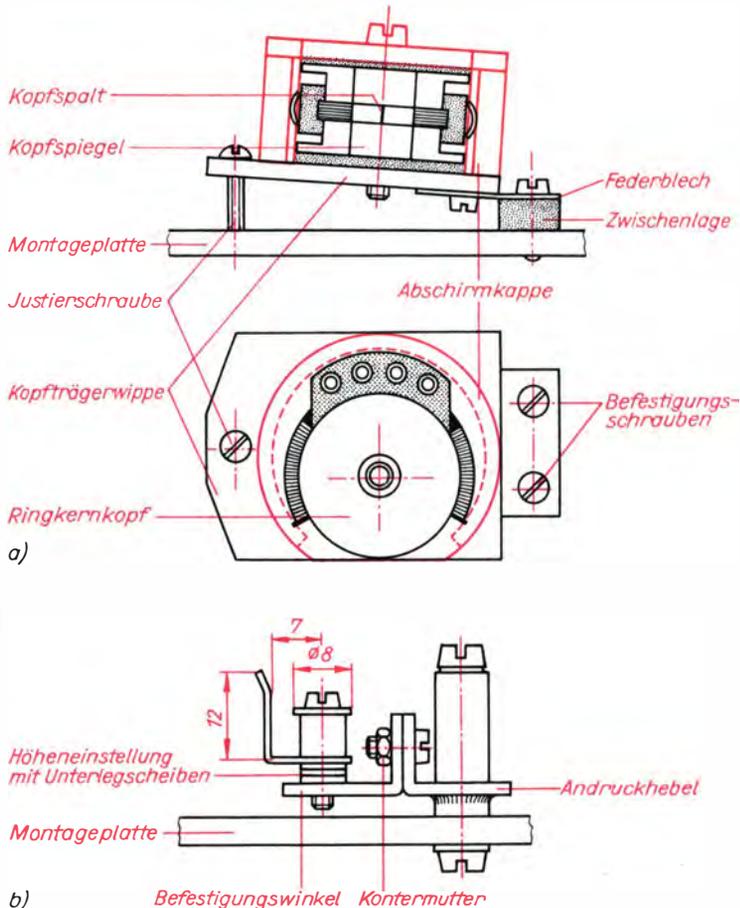


Bild 15.21. Kopfträgerwippe (a) und Andruckhebel-Bandführung (b)

Dann bringen wir die Ausgleichsspule auf der Montageplatte in die Nähe des Motors und versuchen, durch entsprechendes Drehen und Verschieben die Störgeräusche weiter zu reduzieren; restlos beseitigen werden wir sie nicht können.

Ein Magnetband für Meßzwecke

Auf einem industriell gefertigten Tonbandgerät, z. B. einem modernen Vierspurgerät, stellen wir nun ein *Bezugsband* her; wir ver-

wenden dazu eine 10-cm-Spule mit 130 m Band vom Typ 113. Auf Spur 1 (vgl. Bild 15.20 b) nehmen wir von einem UKW-Rundfunkgerät mit etwa 4 dB maximaler Übersteuerung 5 min Sprache und anschließend 5 min Musik auf. Nach 1 min Pause (bei laufendem Band) folgen mit Vollaussteuerung erneut 5 min Sprache und der Rest dann Musik. Nach dem Austausch der Spulen kommt auf Spur 4 das eigentliche Meßband, das wir mit unserem

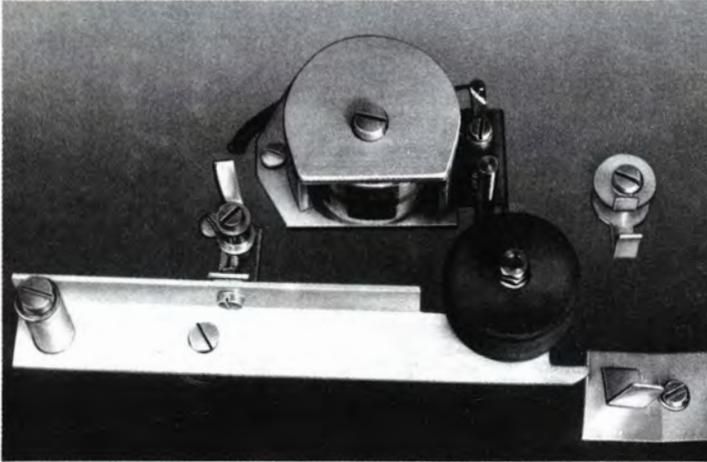


Bild 15.22. Tonkopf, Tonwelle und Andruckhebel



Bild 15.23. Experimentierlaufwerk mit aufgelegtem Band

16. Wir bauen Magnettonverstärker

<i>f</i> in kHz	0,315	0,05	0,1	0,2	0,5	1,0	2,0	5,0	10	15	0,315
<i>t</i> in s	90				je 30				120		

Tongenerator am Rundfunkeingang des Tonbandgerätes bei Vollaussteuerung und mittels Stoppuhr nach obiger Tabelle herstellen.

Anschließend können wir wieder Rundfunkprogramme mit Vollaussteuerung aufnehmen.

Auf unserem Laufwerk spielen wir zunächst Spur 1 mit dem leicht übersteuerten Bandteil ab. Dabei steht der Tonkopf lediglich auf Hartpapier- bzw. Pappunterlagen, und zwar so, daß der gut sichtbare Magnetkern etwa 0,5 mm über die obere Bandkante ragt und das Band gerade leicht mit seinem Spiegel berührt. Durch geringfügiges Drehen und leichtes Kippen mittels Papierstückchen versuchen wir, die Stellung größter Wiedergabelautstärke zu finden. Mit dem Kopfhörer ist bereits eine gute Wiedergabe möglich, ohne daß die Motorgeräusche noch stören; nun können wir auch erstmalig unseren Verstärker II über einen Spannungsteiler 40 k Ω /10 k Ω parallel zum Kopfhörer anschließen (vgl. auch Bild 16.1a). An leisen Stellen und während der Pausen hören wir den Motor noch schwach heraus; die normale Aufzeichnung »überdeckt« das jedoch. Dann spielen wir auch das Bezugsband ab. Wenn wir die 50 Hz gar nicht und die 100 Hz nur schwach hören, ist das normal. Bei 1 kHz erhalten wir die größte Lautstärke, und dann wird es wieder leiser. Folgen zum Schluß noch einmal die 315 Hz, kontrollieren wir die Zeit und stellen bei Bedarf die Drehzahl nach.

Damit haben wir die Funktionsfähigkeit eines einfachen Elektromagneten als Wiedergabekopf experimentell nachgewiesen, und nun ist es an der Zeit, einen industriellen Tonkopf einzusetzen; notfalls nimmt man einen Monokassettenkopf (mit abgebogener Bandführung). Der Autor verwen-

dete einen älteren Ringkerntonkopf, der infolge seiner hohen Kernpermeabilität eine nahezu zehnmal höhere Ausgangsspannung als unser Eigenbau-Tonkopf liefert. Aus diesem Grunde reicht eine Abschirmung aus 2 mm dickem Weicheisen zum Unterdrücken der Motorstörung vollständig zu, und auch die Ausgleichsspule kann entfallen. Diesen Tonkopf befestigen wir nach Bild 15.21a derart auf der Montageplatte, daß sein Kern wieder 0,5 mm über die obere Bandkante ragt und sein Kopfspalt mittels Justierschraube genau senkrecht eingestellt werden kann. Das machen wir beim ersten Abspiel des Bezugsbandes ab 2 kHz; zuvor ist aber am Andruckhebel bei D noch eine dritte Bandführung zu befestigen. Bild 15.21b zeigt ihren Aufbau ähnlich Bild 15.7d, nur ist diesmal das obere Führungsblech lediglich eine Scheibe von 8 mm Durchmesser; den gleichen Durchmesser hat auch das untere Blech. Dessen nach oben gebogener Teil muß das Band vom Tonkopf abheben, wenn der Andruckhebel ganz zurückgenommen wird. So schonen wir den Kopfspiegel während des Bandrückspulens (von Hand mittels Rundstab in der linken Spule). Die richtige Höhe wird mit passenden Unterlegscheiben zwischen unterem Führungsblech und Befestigungswinkel eingestellt; der Winkel nach W_1 hat folgende Maße in mm:

<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>	<i>e</i> ₁	<i>e</i> ₂	<i>f</i> ₁	<i>f</i> ₂	<i>g</i>
11,5	16	8	1,5	M3	M3	5	5	4

Bild 15.22 gestattet einen Blick auf Tonkopf und Andruckhebel, Bild 15.23 zeigt unser Experimentierlaufwerk mit aufgelegtem Band. Wenn wir jetzt die Tiefen und Höhen voll aufdrehen, ist bereits eine durchaus befriedigende Wiedergabe möglich.

16. Wir bauen Magnettonverstärker

Natürlich ist die Tonkorrektur nach Gehör mit dem Klangeinstellnetzwerk nur ein Notbehelf; wie der Entzerrerverstärker des Plattenspielers eigene Frequenzkorrekturglie-

der enthält, ist dies auch für Bandwiedergabeverstärker üblich. Da die Vorgehensweise der Filterentwicklung grundsätzlich der beim Schneidkennlinienentzerrer be-

schriebenen entspricht, informieren wir uns zunächst noch einmal auf den Seiten 143 bis 146. Dabei ist es ganz gleichgültig, was wir für einen speziellen Tonkopf verwenden, ob wir ein altes Tonbandgerät der »Röhrenzeit« mit neuen Verstärkern ausrüsten oder eines der vom Handel preiswert angebotenen Kassettenlaufwerke mit der

notwendigen Elektronik versehen wollen; im letzten Falle muß das Bezugsband natürlich auf eine Kassette! Hat der Tonkopf zwei Wicklungen oder eine mit Anzapfung, so verwenden wir im Interesse einer hohen Induktionsspannung bei Wiedergabe die gesamte Spule bzw. die richtig hintereinandergeschalteten Teilspulen.

Entzerrung im Wiedergabeverstärker

Zum Messen der *Hörkopfspannung* U_{WH} schalten wir nach Bild 16.1a (zunächst ohne den Tongenerator; $Z = 18\text{ k}\Omega$) und stellen mit P bei 315 Hz die Wiedergabespannung auf 100 mV ein. Über den angeschlossenen Verstärker hören wir die Frequenzwechsel des Bezugsbandes und notieren die untenstehenden Spannungswerte:

Im Bild 16.1b ist die entsprechende Hörfopf-Spannungskurve eingetragen. Bis 500 Hz steigt die Spannung linear mit der Frequenz an, und bei höheren Frequenzen fällt sie infolge von Verlusten wieder ab. Die höchste noch übertragbare Frequenz hängt von der Breite des Kopfspaltes ab. Für unseren Eigenbau-Tonkopf hat der Autor eine obere Frequenz von 3 kHz gemessen, für den Ringkernkopf liegt sie bei 10 kHz; Bild 16.2 gibt über diese Abhängigkeit Auskunft. Die Wellenlänge λ kann nicht kleiner als die doppelte Spaltbreite werden: $\lambda = 2 \cdot d$. Zwischen der Wellenlänge, der Frequenz und der Bandgeschwindigkeit v besteht der allgemeingültige Zusammenhang $v = \lambda \cdot f$, so daß wir hier speziell $v = 2 \cdot d \cdot f$ bzw.

$$f = \frac{v}{2 \cdot d}$$

schreiben dürfen. Mit $d \approx 0,015\text{ mm}$ (Folie und EP 11) stimmt das experimentelle Ergebnis mit dem Rechenwert gut überein, denn es ist $f = \frac{9,5\text{ cm}}{2 \cdot 0,015\text{ mm} \cdot s}$

$= 3,17\text{ kHz}$; der Ringkernkopf mit $f = 10\text{ kHz}$ muß dagegen eine Spaltbreite von $d = \frac{v}{2 \cdot f} = \frac{9,5\text{ cm}}{2 \cdot 10 \cdot 10^3\text{ s}^{-1} \cdot s}$

f in kHz	0,315	0,05	0,1	0,2	0,5	1,0	2,0	5,0	10
U_{WH} in mV	100	18	35	65	145	215	215	70	10

$\approx 0,005\text{ mm} = 5\text{ }\mu\text{m}$ haben. Nun wird uns auch verständlich, warum man früher mit höheren Bandgeschwindigkeiten arbeiten mußte. Die mehrmalige Halbierung der Geschwindigkeit von ursprünglich $30 \frac{\text{Zoll}}{\text{s}} = 76,2 \frac{\text{cm}}{\text{s}}$ war u. a. nur möglich, weil die Kopfspalte immer schmaler gemacht werden konnten; heute lassen sich Spaltbreiten von $1,7\text{ }\mu\text{m}$ herstellen.

Die *Durchlaßkurve des Wiedergabeverstärkers* muß spiegelbildlich zur Hörfopf-Spannungskurve verlaufen, wobei eine konstante Ausgangsspannung von 100 mV als Symmetrielinie angenommen wird. Das ist die Bezugsspannung, auf die wir den Wiedergabeverstärker mit $Z = 18\text{ k}\Omega$ bei $f = 315\text{ Hz}$ eingestellt haben. Diese Frequenz ist allgemein als Meßfrequenz üblich, da sie im Bereich des linearen Anstiegs in der Mitte zwischen 100 Hz und 1 kHz liegt:

$$f_M = \sqrt{100\text{ Hz} \cdot 1000\text{ Hz}} = 316\text{ Hz. Wir berechnen zunächst nach } U_{WV} = \frac{(100\text{ mV})^2}{U_{WH}}$$

welche Spannungen der Wiedergabeverstärker bei 50 Hz und bei 5 kHz liefern muß, und ermitteln dann die dafür notwendigen Gegenkopplungswiderstände Z . Dazu ist der Tongenerator an den Anschluß 2 der WV-Leiterplatte anzuschließen und seine Spannung so einzustellen (etwa 5 mV), daß wir bei unveränderter P-Einstellung und $Z = 18\text{ k}\Omega$ wieder $U_{WV} = 100\text{ mV}$ messen. Dann verändern wir Z (z. B. 250-k Ω -Einsteller) und erhalten:

16. Wir bauen Magnettonverstärker

f in kHz	U_W in mV	Z in $k\Omega$
0,05	556	200
0,315	100	18
1,5	45	6
5,0	143	28

Bei der Widerstandsmessung kann die Frequenz des Tongenerators konstant sein, beispielsweise 1 kHz.

Bild 16.3 a zeigt eine einfache RC-Filter-schaltung, die dem Verstärker eine Durchlaßcharakteristik entsprechend der im Bild 16.1b gestrichelt dargestellten Kurve verleiht; mit C_{15} beeinflussen wir den Bereich unterhalb 1 kHz und mit C_{14} den oberhalb 2 kHz. Nachdem wir die vier Bauelemente entsprechend Bild 16.3 b auf die Leiterplatte gelötet haben, verbinden wir die An-

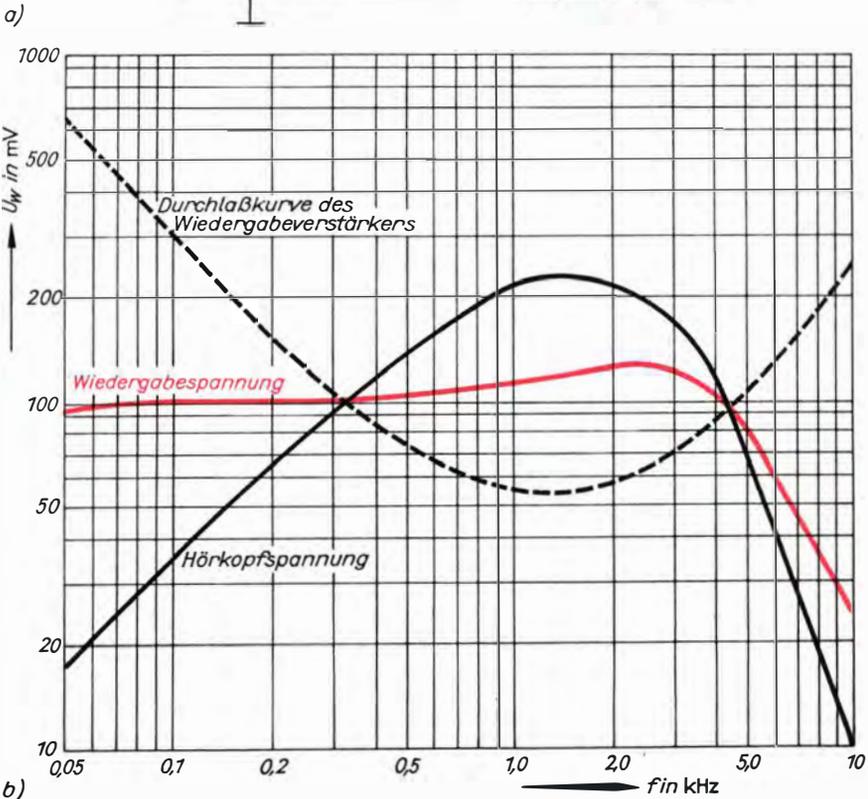
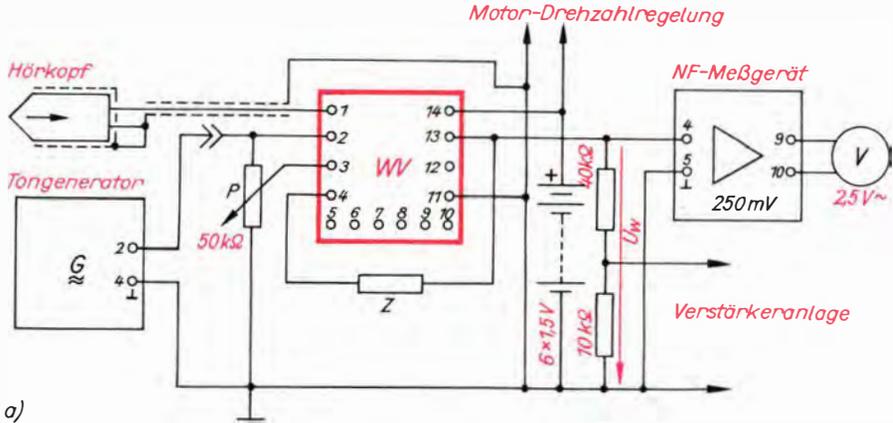


Bild 16.1. Wir messen die Wiedergabespannung U_W : a) Meßschaltung, b) Hörkopfspannung, Verstärkerdurchlaßkurve und entzerrte Wiedergabespannung

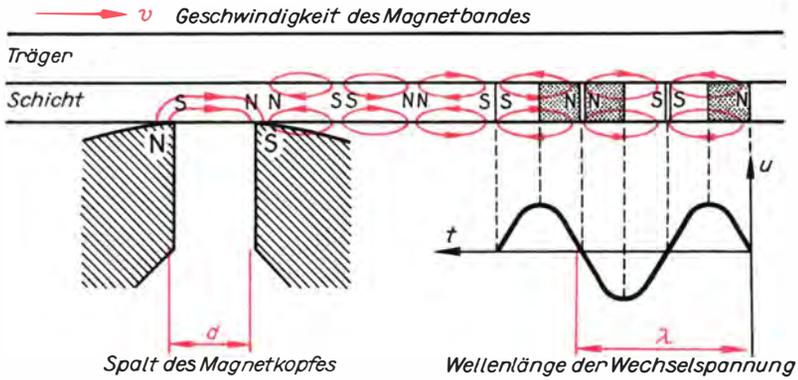


Bild 16.2. Zur Abhängigkeit der maximalen Aufzeichnungsfrequenz

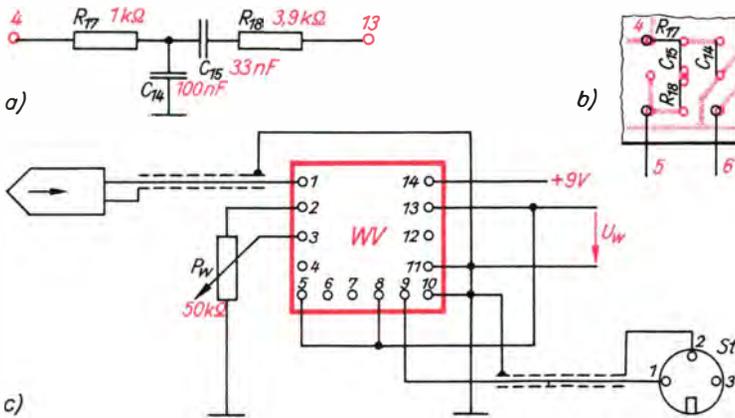


Bild 16.3. Ein Entzerrerfilter F_1 , (a), das auf die Leiterplatte nach Bild 15.18b kommt (b), macht aus dem Experimentierverstärker einen Wiedergabeverstärker (c)

schlüsse 5 und 13 (Widerstand Z entfällt) und spielen erneut unser Bezugsband (siehe S. 214) ab. Das Ergebnis ist als rote Kurve ebenfalls im Bild 16.1b enthalten; jetzt werden die Frequenzen zwischen 50 Hz und 5 kHz mit nahezu konstantem Pegel wiedergegeben. Dann ersetzen wir noch den externen Spannungsteiler $40\text{ k}\Omega/10\text{ k}\Omega$ durch $R_{15} = 50\text{ k}\Omega$, $R_{16} = 10\text{ k}\Omega$ und $C_{13} = 150\text{ pF}$ (zur Unterdrückung von Störspitzen oberhalb 20 kHz) und verdrahten die Leiterplatte nach Bild 16.3 c. Schließlich stellen wir mit P_W die Wiedergabespannung U_W an Lötöse 13 auf 100 mV ein (dann wird P_W nicht mehr verstellt!) und legen zum Schluß je nach verwendetem Endverstärker den erforderlichen Pegel mit R_{15} fest.

Aufzeichnungsversuche

Symmetrisch zum Wiedergabeverstärker bauen wir auf der Doppelleiterplatte einen zweiten Experimentierverstärker auf, wieder ohne F_1 und F_2 , aber gleich mit $R_{15} = 50\text{ k}\Omega$, $R_{16} = 3,3\text{ k}\Omega$, $C_{12} = 10\text{ }\mu\text{F}$ und $C_{13} = 33\text{ nF}$. Bild 16.4 a zeigt die Verdrahtung der Teilleiterplatte zum Aufzeichnungsverstärker AV. Hier wird erstmals Ausgang A_2 (Lötöse 12, vgl. auch Bild 15.17) gebraucht, an dem neben der Wechselspannung auch eine Gleichspannung von 3,4 V zur Verfügung steht. Diese ist zur Vormagnetisierung des Aufzeichnungs- oder Sprechkopfes notwendig. Über R_{15} und R_{16} fließt der Vormagnetisierungsstrom I_V , dessen Größe mittels R_{15} in den Grenzen von

$$I_{\min} = \frac{3,4 \text{ V}}{53,3 \text{ k}\Omega} \approx 0,07 \text{ mA bis}$$

$$I_{\max} = \frac{3,4 \text{ V}}{3,3 \text{ k}\Omega} \approx 1 \text{ mA einstellbar ist, zum}$$

Sprechkopf; wir stellen R_{15} zunächst auf Größtwert. Die Wechselspannung wird über C_{12} an R_{15} vorbeigeleitet, und C_{13} sorgt für ihre Anhebung für Frequenzen oberhalb 1,5 kHz.

Unser Eigenbau-Magnetkopf als Sprechkopf und Löschkopf

Er steht auf passender Unterlage zwischen linker Bandführung und Andruckhebel-Bandführung und »bespricht« damit das (neue) 113er Band etwa 5 cm vor dem Hörkopf; der gesamte, mit dem Bezugsband auf $U_W = 100 \text{ mV}$ eingestellte Wiedergabeverstärker nach Bild 16.3 c (mit angeschlossener NF-Meßgerät entsprechend Bild 16.1a) bleibt dabei in Betrieb. So können wir jede Veränderung der Aufzeichnung nach rund einer halben Sekunde über Hörkopf und Wiedergabeverstärker registrieren. Der vom Hörkopf weit genug entfernte Tongenerator arbeitet auf 315 Hz, seine Ausgangsspannung beträgt 5 mV; diese Einstellung behalten wir auch für die folgenden Experimente bei. Nach dem Band-

start öffnen wir langsam P_A und beobachten die Veränderung am Spannungsmesser des NF-Meßgerätes auf der Wiedergabe-seite; der Lautsprecher des angeschlossenen Verstärkers unterstützt uns gehörmäßig. Bei einer Wiedergabespannung $U_W = 80 \text{ mV}$ verstellen wir R_{15} des Aufzeichnungsverstärkers und versuchen, das Maximum von U_W zu finden. Es ist nicht sehr ausgeprägt, aber den Rückgang von U_W bei zu kleinem Wert von R_{15} (und damit zu großem I_A) können wir gut erkennen. Haben wir eine brauchbare Einstellung gefunden, verändern wir mit P_A die Eingangsspannung so weit, bis die Wiedergabespannung genau 100 mV beträgt, und stoppen dann das Band. Nun können wir in aller Ruhe und nacheinander zuerst mit V_1 den Spannungsabfall U_V über R_{16} und danach mit V_2 die Aufzeichnungsspannung U_A messen. Der Autor erhielt $U_V = 0,5 \text{ V}$, das ergibt einen Vormagnetisierungsstrom

$$I_V = \frac{U_V}{R_{16}} = \frac{0,5 \text{ V}}{3,3 \text{ k}\Omega} = 0,15 \text{ mA, und}$$

$$U_A = 1,5 \text{ V.}$$

Damit unser Bandverbrauch nicht zu groß wird, markieren wir die bespielte Länge, spulen zurück und löschen – natürlich mit unserem Eigenbau-Magnetkopf,

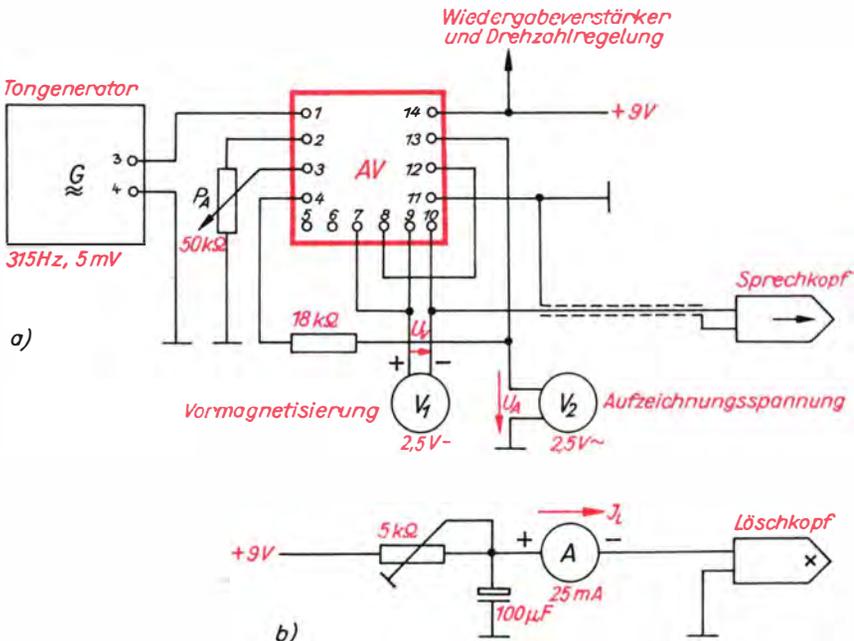


Bild 16.4. Unser Eigenbau-Magnetkopf als Sprechkopf (a) und als Löschkopf (b)

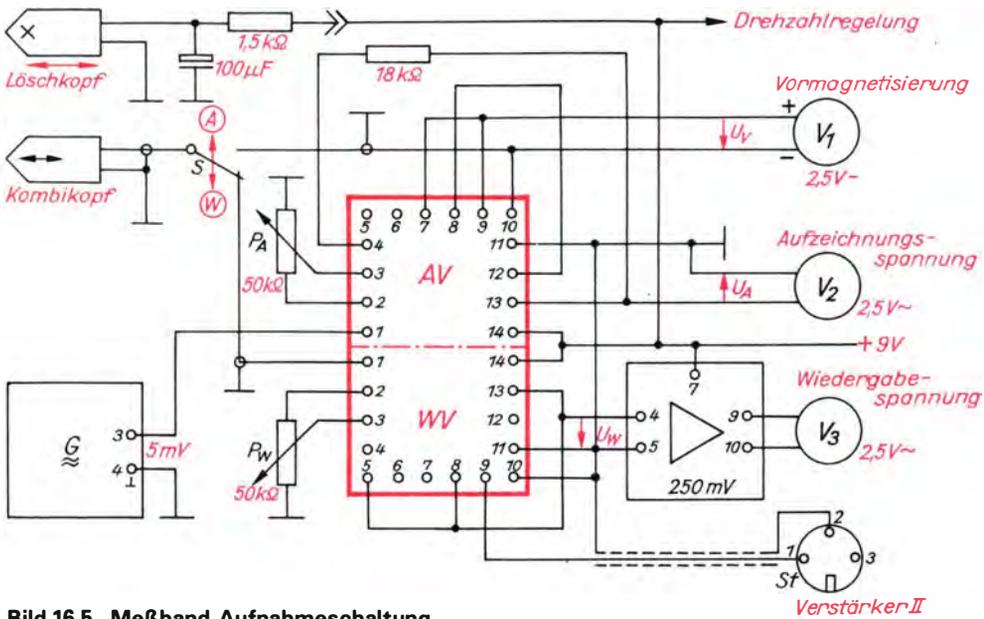


Bild 16.5. Meßband-Aufnahmeschaltung

der nun zum *Löschkopf* wird. Er steht genau wie bei der Aufnahme, und wir schalten ihn nach Bild 16.4 b an die Betriebsspannung; der 5-k Ω -Einsteller steht auf Größtwert. Wir starten das Band, hören über den angeschlossenen Verstärker die Wiedergabe ab und verkleinern den Einstellwiderstand stets weiter, wenn die 315 Hz im Lautsprecher wieder zu hören sind. Da nach dem ersten Durchlauf (bis zur markierten Stelle) noch keine vollständige Löschung erfolgte, spulen wir zurück und löschen noch einmal. Jetzt darf im Lautsprecher außer dem unvermeidlichen Rauschen nichts mehr zu hören sein. Der Autor ermittelte einen Löschstrom $I_L = 6 \text{ mA}$, so daß anschließend der Einsteller durch einen Festwiderstand von $R = \frac{9 \text{ V}}{6 \text{ mA}} = 1,5 \text{ k}\Omega$ ersetzt werden konnte. Die weiteren Versuche sind nur für ältere Zweispurköpfe gedacht; mit neuen Vier-spurköpfen oder hochwertigen Kassettens-köpfen führen wir sie nicht durch. Wir lesen aber trotzdem weiter, weil wir dann auch die Gründe dafür erfahren.

Geduld – und immer wieder Meßbandstücke

Der auf dem Experimentierlaufwerk montierte Zweispur-Ringkernkopf soll nun auch

für die Aufnahme verwendet werden, also als »Aufnahme-Wiedergabe-Kombinationskopf« oder kurz *Kombikopf* dienen; Bild 16.5 zeigt die Experimentierschaltung. Unser Löschkopf wird etwa 5 mm vom Band abgerückt und von der Spannungsquelle getrennt. Schalter S steht auf A (Aufnahme), mit R_{15} von AV sind jetzt ein Vormagnetisierungsstrom $I_V = 3 \text{ mA}$ ($U_V = 1 \text{ V}$) sowie mit P_A ein Aufsprechpegel $U_A = 100 \text{ mV}$ einzustellen (bei 315 Hz). Wir starten und nehmen 30 s auf. Dann erhöhen wir U_A auf 200 mV, nehmen erneut 30 s auf und wiederholen das Ganze schließlich mit 300 mV. Nach Rückspulen und Wiedergabe lesen wir am Spannungsmesser des NF-Meßgerätes $U_W = 70 \text{ mV}$, 140 mV und 200 mV ab. Die nächste Testaufnahme führen wir mit $U_A = 200 \text{ mV}$ durch, weil wir mit dieser Aufzeichnungsspannung bereits um nahezu 50% über der Wiedergabespannung des Bezugsbandes liegen. Bei Köpfen mit geringerer Induktivität sind höhere Aufzeichnungsspannungen notwendig, so daß wir unter Umständen ein weiteres Meßbandstück anfertigen müssen; U_W sollte zwischen 100 und 150 mV liegen.

Nachdem wir eine brauchbare Aufzeichnungsspannung gefunden haben, folgt ein

16. Wir bauen Magnettonverstärker

spezieller Löschkopf. Wir spulen zurück, starten und rücken nun den immer noch von der Spannungsquelle getrennten Löschkopf wieder an das Band: Die Aufnahme wird durch den Restmagnetismus bereits zu einem großen Teil gelöscht. Aus diesem Grunde darf ein mit Gleichstrom betriebener Löschkopf nicht starr montiert werden; sowohl bei der versuchten Wiedergabe als auch beim Rückspulen würde die Aufzeichnung auch ohne Löschkopf schon nahezu gelöscht werden. Wir befehlen uns damit, daß wir den Löschkopf mindestens 5 mm vom Band wegrücken.

Wie im Löschkopf bleibt auch im Sprechkopf durch die Gleichstromvormagnetisierung Restmagnetismus zurück, der zwar geringer als in unserem Löschkopf ist, sich aber bei den erwähnten modernen Tonköpfen mit ihren hochpermeablen Kernen mit einfachen Mitteln nie wieder restlos beseitigen läßt.

Die nächsten Meßbandaufnahmen sind zum Finden der optimalen *Vormagnetisierung* und *maximalen Aufzeichnungsspannung* notwendig, wobei die Werte des Autors nur den Weg angeben; die Frequenz beträgt weiterhin 315 Hz, und wir nehmen jede Einstellung jeweils 30 s auf:

$U_A = 200 \text{ mV}$,

J_V in mA	0,07	0,10	0,20	0,30	0,40
-------------	------	------	------	------	------

U_V in V	0,23	0,33	0,66	1,00	1,32
------------	------	------	------	------	------

U_W in mV	100	115	120	90	30
-------------	-----	-----	-----	----	----

Bei der Wiedergabe der ersten Aufzeichnung stellen wir mit P_W die Wiedergabespannung auf $U_W = 100 \text{ mV}$ ein, dann bleibt P_W unverändert. Nach der vollständigen Wiedergabe übertragen wir die Meßwerte in ein Diagramm nach Bild 16.6 a und erkennen, daß der optimale Vormagnetisierungsstrom zwischen 0,1 und 0,2 mA liegen muß. Für eine genauere Bestimmung ist eine weitere Aufnahme notwendig, bei der wir die alte Aufzeichnung löschen:

$U_A = 150 \text{ mV}$,

J_V in mA	0,10	0,15	0,20	0,25
-------------	------	------	------	------

U_V in V	0,33	0,50	0,66	0,83
------------	------	------	------	------

U_W in mV	100	120	118	100
-------------	-----	-----	-----	-----

Auch diese zweite Kurve sehen wir im Bild 16.6 a, und sie erlaubt nun das verhältnismäßig genaue Festlegen der optimalen Vormagnetisierung. Für $J_V = 0,17 \text{ mA}$ ist ein Spannungsabfall an $R_{16} = 3,3 \text{ k}\Omega$ von $U_V = 3,3 \text{ k}\Omega \cdot 0,17 \text{ mA} \approx 0,6 \text{ V}$ erforderlich; wir stellen ihn mit R_{15} ein und lassen diese Einstellung dann unverändert.

Mit der nächsten Aufnahme bestimmen wir die maximale Aufzeichnungsspannung. Dabei wird wiederum die vorhergehende Aufzeichnung gelöscht (s. S. 222 oben).

Während der ersten halben Wiedergabeminute stellen wir mit P_W wieder auf $U_W = 100 \text{ mV}$ ein und notieren dann die übrigen Werte; Bild 16.6b zeigt den Kurvenverlauf. Bis $U_A = 200 \text{ mV}$ steigt U_W genau linear mit U_A , dann flacht die Kurve langsam

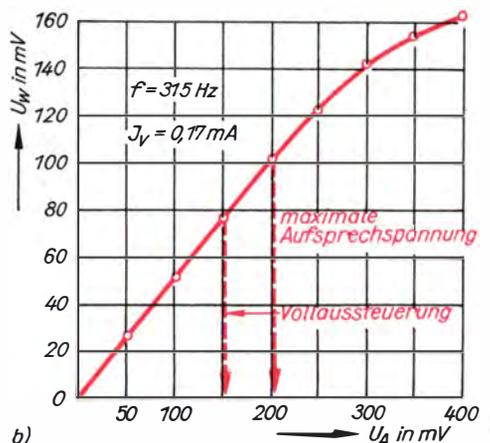
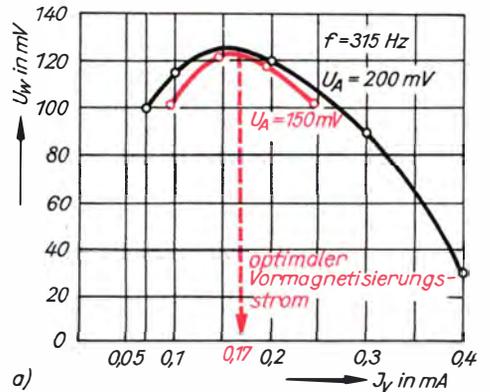


Bild 16.6. Die Wiedergabespannung U_W in Abhängigkeit vom Vormagnetisierungsstrom J_V (a) und von der Aufzeichnungsspannung U_A (b)

U_A in mV	200	50	100	150	200	250	300	350	400
U_W in mV	100	25	50	75	100	120	140	150	160

ab. Das ist ein untrügliches Zeichen für die magnetische »Sättigung« der Bandschicht, und bei einer oszilloskopischen Kontrolle sind bereits die ersten Verzerrungen der Sinuskurve feststellbar. Wir legen deshalb die obere Grenze der Aufzeichnungsspannung mit 200 mV fest und wählen $U_A = 150$ mV als die Spannung für Vollaussteuerung.

Nun nehmen wir ein erstes eigenes Bezugsband ganz analog des auf Seite 214 beschriebenen auf, und zwar mit $U_A = 150$ mV. Die bei der Wiedergabe notierten Werte sind als »Wiedergabespannung 1« aus Bild 16.8a ersichtlich. Wir erkennen, daß im Aufzeichnungsverstärker die Frequenzen oberhalb 1 kHz anzuheben sind. Eine dazu geeignete Filterschaltung zeigt Bild 16.8b, und Bild 16.8c enthält den Bestückungsplan. Widerstand R_{19} bewirkt, daß für Frequenzen über 5 kHz die Steigung der Durchlaßkurve des Aufzeichnungsverstärkers langsam zurückgeht.

Abschließend folgt das zweite eigene Bezugsband, das jetzt mit dem frequenzkorrigierten Aufzeichnungsverstärker in genau der gleichen Art wie das erste aufgenommen wird; bei seiner Wiedergabe erhalten wir die ebenfalls aus Bild 16.8a ersichtliche »Wiedergabespannung 2«. Dieses Bezugsband löschen wir nicht wieder, damit wir jederzeit Kontrollmöglichkeiten haben. Bild 16.7 zeigt eine Ansicht der fertigen Leiterplatte mit getrennten Verstärkern für Aufnahme und Wiedergabe.

Unser erstes Tonbandgerät

schalten wir nach Bild 16.9 mit der Doppelleiterplatte in Analogie zur Meßband-Aufnahmeschaltung. S_1 ist der Batteriehauptschalter und S_2 der Aufnahme-Wiedergabe-Umschalter. Mit S_{2a} wird bei Aufnahme die Aufzeichnungsspannung über den 1,2-M Ω -Widerstand auch an den Eingang des Wiedergabeverstärkers gelegt, so daß die Aufzeichnung über den mit St_1 angeschlossenen Verstärker abgehört werden kann; die Kontrolle der richtigen Aufzeichnungsspannung nehmen wir mit unserem NF-Meßgerät vor. Es wird mit einer dreipoligen

Steckverbindung angeschlossen und mit S_{2d} bei Wiedergabe an den Ausgang des Wiedergabeverstärkers gelegt. An Bu_1 können wir entweder ein Rundfunkgerät mittels Diodenkabel (Bild 13.26 a) oder ein anderes Tonbandgerät mittels *Überspielkabel* nach Bild 16.10 anschließen; der ersten Aufzeichnung steht nichts mehr im Wege. Bevor wir das Band starten, stellen wir unseren Löschkopf an die richtige Stelle und pegeln mit P_A auf maximal 150 mV ein. Die Aufnahme wird dann gut, wenn der Zeiger des Spannungsmessers zwischen 100 und 150 mV pendelt; auf keinen Fall dürfen 200 mV überschritten werden. Und nicht vergessen: Beim Rückspulen oder Wiedergeben den Löschkopf vom Band abrücken! Ist die erste Spur voll, vertauschen wir die Spulen und bespielen auch die zweite; viel Spaß!

Niedriger Rauschpegel durch HF-Vor- und -Entmagnetisierung

Bei der Wiedergabe flotter Rhythmen stellen wir kaum einen Unterschied im Vergleich zu analogen Bandaufnahmen von industriellen Tonbandgeräten fest, nur in den Pausen oder an leisen Stellen stört das *Band-*

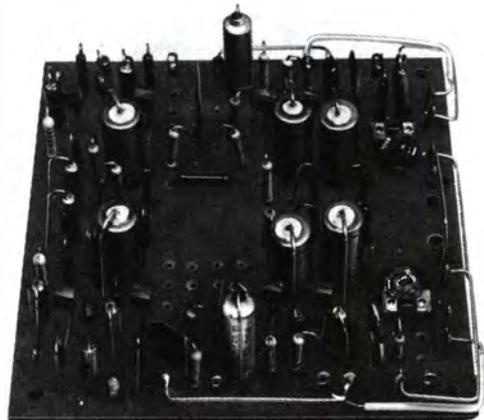


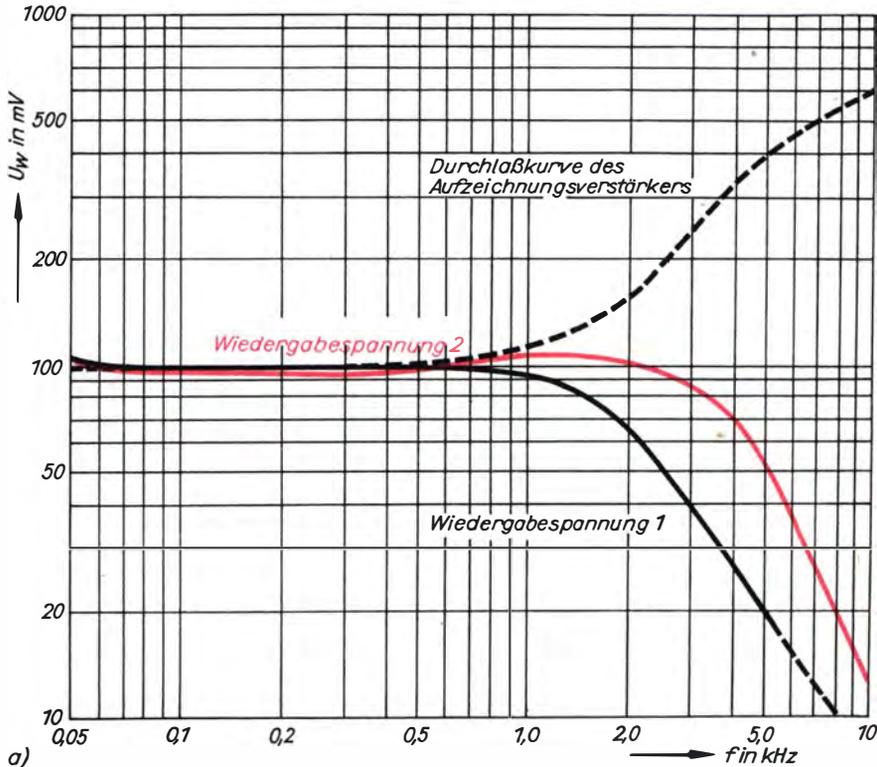
Bild 16.7. Doppel-Leiterplatte mit Aufzeichnungsverstärker und Wiedergabeverstärker

16. Wir bauen Magnettonverstärker

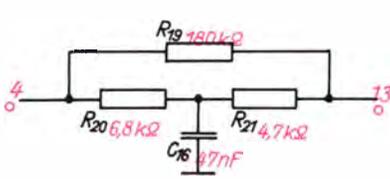
rauschen; es entsteht durch die Gleichstromvormagnetisierung und -löschung. Deshalb führen wir mit modernen Tonköpfen auch keine Gleichstromvormagnetisierungsversuche durch; der Restmagnetismus wäre die Ursache für ein ständiges Bandrauschen.

Grundbedingung für niedrigen Rausch-

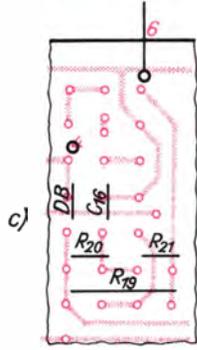
pegel ist das vollständige Entmagnetisieren des Bandes. So wie auch andere magnetische Teile durch ein zunächst starkes und dann langsam bis auf Null abklingendes magnetisches Wechselfeld entmagnetisiert werden können, ist das auch mit Tonband möglich. Die Entmagnetisierungswechselspannung darf aber nicht als Signal aufge-



a)



b)



c)

Bild 16.8. Frequenzkorrektur im Aufzeichnungsverstärker: a) Wiedergabespannung 1 bei unkorrigierter Aufzeichnung, Aufzeichnungsverstärker-Durchlaßkurve nach Frequenzkorrektur und Wiedergabespannung 2 nach korrigierter Aufzeichnung, b) Korrekturfilter F_2 des Aufzeichnungsverstärkers, c) Teilbestückungsplan des Filters F_2 für die Leiterplatte nach Bild 15.18b

zeichnet werden, deshalb muß ihre Frequenz weit oberhalb der von der Spaltbreite abhängigen oberen Frequenzgrenze liegen. Üblich sind *Löschfrequenzen* zwischen 40 und 100 kHz bei Spaltbreiten bis zu 0,2 mm. Im hochfrequenten magnetischen Feld des Löschkopfspaltes werden die Elementarmagnete der Bandschicht mit hoher Geschwindigkeit zunächst fortgesetzt ummagnetisiert. Da sie dann aus dem mit wachsender Entfernung immer schwächer werdenden Löschkopffeld herauslaufen, erfolgt ihr vollständiges Entmagnetisieren.

Universeller Löschgenerator und HF-Spannungsmesser

Bild 16.11 zeigt den Stromlaufplan eines *Hochfrequenz-(HF-)Generators*, der auch für die verhältnismäßig hochohmigen Kombiköpfe und extrem niederohmigen Löschköpfe alter Röhrengeräte geeignet ist. Die beiden im Gegentakt arbeitenden Transistoren sollten möglichst gleiche Stromverstärkungen um 100 haben. Da die Induktivität des Löschkopfes neben C_3 maßgeblichen Einfluß auf die Frequenz hat, beziehen wir den Löschkopf von Anfang an mit in den Schaltungsaufbau ein. Für den Löschtrafo T_r verwenden wir einen Schalenkern 26 x 16 mit $A_L = 2500$ nH. Spule L_1 besteht aus zweimal 7 Windungen CuL 0,5, L_2 hat 50 Windungen aus CuL 0,4 mit einer Anzapfung nach 20 Windungen vom Wicklungsanfang 4. Bezüglich ihrer Schwingfähigkeit ist die Schaltung unkritisch; das Ermitteln der optimalen Windungszahl von L_2 und der Anzapfung sowie der Kapazität von C_3 erfordert jedoch einige Versuche. Die obere Grenze für L_2 dürfte bei 100 Windungen liegen und die untere der Anzapfung bei 10. Wir bauen die Schaltung zunächst ohne $C_4 \dots C_6, R_8, R_9$ und L_3 auf dem Experimentierbrett auf und brauchen dann erst einen HF-Indikator! Wer sich ein Oszilloskop ausleihen kann, ist fein raus, aber es geht auch ohne dieses.

Im Bild 16.12 ist der Stromlaufplan eines einfachen *HF-Spannungsmessers* dargestellt, den wir als Zusatzgerät für unseren Vielfachmesser bauen; Bild 16.13 zeigt die Leiterplatte. Für C_1 schalten wir zunächst zwei Elkos von je 10 μ F in Reihe, und zwar so, daß sie mit den gleichartigen Belägen verbunden sind. Ihr Wechselstromwider-

stand ist so gering, daß wir mit 50 Hz eichen können. Die am Arbeitswiderstand R_2 anliegende Wechselspannung wird von D gleichgerichtet und lädt C_2 auf; seine Ladepannung ist ein direktes Maß der anlie-

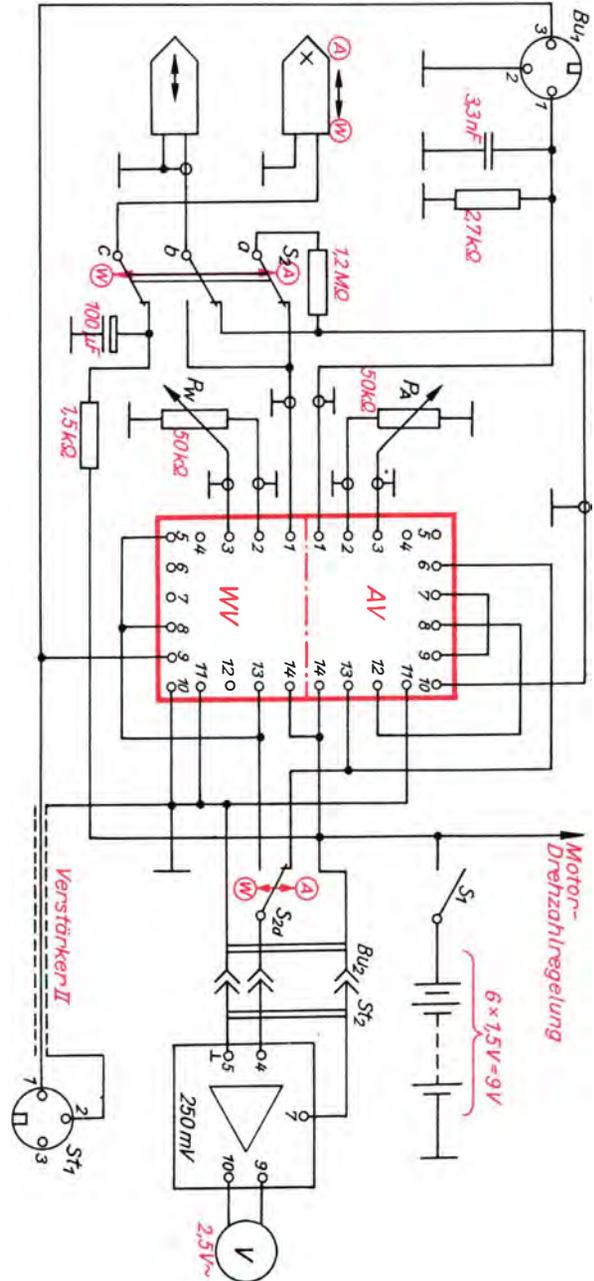


Bild 16.9. Die Schaltung unseres Tonbandgerätes I

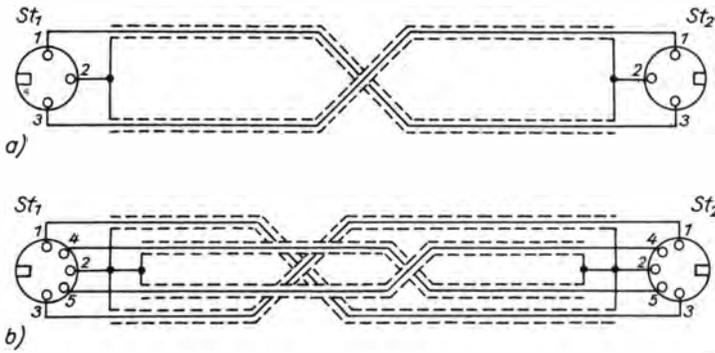


Bild 16.10. Überspielkabel für die Verbindung zweier Tonbandgeräte: a) Monoüberspielkabel, b) Stereoüberspielkabel

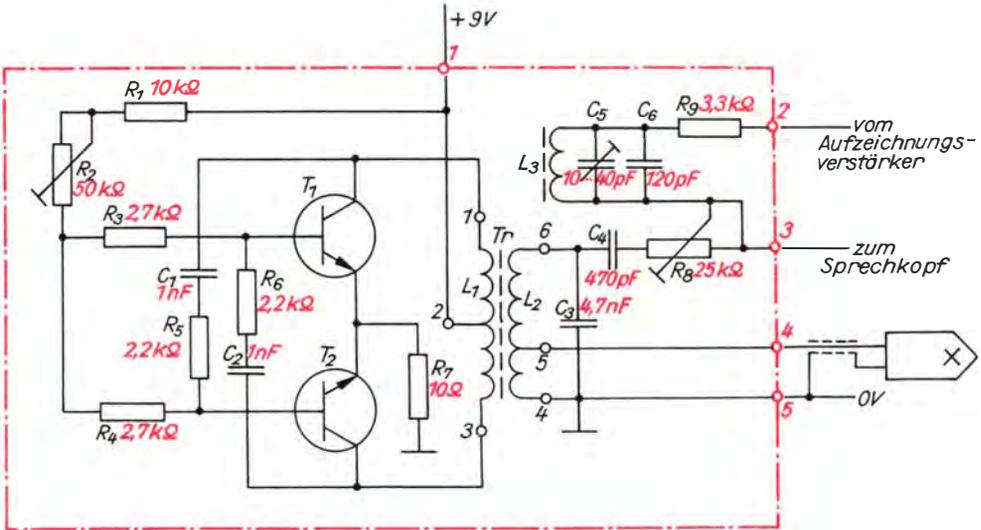


Bild 16.11. Stromlaufplan eines universellen Löschkgenerators (T₁ und T₂: SF 126)

genden Wechselspannung. Wir eichen mit unserem Experimentiertrafo und beginnen bei 24 V. R₁ stellen wir so ein, daß im Gleichspannungsbereich 10 V (das sind für uns künftig 25 V Wechselspannung) der Zeiger auf genau $\frac{10\text{ V}}{25\text{ V}} \cdot 24\text{ V} = 9,6\text{ V}$ steht. Da neben der 10-V-Teilung auch die für 25 V angegeben ist, können wir uns gleich danach orientieren – so wie wir später auch ablesen. Dann gehen wir mit der Wechselspannung um jeweils 2 V zurück (vgl. Bild 2.1) und vergleichen die Anzeige. Die Abweichungen sind so gering, daß wir sie nicht in einer besonderen »Eichskale« festhalten müssen. Danach wird R₁ nicht mehr verstellt und für die beiden Reihenelkos

C₁ = 4,7 nF eingelötet. Damit ist unser einfaches Meßgerät für Wechselspannungen mit Frequenzen über 15 kHz fertig; Bild 16.14 zeigt es mit dem bereits vollständigen Löschkgenerator.

Die Musterschaltung des Generators arbeitet bereits mit 3 V Betriebsspannung, nimmt bei R₂ = 50 kΩ einen Strom von 5 mA auf und liefert 2 V HF-Spannung an den Löschkopf. Mit 9 V steigt die Stromaufnahme auf 20 mA, und am Löschkopf werden U_{HF} = 6 V gemessen; die Frequenz liegt bei 75 kHz. Mit dem Verkleinern des Basiswiderstandes R₂ steigen Strom und HF-Spannung, und nun ist es an der Zeit, mit den HF-Löschversuchen zu beginnen. Dazu wird der Löschkopf fest montiert. Falls

er kein Gehäuse hat, setzen wir ihn auf eine *nichtmetallische* Unterlage (Hartpapier) ähnlich der Kopfträgerwippe im Bild 15.21a; er kann allerdings starr befestigt werden. Auch die Gehäusekappe fertigen wir aus Plaste oder Hartpapier. Metallische Abschirmungen, wie sie für den Tonkopf notwendig sind, würden dem mit Hochfrequenz betriebenen Löschkopf durch Wirbelströme zuviel an Schwingungsenergie entziehen. Das Band braucht ihn nur gerade leicht zu berühren, und es muß bei vollständig zurückgenommenem Andruckhebel auch vom Löschkopfspiegel abgehoben werden. In der Höhe stellen wir ihn so ein, daß die Löschspur geringfügig breiter als die Tonspur wird; sein Kern ist zu diesem Zweck schon etwas dicker als der des Tonkopfes. Dann legen wir ein bespieltes Band auf, schalten bei angeschlossenem Verstärker auf Wiedergabe und nehmen den Löschgenerator in Betrieb; T_1 und T_2 versehen wir vorsichtshalber mit je einem Kühlstern. Die notwendige HF-Löschspannung ermitteln wir durch Verkleinern von R_2 und Abhören der Wirkung; für den

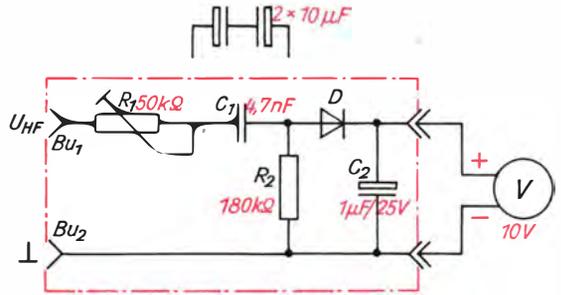


Bild 16.12. Stromlaufplan des HF-Spannungsmessers (D : GA 100)

Löschkopf des Autors waren $U_{HF} = 12\text{ V}$ erforderlich. Sicherheitshalber gehen wir um 10 ... 20% höher. In der Musterschaltung wurde die Spannung am Löschkopf auf $U_{HF} = 14\text{ V}$ eingestellt; die Stromaufnahme liegt dann bei 55 mA, so daß die Kühlsterne wieder entfernt werden können.

»Spulenloser« Löschgenerator

Für neuere niederohmige Tonköpfe reicht diese Spannung auch bereits zum Vormagnetisieren aus, so daß sie parallel zum

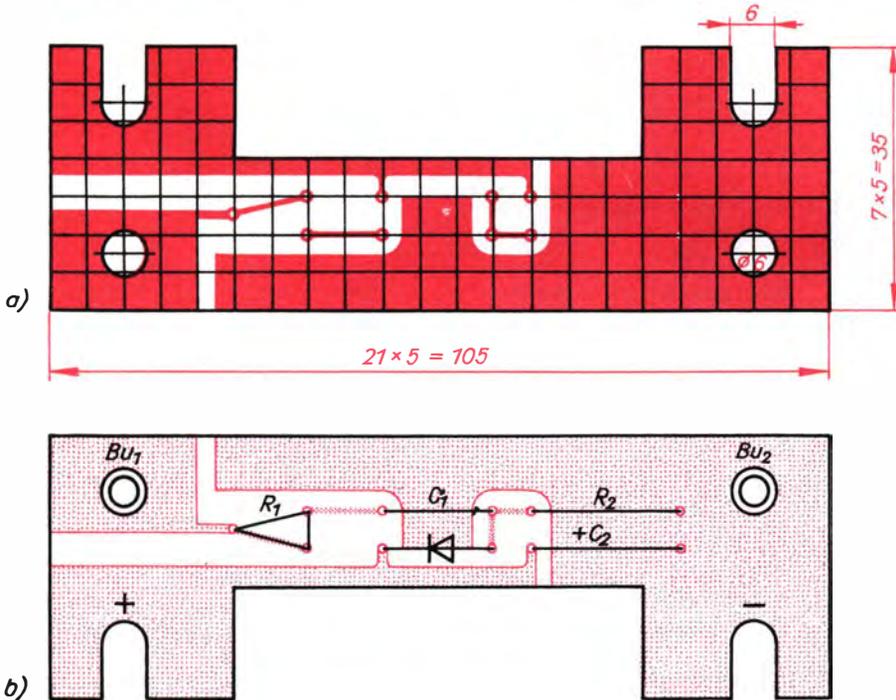


Bild 16.13. Leitungsführung (a) und Bestückungsplan (b) für die Leiterplatte des HF-Spannungsmessers

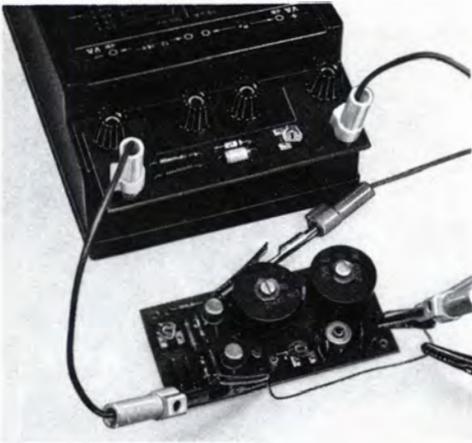


Bild 16.14. HF-Spannungsmessung am Löschkopf

Löschkopf über eine RC-Reihenschaltung zum Einstellen der Vormagnetisierung angeschlossen werden können. In diesem Fall – und speziell für Kassettenlaufwerke – empfiehlt sich Löschkopfschaltung nach Bild 16.16, die ohne besondere Schwingkreisspule auskommt; die Schwingkreisinduktivität wird einzig vom Löschkopf gebildet. Es handelt sich um eine abgewandelte kapazitive Dreipunktschaltung mit Emitterrückkopplung. Für L_2 wickeln wir 300...400 Windungen CuL 0,15 auf einen kleinen Dreikammer-Spulenkörper mit Kern. Die Amplitude der HF-Spannung ist stark von der Größe des Kondensators C_1 und von der Stromverstärkung des Transistors abhängig. Wir wählen ein Exemplar mit $B > 80$ aus und ermitteln den optimalen Wert von C_1 , indem wir, beginnend mit $C_1 = 10$ nF, zuerst jeweils 10 nF,

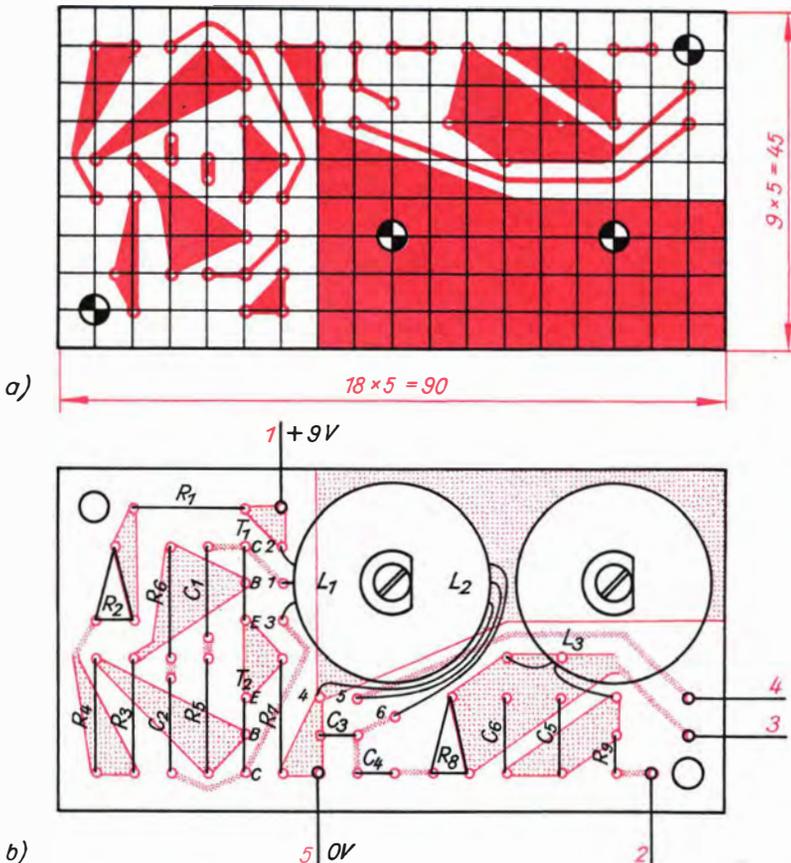


Bild 16.15. Leitungsführung (a) und Bestückungsplan (b) für die Leiterplatte des universellen Löschkopfgenerators

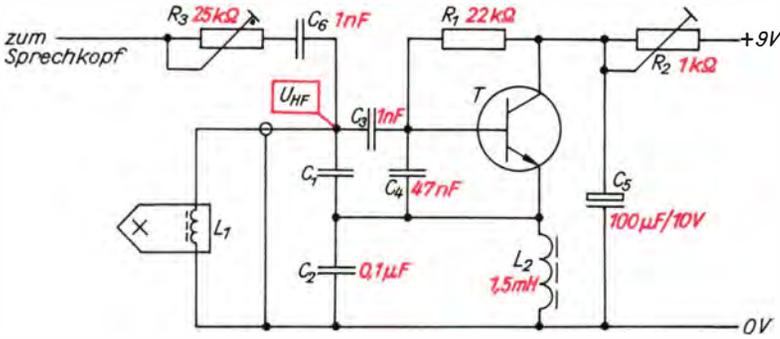


Bild 16.16. Löschgenerator ohne besondere Schwingkreisspule (T : SF 126)

dann 4,7 nF und schließlich 2,2 nF parallel-schalten, bis wir das Maximum von U_{HF} gefunden haben. Mit $R_2 = 1\text{ k}\Omega$ wurden $U_{HF} = 2\text{ V}$ erreicht; die Stromaufnahme lag bei 6 mA. Durch Verkleinern von R_2 steigen sowohl U_{HF} als auch I . Mit $R_2 = 0$ wurden 18 V bei 45 mA gemessen. Noch größere HF-Spannungen lassen sich mit kleinerem Basiswiderstand R_1 oder höherer Betriebsspannung erreichen. Da der Autor für eine Wicklung seines hochohmigen Tonkopfes mit dieser Schaltung eine Vormagnetisie-

HF-Spannungsmesser

runnungsspannung um 25 V ermittelte, mußte auf die Gegentaktschaltung nach Bild 16.11 zurückgegriffen werden, deren Leiterplatte aus Bild 16.15 ersichtlich ist.

HF-Vormagnetisierung – aber nicht des Verstärkers!

Die Hochfrequenzspannung muß in der notwendigen Größe an den Sprechkopf gelangen, darf aber weder über den Eingang noch über den Ausgang in den Aufzeichnungsverstärker selbst eindringen. Deshalb

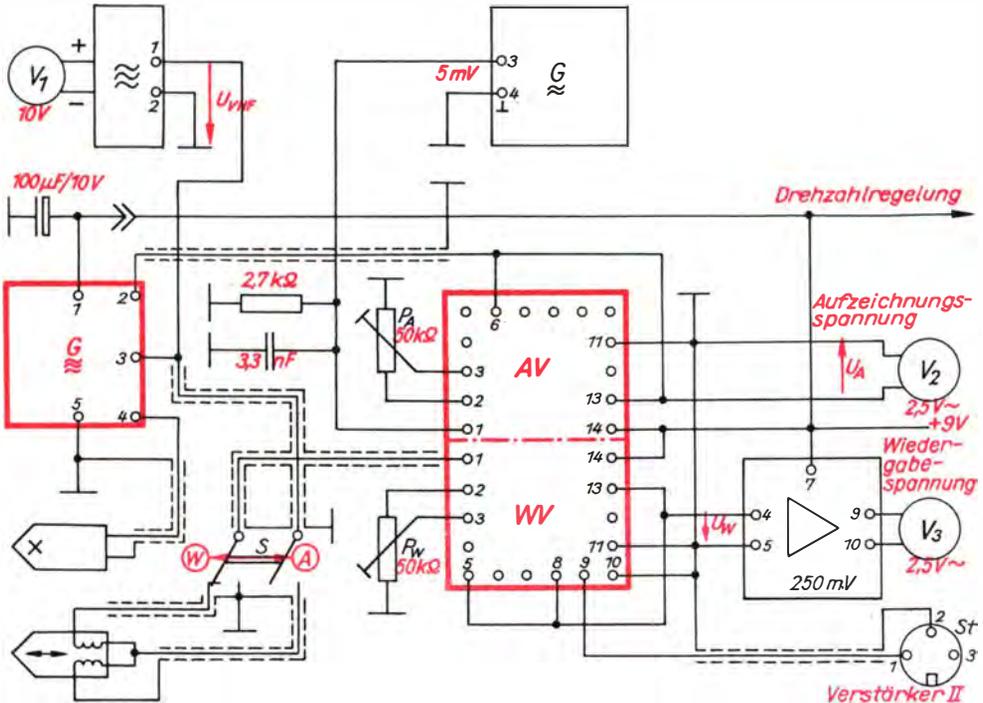
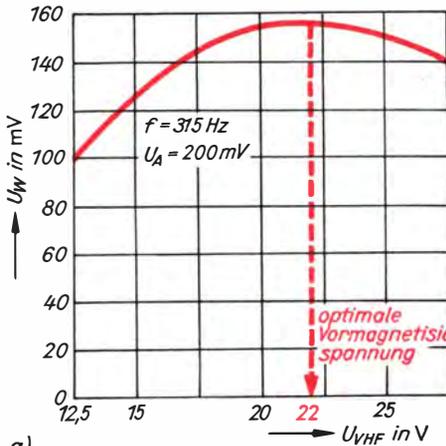


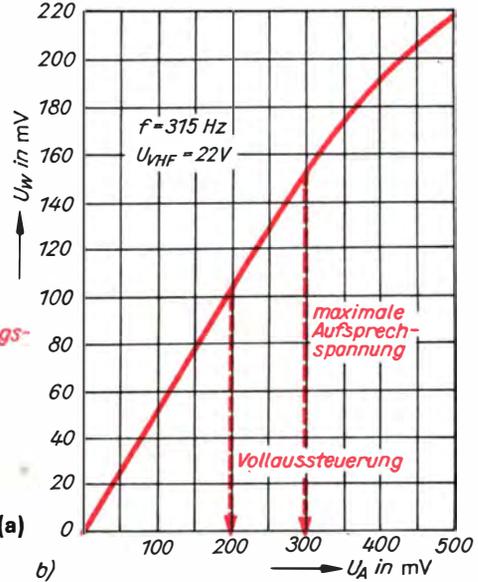
Bild 16.17. Meßband-Aufnahmeschaltung für HF-Vormagnetisierung und -Löschung

16. Wir bauen Magnettonverstärker



a)

Bild 16.18. Die Wiedergabespannung in Abhängigkeit von der HF-Vormagnetisierung (a) und von der Aufsprechspannung (b)



b)

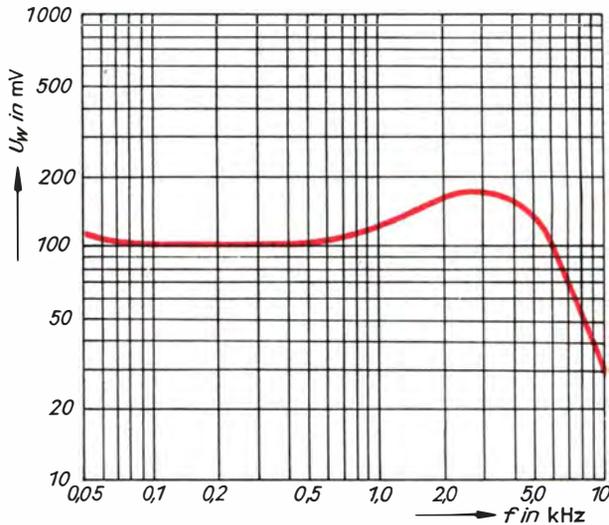


Bild 16.19. Wiedergabespannung bei konstantem Aufzeichnungspegel

sind alle NF- und HF-führenden Leitungen über 5 cm Länge sorgfältig abzuschirmen, an den Eingang des Aufzeichnungsverstärkers ist das aus Bild 16.9 ersichtliche RC-Glied $2,7 \text{ k}\Omega$, $3,3 \text{ nF}$ zur Unterdrückung von Frequenzen über 20 kHz anzuschließen, die Gehäuseteile aller Schalter und Potentiometer sind mit Masse zu verbinden, und am Löschgenerator ist unmittelbar zwischen Minus- und Pluspol ein Elko von $100 \mu\text{F}$ an-

zuschließen. Dann schalten wir Löschgenerator und Aufzeichnungsverstärker ein und kontrollieren an der Verbindungsstelle der Lötösen 13 und 6 mit unserem HF-Meßgerät eventuelle HF-Einstreuung über den Eingang; auch bei geöffnetem P_A darf kein Ausschlag zu erkennen sein. Dann kommt der Ausgang an die Reihe.

Aus Bild 16.11 ist ersichtlich, daß zwischen Verstärkerausgang (Lötöse 13) und

Sprechkopf neben dem üblichen Linearisierungswiderstand $R_9 = 3,3\text{ k}\Omega$ ein Sperrkreis L_3 , C_5 , C_6 liegt, der auf die Frequenz des Löschkgenerators abzustimmen ist. Steht uns kein Oszilloskop zum Frequenzvergleich mit unserem Tongenerator zur Verfügung, suchen wir die Harmonische 2. oder 3. Ordnung durch »Einpfeifen« mit einem Rundfunkgerät im Langwellenbereich; es reicht, einen Antennendraht in die Nähe des Löschkopfes zu legen. Für den Gegentaktgenerator wurden auf diese Weise 75 kHz (Pfeifstellen bei 150 und 225 kHz) und für den »Spulenlosen« 80 kHz (Pfeifstellen bei 160 und 240 kHz) ermittelt.

Mit $C_6 = 120\text{ pF}$ und dem Mittelwert von $C_5 = \frac{10\text{ pF} + 40\text{ pF}}{2} = 25\text{ pF}$ muß die

Sperrkreisspule für 75 kHz eine Induktivität

$$\text{von } L = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f^2 \cdot C}$$

$= \frac{1\text{ V}}{4\pi^2 \cdot 75^2 \cdot 10^6\text{ s}^{-2} \cdot 145 \cdot 10^{-12}\text{ As}}$
 $\approx 30\text{ mH}$ haben. Auf einem Schalenkern mit $A_L = 2500\text{ nH}$ sind dafür als Richtwert 110 Windungen ($\pm 20\%$) notwendig; wir wickeln die Spule aus CuL 0,2 und schalten sie zunächst mit einem Luftdrehkondensator von 500 pF oder 330 pF zu einem Schwingkreis, schließen ihn entsprechend Bild 16.11 über R_8 und C_4 an den Generatorschwingkreis und legen an die noch freie Seite unseren HF-Spannungsmesser, R_8 öffnen wir vollständig. Dann suchen wir durch langsames Verändern der Kapazität des Drehkondensators das stark ausge-

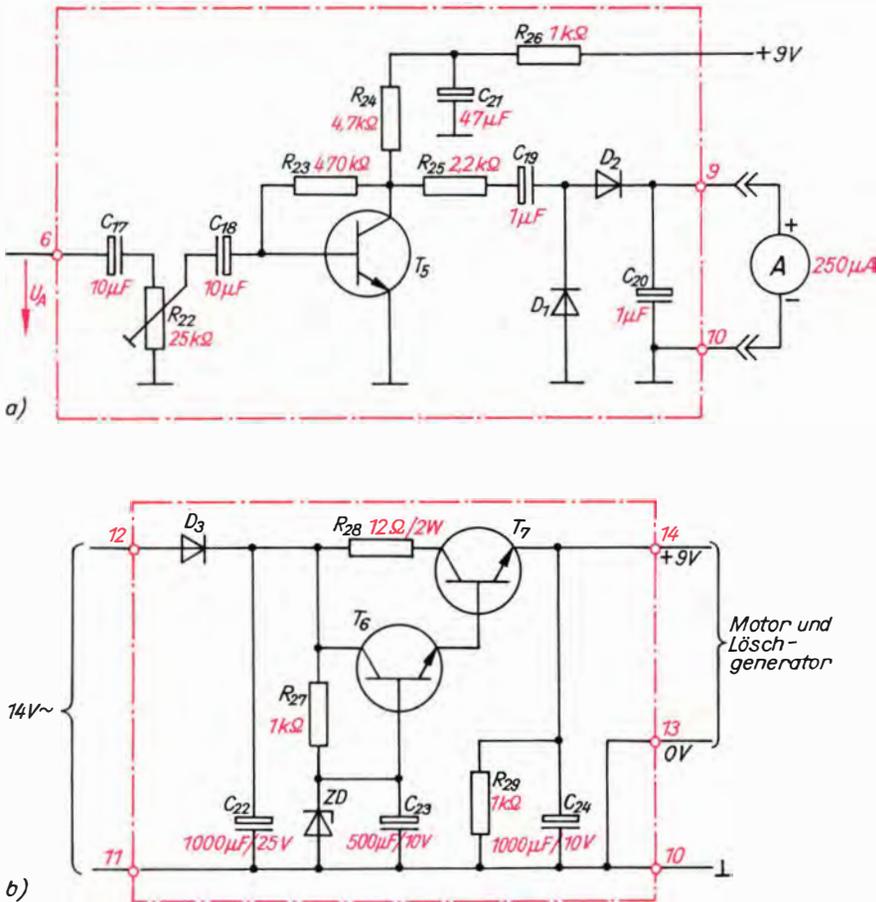


Bild 16.20. Stromlaufplan des Pegelmessers PM (a, D_1 und D_2 : SAY 32, T_5 : SC 236) und des Regel-Netzteiles NT (b, D_3 : SY 320/0,75, ZD : SZX 19/10, T_6 : SF 126, T_7 : KU 601)

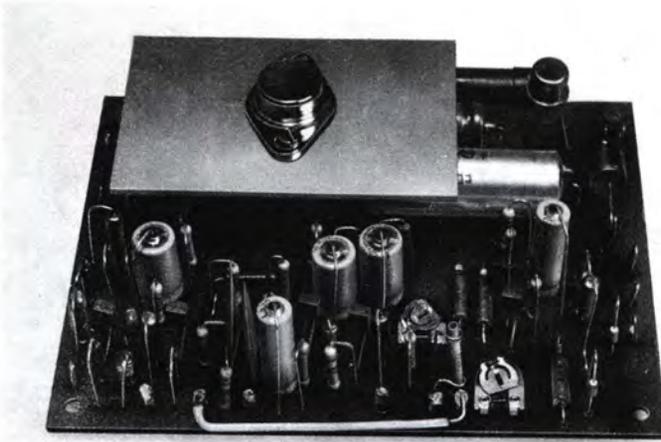


Bild 16.21. Verstärkerplatine für die Tonbandschaltung II

prägte Resonanzminimum, das bei 1...3 V liegen muß. Anschließend kommen auch diese Teile auf die Leiterplatte, und wir stellen nun mit dem Trimmer C_5 bei geschlossenem Sprechkopf, aber immer noch freiem Anschluß 2 (hier liegt nur der HF-Spannungsmesser) das Minimum genau ein. Dabei müssen sich während des Trimmens eindeutig zwei getrennte Minima ergeben. Das hängt damit zusammen, daß es am Trimmer im Unterschied zum Drehko für jeden Wert zwischen C_{\min} und C_{\max} zwei Stellungen gibt! Notfalls müssen wir C_6 auf 100 pF reduzieren oder zu C_6 noch eine bestimmte Kapazität parallelschalten; erst dann wird der Ausgang des Aufzeichnungsverstärkers an Lötöse 2 des Löschgenerators angeschlossen, C_5 aber nicht mehr verstellt.

Und wieder Meßbandaufnahmen

Jetzt mit der Schaltung nach Bild 16.17. Wer die Gleichstromversuche nicht durchgeführt hat, liest auf alle Fälle dort erst einmal nach, was und wie das zu machen ist (vgl. S. 220). Die Ergebnisse des Autors sind aus Bild 16.18 ersichtlich. Es sei noch einmal betont, daß es sich hierbei um einen für Röhrengeräte üblichen Tonkopf handelt, so daß die absoluten Werte für die Vormagnetisierungsspannung U_{VHF} und die Aufsprechspannung U_A nicht verallgemeinert werden dürfen. Wichtig ist, daß wir ein ganz eindeutiges Maximum für U_{VHF} und die

Stelle der Anstiegsveränderung für U_A finden; das klappt nie mit nur einer oder zwei Aufnahmen. Ab $U_A = 350$ mV wurden oszilloskopisch erste Verzerrungen festgestellt. Abschließend nehmen wir den Frequenzgang des Aufzeichnungsverstärkers auf und entwickeln das notwendige Filter F_2 . Für die Musterschaltung ergab sich mit dem für Gleichstromvormagnetisierung entwickelten Filter die aus Bild 16.19 ersichtliche Charakteristik, so daß kein Grund für eine Änderung vorliegt; das deutliche Anheben der Frequenzen oberhalb 2 kHz ist nur zu begrüßen.

Tonbandgerät mit HF-Vormagnetisierung und -Löschung

Den grundsätzlichen Aufbau übernehmen wir von der Meßband-Aufnahmeschaltung, nur soll es einen eigenen Pegelmesser anstelle des NF-Meßgerätes sowie ein Regelnetzteil zum Anschluß an Bu_{10} (14 V Wechselspannung) unseres Verstärkers II haben; mit einem Gesamtstrom von gut 250 mA bei Aufnahme wird Batteriebetrieb auf die Dauer unwirtschaftlich.

Leiterplatte für Verstärker, Pegelmesser und Netzteil

Der Pegelmesser PM nach Bild 16.20 a weist keine Besonderheiten auf. An einen

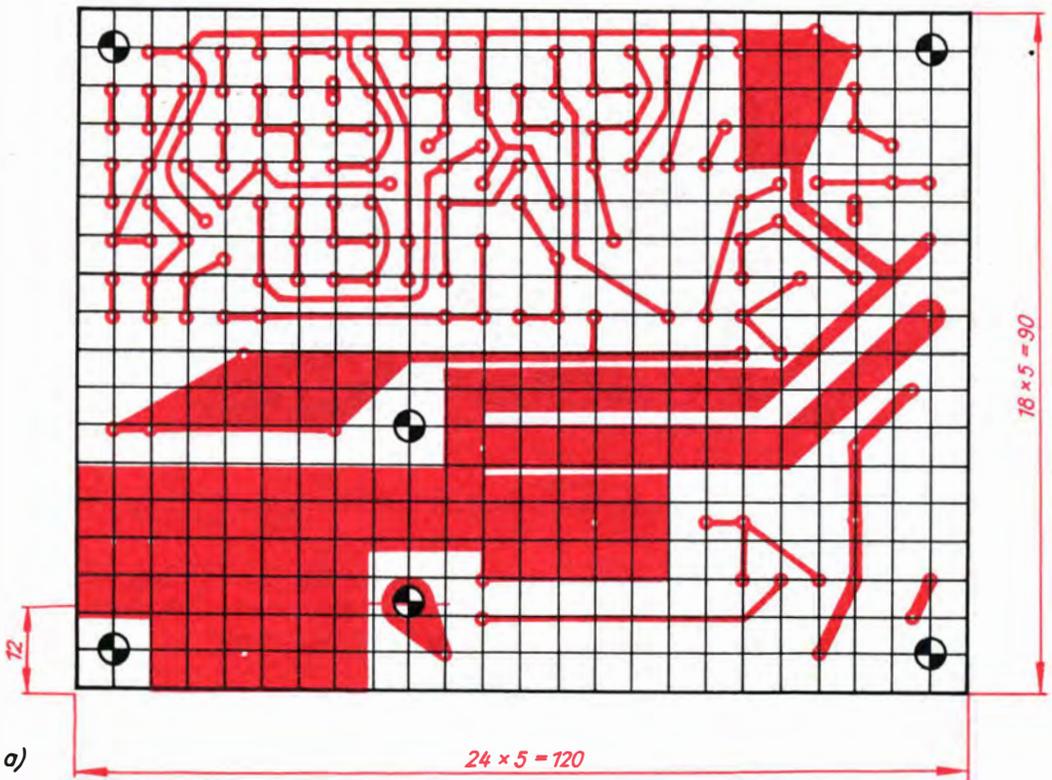


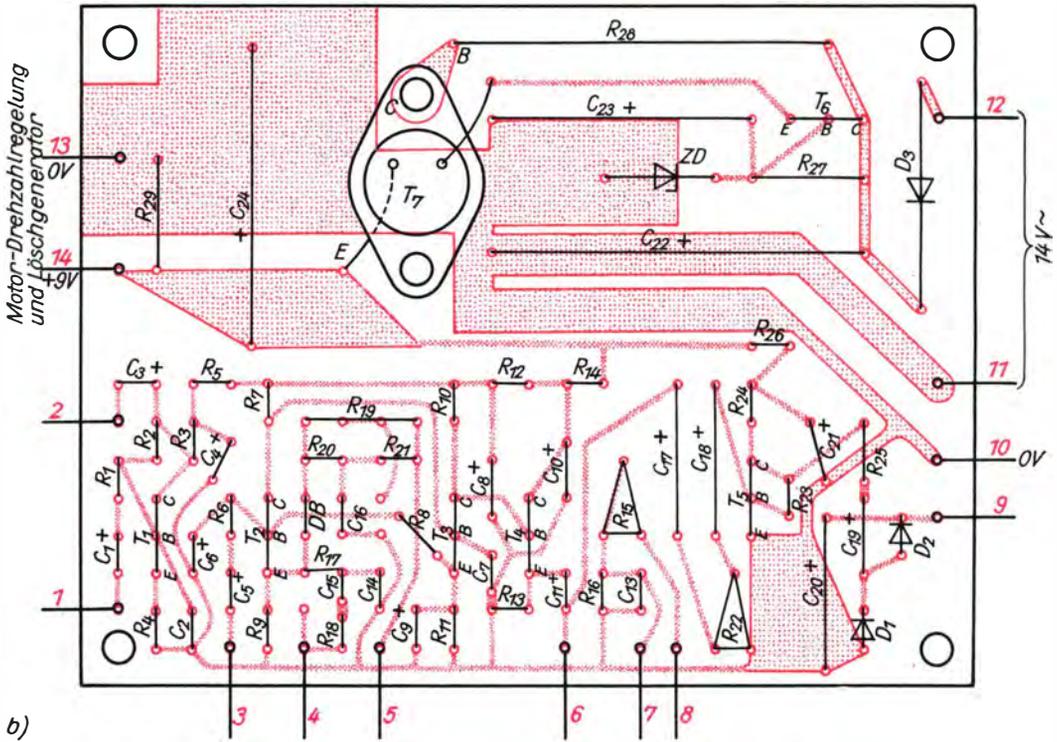
Bild 16.22. Leitungsführung (a) und Bestückungsplan (b) der Leiterplatte für Verstärker, Pegelmesser und Regel-Netzteil

Verstärker in Emitterschaltung ist ein Spannungsverdoppler angeschlossen; als Anzeigergerät wurde der Vielfachmesser, Meßbereich $250 \mu\text{A}$, vorgesehen. Ebenso ist natürlich jeder andere Strommesser mit einem Grundbereich unter 1 mA geeignet. Mit P_A des Aufzeichnungsverstärkers und angeschlossenem Tongenerator stellen wir $U_A = 300 \text{ mV}$ ein. Dann schließen wir an Lötöse 13 des Aufzeichnungsverstärkers den Pegelmesser und öffnen R_{22} so weit, bis unser Strommesser Vollausschlag zeigt. Anschließend reduzieren wir U_A auf 200 mV und vergleichen die Pegelanzeige: $200 \mu\text{A}$; der Bereich des optimalen Aufsprechpegels liegt also zwischen 200 und $250 \mu\text{A}$.

Den Stromlaufplan des Regelnetztesiles NT sehen wir im Bild 16.20b; das Grundsätzliche dieser Schaltung ist auf den Seiten 54 bis 61 nachzulesen. Bei Anschluß an einen besonderen Transformator mit beispielsweise 12 V Sekundärspannung ist R_{28}

entsprechend zu verkleinern; die untere Grenze der notwendigen Wechselspannung liegt bei 10 V . In der Musterschaltung wurde T_7 mit einem $45 \text{ mm} \times 70 \text{ mm}$ großen Kühlblech versehen. Diese Schaltung eignet sich übrigens auch gut für den Betrieb von 9-V-Geräten aus 12-V-Fahrzeuggelbatterien. D_3 , R_{28} und das Kühlblech entfallen ganz, R_{27} ist auf 680Ω zu reduzieren und für T_6 ein SC 236 ausreichend.

Die Leiterplatte für die Tonbandschaltung II ist aus Bild 16.22 ersichtlich. Von Lötöse 11 zum Minuspol des Ladekondensators C_{22} muß unbedingt eine spezielle Strombahn in der Massefläche und für den Motoranschluß ein besonderer Minuspol (Lötöse 13) vorgesehen werden. Berücksichtigen wir das nicht, kommt es unvermeidlich über die Masseleitung zu Brummereinstreuungen des Motors in den Verstärker. Dieser entspricht genau unserem Wiedergabeverstärker nach Bild 16.3, nur wird



b)

zusätzlich noch das Aufzeichnungsfilter F_2 (vgl. Bilder 16.8 b und c) mit übernommen. Da einige Anschlüsse des Experimentierverstärkers nicht mehr benötigt werden, wurde eine neue Numerierung eingeführt; in der Klammer sind die alten Anschlüsse entsprechend Bild 15.17 angegeben: 4(5), 5(6), 6(13), 7(9) und 10(11). Wir bestücken die Leiterplatte erst mit dem Netzteil, dann folgen der Pegelmesser und zum Schluß der Verstärker; jede Teilschaltung wird getrennt auf ihre Funktionstüchtigkeit überprüft.

Probleme mit der Hochfrequenz

Die bestückte Leiterplatte sehen wir im Bild 16.21, mit der wir nun nach Bild 16.23 unsere Tonbandschaltung II aufbauen. Da sich das Experimentierlaufwerk als durchaus brauchbar erwies; wurde es dafür verwendet. Die Leiterplatte wird wieder mit 25 mm langen Abstandshülsen an die Montageplatte geschraubt. Ohne S_2 schalten wir den Verstärker zunächst als Wiedergabeverstärker, spielen das Bezugsband ab, ermitteln einen günstigen Wert für Potentio-

meter und Vorwiderstand (zusammen etwa 50 k Ω) und kontrollieren noch einmal den Frequenzgang. Unter Umständen ist auch noch ein Nachtrag zur Motorentstörung notwendig. So wurde im Mustergerät die Plusleitung der Drehzahl-Regelschaltung unmittelbar an der Leiterplatte mit 4,7 nF gegen die Masse der Verstärkerplatine (Lötöse 10) abgeblockt.

Erst danach wird der achtpolige Umschalter S_2 in den Aufbau einbezogen. Dabei tritt ein Problem in Erscheinung, auf das bereits bei der Meßbandaufnahmeschaltung hingewiesen wurde: die HF-Einstreuung in die erste Verstärkerstufe. An den Eingang 1 des Verstärkers ist bei Wiedergabe die volle Wicklung des Tonkopfes anzuschließen; bei Aufnahme dagegen die Leitung von der Eingangsdiendenbuchse Bu_1 . Wird diese Stelle nur durch einen normalen Umschalter verwirklicht, liegt bei Aufnahme in unmittelbarer Nähe des mit Verstärkereingang 1 verbundenen Schalter-Metallkontaktplättchens ein gleiches, das die HF-Vormagnetisierungsspannung trägt. Durch kapazitive Kopplung gelangt die HF in den

Verstärkereingang und stellt damit dessen Funktion restlos in Frage. Aus diesem Grunde schalten wir in Reihe und in der entsprechenden Entfernung zu dem theoretisch notwendigen einen praktisch erforder-

lichen zweiten Umschalter und legen die Schalterverbindungsleitung zusätzlich noch mit einem dritten Umschalter bei Aufnahme auf Masse. Bei Kassettengeräten hat sich eine andere Technik durchgesetzt.

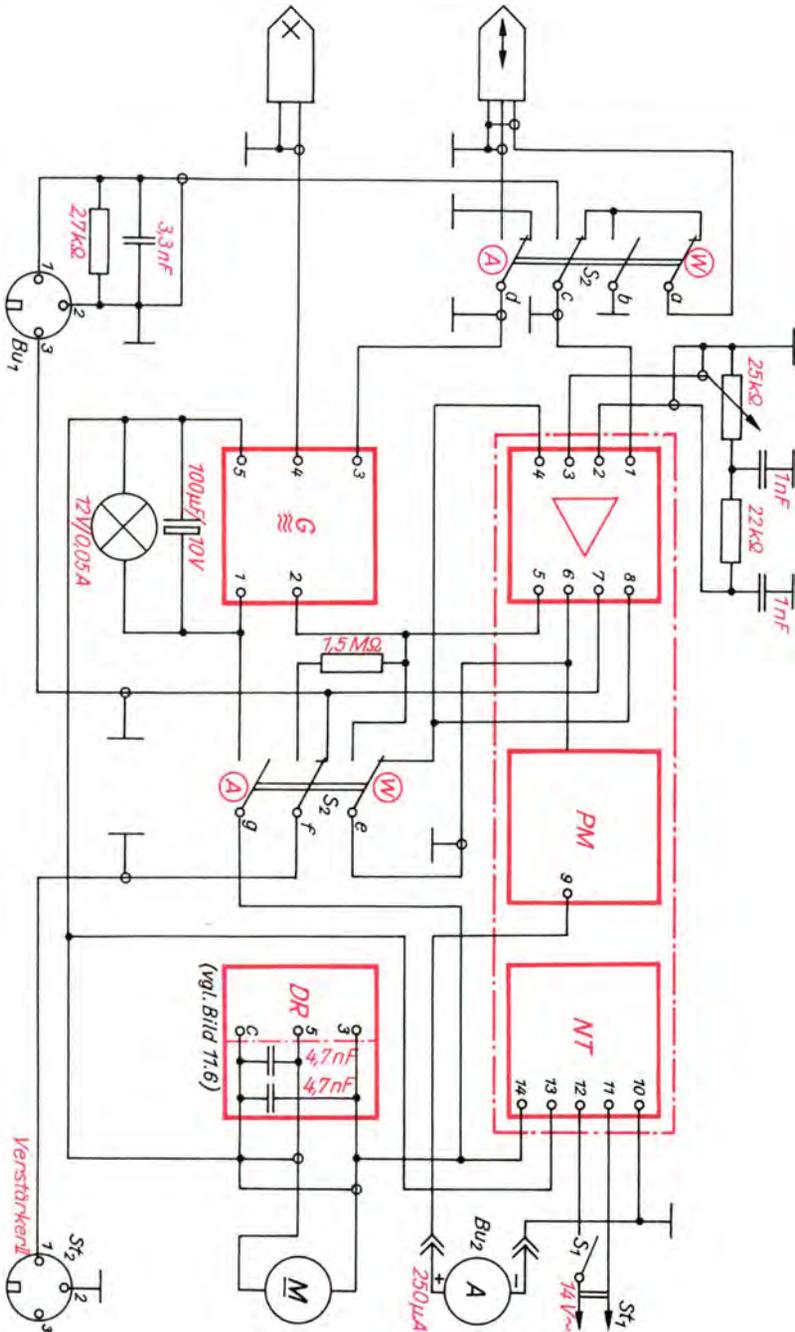


Bild 16.23. Die Schaltung unseres Tonbandgerätes II

16. Wir bauen Magnettonverstärker

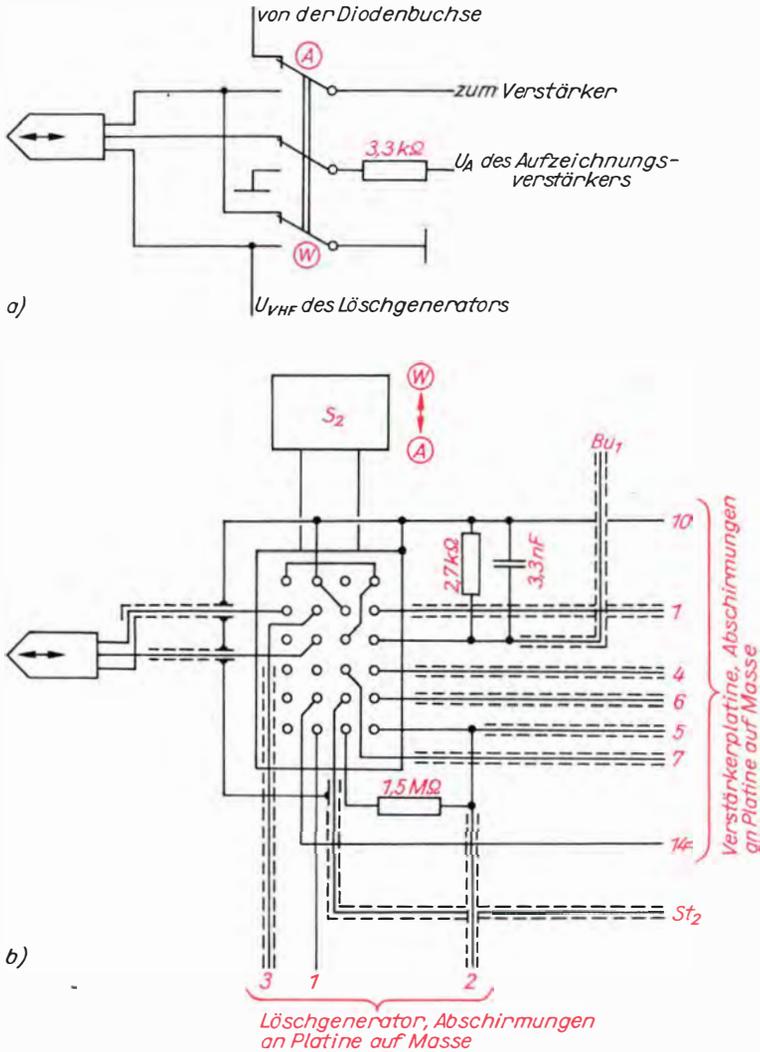


Bild 16.24. Anschaltung des Tonkopfes an den Aufnahme-Wiedergabeverstärker: a) bei Kassettengeräten, b) in unserer Tonbandschaltung II

Hier wird bei Aufnahme und Wiedergabe jeweils das andere Ende der Kopfwicklung mit Masse verbunden; bei Aufnahme eben das an dem erwähnten ersten Umschalter liegende. Diese Schaltung ist im Bild 16.24 a dargestellt, Bild 16.24 b zeigt die vom Autor gewählte Schalterbelegung. Mit S_{2e} (vgl. Bild 16.23) werden die Entzerrfilter umgeschaltet und mit S_{2g} bei Aufnahme die Betriebsspannung an den Löschgenerator gelegt; gleichzeitig signalisiert eine mit Unterspannung betriebene Glühlampe diesen Schaltzustand auch optisch.

Ein weiteres Problem ist mit der Leitungsführung zum Potentiometer verbunden. Die beiden NF-Kabel dürfen auf keinen Fall in der Nähe des Löschkopfes verlegt werden; deshalb ordnen wir das Potentiometer am besten in unmittelbarer Nähe der Verstärkerplatine an. Schlägt der Zeiger des Pegelmessers ohne Eingangssignal dann immer noch aus, schalten wir an den Ausgang der ersten Verstärkerstufe und unter Umständen auch noch an das Potentiometer je einen Kondensator von 1 nF zur Unterdrückung der HF-Reste. Bei freier Dioden-

buchse und voll aufgedrehtem Potentiometer darf das Pegelmeßgerät höchstens $10 \dots 20 \mu\text{A}$ anzeigen. Aus Bild 16.25 ist eine Ansicht des fertigen Tonbandgerätes

ersichtlich, und Bild 16.26 läßt einen Blick in die Verdrahtung zu.

Abschließend versuchen wir nun auch Aufnahmen mit dem $25 \mu\text{m}$ dicken *Doppel-*



Bild 16.25. Ansicht des Tonbandgeräts

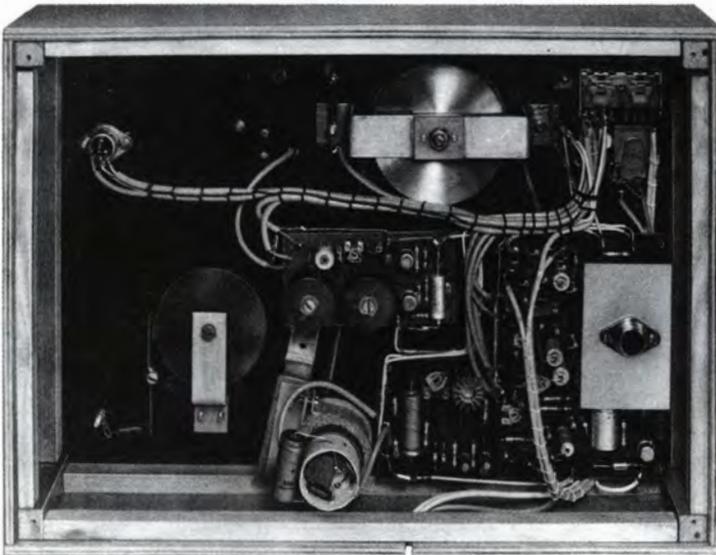


Bild 16.26. Blick in das Tonbandgerät

spielband des Typs 120, von dem auf einer 10-cm-Spule 180 m untergebracht sind; damit erreichen wir bereits eine Spieldauer von zweimal 31 Minuten. Sind wir zufrieden, folgt auch ein Versuch mit dem 18 μm dicken Dreifachspielband des Typs 130 mit 240 m auf der 10-cm-Spule, Spielzeit zweimal 47 Minuten. Die Bandbezeichnungen sind auf das heute nicht mehr produzierte 50 μm dicke Normalband von 90 m Länge bezogen; unser Experimentierband war ja bereits Langspielband. Auf dem Musterge­rät gelangen die Aufnahmen mit dem »Double play« und dem »Triple play« ohne jegliche Änderungen – weder der Kräfte noch der Spannungen.

Unser Tonstudio

Wir haben nun alles beisammen, um eigene Programme zusammenstellen und speichern zu können; zentrales Steuergerät ist wie bei den Tonanlagen wieder das

Mischpult. Eine mögliche Anlagenkombi­nation sehen wir im Bild 16.27, Bild 16.28 zeigt ihre Ansicht. Für die Aufnahme macht sich jedoch eine nachträgliche Ergänzung im Mischpult selbst notwendig, damit das aufzuzeichnende Signal über ein Diodenkabel von Bu_2 des Mischpultes zu Bu_1 des Tonbandgerätes gelangen kann. Bei mono­fem Betrieb legen wir vom Ausgang A_L des Mischverstärkers ein abgeschirmtes Kabel zu Anschluß 1 von Bu_2 , bei stereofonem ein gleiches von A_R zum Anschluß 4 (vgl. Bild 13.6). Damit die Aufnahme von mehreren Tonquellen, ihr Mischen oder Überblenden überhaupt beherrschbar werden, muß sich bei vollständig geöffneten Pegel­einstellern des Mischpultes jeweils Vollaussteuerung der Bandaufnahme erge­ben, ohne daß am Tonbandpotentiometer noch Nachstellungen notwendig sind. Zu diesem Zweck stellen wir die Pegelvorein­steller des Mischpultes bei angeschlos­senem Tonbandgerät ohne Band nach der An­zeige des Pegelmessers entsprechend ein.

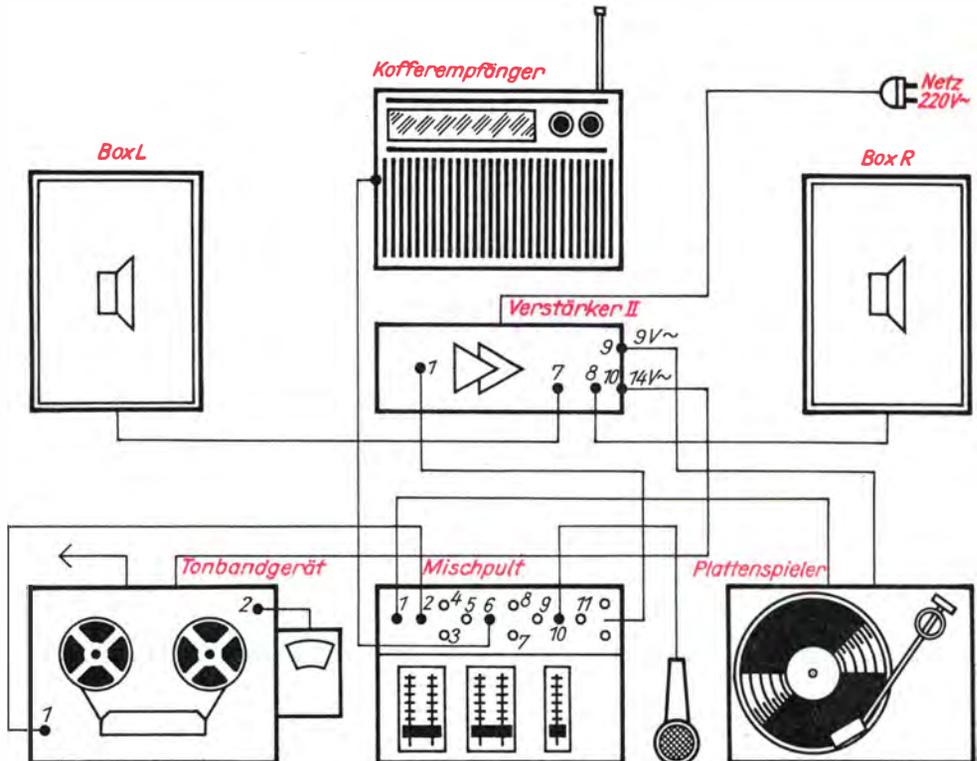


Bild 16.27. Die Schaltung unserer Tonstudioanlage

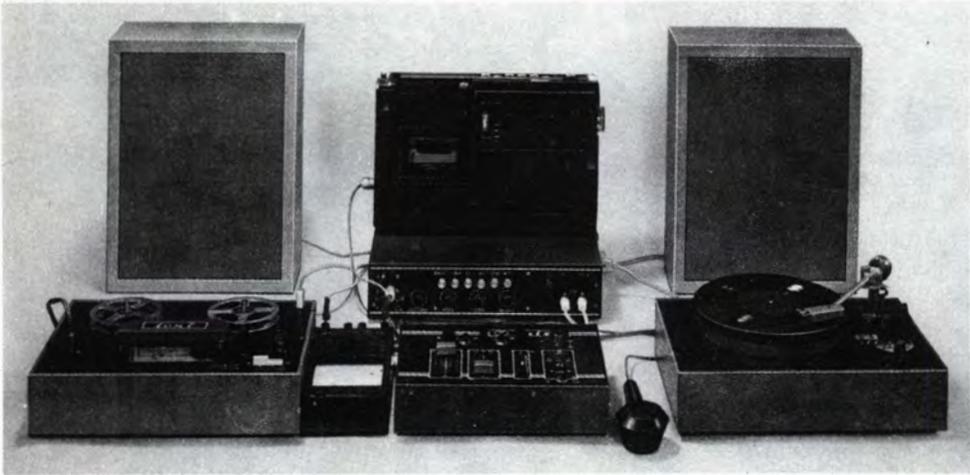


Bild 16.28. Unsere Tonstudioanlage

Und nun heißt es wieder Experimentieren und Erfahrungen sammeln! Nur drei Hinweise seien noch gegeben. Bei Mikrofonaufnahmen schließen wir das Lautstärkepotentiometer des Verstärker II, damit es zu keiner akustischen Rückkopplung kommt. Während der Aufzeichnung stereofoner Quellen sind die Schalter S_4 bzw. S_5 des Mischpultes auf »Mono« zu schalten, um beide Kanalinformationen auf das Band zu bringen. Bevor wir aber das Band starten, sollten wir recht genaue Vorstellungen mit exakten Zeitvorgaben und ausformulierten Sprechtexten vor uns liegen haben. Bis auf die Mikrofonaufnahmen hören wir die gesamte Aufzeichnung über den Verstärker II oder den am Mischpult angeschlossenen Kopfhörer ab, und nach Aufzeichnung und Bandrückspulen kann es auch gleich wie-

der eingespielt werden, ohne daß ein Kabel umgesteckt werden muß; lediglich S_1 des Mischpultes ist auf »Tonband« zu schalten.

Wie die Schallplatte bedarf auch das Tonband einer gewissen Pflege und Aufmerksamkeit, wenn unsere Aufzeichnungen längere Zeit erhalten bleiben sollen. Die Hauptfeinde des Bandes sind fremde Magnetfelder, Staubablagerungen, hohe Feuchtigkeit und starke Hitzeeinwirkung. Deshalb gehören nicht benutzte Spulen grundsätzlich in ihre Plastebeutel und Schachteln, und sie werden niemals in der Nähe starker Magnetfelder, etwa auf Lautsprecherboxen oder unserem Verstärker II über dem Netztrafo abgelegt oder gar gelagert. Von Zeit zu Zeit säubern wir auch die Kopfspiegel mit einem in Spiritus getränkten weichen Lappchen von anhaftendem Bandabrieb.

Elektronische Musikinstrumente

17. Grundversuche zur elektronischen Tonerzeugung und Klangbildung

Von den verschiedenen Möglichkeiten, auf elektronischem Wege Schwingungen im Tonfrequenzbereich zu erzeugen, haben wir bereits einige kennengelernt – auch wenn sie nicht in jedem Fall vorrangig der direkten Tonerzeugung dienen. Die Schaltungen der LC-Generatoren nach den Bildern 16.11 und 16.16 sorgen für die notwendige HF-Vormagnetisierung bzw. Löschung bei Magnettonaufnahmen, während der Multivibrator nach Bild 14.11 die Lampen unserer digitalen Lichteffektanlage schaltet. Wir bauten weiter den durchstimmbaren Sinus-Rechteck-Generator nach Bild 7.6; der ausschließlich der Tonfrequenzerzeugung zu Meßzwecken dient. Grundsätzlich ist jede dieser Schaltungen für elektronische Musikinstrumente geeignet; jede hat ihre spe-

ziellen Vorteile, aber auch Nachteile. Wie bereits beim Bau des Sinus-Rechteck-Generators betont, vermeidet man möglichst den Einsatz von Spulen; damit entfällt der LC-Generator für unsere weiteren Überlegungen.

Vom Abhören unseres Meßgenerators wissen wir, daß sinusförmige Schwingungen vollkommen reine *Töne* ergeben, wie sie uns beispielsweise auch von der Flöte bekannt sind. Rechteckförmige Schwingungen haben dagegen einen *Klang*, der zwar zunächst keinem der üblichen Musikinstrumente entspricht, aber neben der für die Tonhöhe maßgeblichen Grundschwingung eine Vielzahl von Oberschwingungen enthält, und das ist für die Klangbildung vorteilhaft.

Der Multivibrator als Tongenerator

Im Unterschied zu der erwähnten Grundschaltung im Bild 14.11 sind an den Tongenerator zwei neue Forderungen zu stellen: Erstens muß er die verschiedenen Töne nach Befehl exakt erzeugen bzw. wieder verstummen können, und zweitens soll der Klangcharakter für alle Tonfrequenzen gleich bleiben. Die erste Forderung realisieren wir durch Schalten des Multivibrators über die Basiswiderstände und die zweite mittels deren steter Wertgleichheit.

Den Stromlaufplan des Tongenerators mit den Transistoren T_1 und T_2 sehen wir im Bild 17.1. Die beiden Basiswiderstände R_3 und R_4 liegen im Ruhezustand über R_5 an Masse, so daß der Generator garantiert nicht schwingt. Das gilt allerdings nur für Betriebsspannungen bis etwa 7 V; für höhere Spannungen muß R_5 nach Bedarf verkleinert werden. Zum Anschwingen wird

Anschlußpunkt 2 über einen die Tonhöhe bestimmenden Widerstand R_x mit dem Pluspol der als Spannungsquelle dienenden Flachbatterie verbunden.

Von den Grundversuchen mit dem Multivibrator wissen wir, daß der Kopfhörer nicht direkt, sondern über einen Impedanzwandler in Kollektorschaltung anzuschließen ist. Deshalb sehen wir gleich hier die für Wechselspannung ausgelegte Schaltung mit T_3 vor; ihre Ausgangsspannung ist einstellbar. Beide Teilschaltungen kommen gemeinsam auf eine Leiterplatte nach Bild 17.2. Die Stromverstärkungen der Miniplasttransistoren T_1 und T_2 sollten etwa gleich sein und bei 100 liegen; für T_3 suchen wir ein Exemplar mit $B_3 \geq 200$ aus. R_6 wählen wir so, daß die Emitterspannung von T_3 ohne Ansteuerung zwischen 2,0 V und 2,5 V liegt.

Die fertig bestückte Leiterplatte unseres

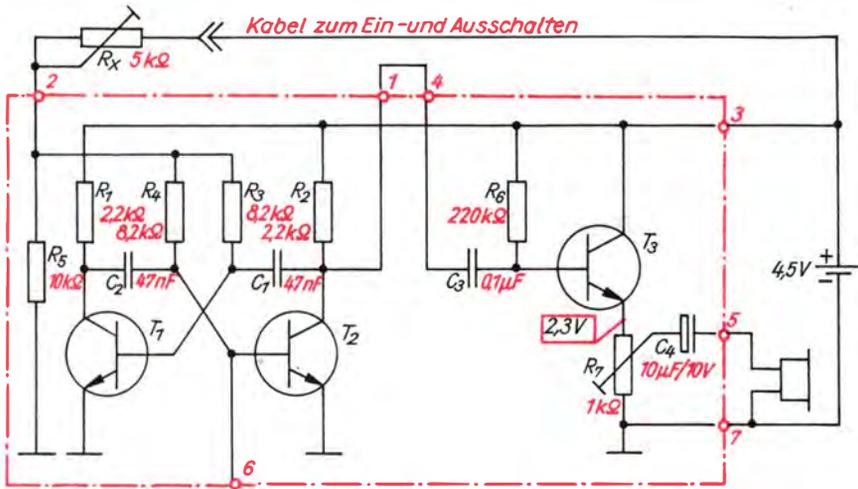


Bild 17.1. Stromlaufplan des Tongenerators TG mit Impedanzwandler für Kopfhöreranschluß ($T_1 \dots T_3$: SC 236)

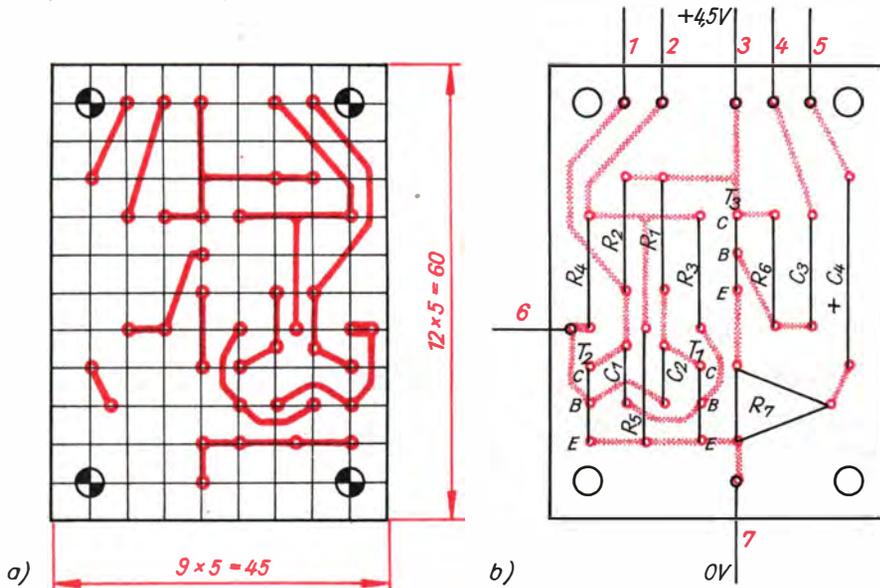


Bild 17.2. Leitungsführung (a) und Bestückungsplan (b) für die Leiterplatte des Tongenerators TG

Tongenerators TG sehen wir im Bild 17.3, und nun können wir damit nach Bild 17.1 und eigener Phantasie erst einmal »spielen«. Gleichzeitig versuchen wir, uns der Klaviertastenanordnung und deren Beziehungen zum entsprechenden Notenbild zu erinnern, Bild 17.4 zeigt noch einmal das Wesentliche.

Vor der Musik: Mathematik

Der die Notenlinie g umhüllende Violinschlüssel besagt, daß mit den Noten die »1-gestrichene« Oktave dargestellt ist. In diesem Intervall liegt der Kammerton a' mit einer Frequenz von $f_a = 440$ Hz, nach dem jedes Orchester vor jeder Aufführung seine Instrumente neu stimmt. An die »1-gestri-

17. Grundversuche zur elektronischen Tonerzeugung und Klangbildung

chene« schließt sich rechts die »2-gestrichene« (a'') und an diese wiederum die »3-gestrichene« (a''') Oktave usw. an, und links folgen zuerst die »kleine« (a), dann die »große« (A), weiter die »Kontra-« (A_1) und schließlich die »Subkontra-«-Oktave (A_2). Wir werden künftig die Töne der »gestrichenen« Oktaven nicht durch eine unterschiedliche Anzahl von Strichen, sondern durch entsprechende Hochzahlen voneinander unterscheiden. Denn auch die Striche werden noch für eine andere Symbolik benötigt, aber dazu später.

Die Frequenz von gleichbezeichneten Tönen in zwei benachbarten Oktaven verhalten sich wie 1 : 2, d. h., wenn $f_{a^1} = 440$ Hz beträgt, dann ist $f_{a^2} = 2 \cdot f_{a^1} = 880$ Hz. Eine Oktave wird in 12 Halbtöne mit jeweils gleichem Frequenzverhältnis k unterteilt. Bezeichnen wir die Tonfrequenzen allgemein mit f_1, f_2, f_3, \dots und gilt $f_2 = k \cdot f_1, f_3 = k \cdot f_2, \dots, f_{13} = k \cdot f_{12} = 2 \cdot f_1$, so folgt

$$f_{13} = \underbrace{k \cdot k \cdot k \cdot \dots \cdot k}_{12 \text{ mal}} \cdot f_1 = k^{12} \cdot f_1 \text{ bzw. } k^{12} = \frac{f_{13}}{f_1} = \frac{2 \cdot f_1}{f_1} \text{ oder } k = \sqrt[12]{2} = 1,0594631.$$

Auf a^1 folgt ais^1 , für dessen Frequenz wir nun $f_{ais^1} = \sqrt[12]{2} \cdot f_{a^1} = 1,0594631 \cdot 440$ Hz = 466,2 Hz berechnen, dann kommen $f_{h^1} = \sqrt[12]{2} \cdot 466,2$ Hz = 493,9 Hz, $f_{c^2} = \sqrt[12]{2} \cdot 493,9$ Hz = 523,2 Hz usw. bis $f_{e^3} = 1318,5$ Hz; in der folgenden Tabelle sind alle Frequenzen von c^2 bis e^3 zusammengestellt.

Ton	f in Hz	R_x in $k\Omega$	ΔR in $k\Omega$
e^3	1318,5	1,4	0,58
dis^3	1244,5	1,8	0,4
d^3	1174,7	2,2	0,4
cis^3	1108,7	2,6	0,4
c^3	1046,5	3,0	0,4

h^2	987,8	3,5	0,5
ais^2	932,3	4,1	0,6
a^2	880,0	4,7	0,6
gis^2	830,6	5,4	0,7
g^2	784,0	6,3	0,9
fis^2	740,0	7,3	1,0
f^2	698,5	8,3	1,0
e^2	659,3	9,5	1,2
dis^2	622,2	10,8	1,3
d^2	587,3	12,2	1,4
cis^2	554,4	13,8	1,6
c^2	523,2	15,9	2,1

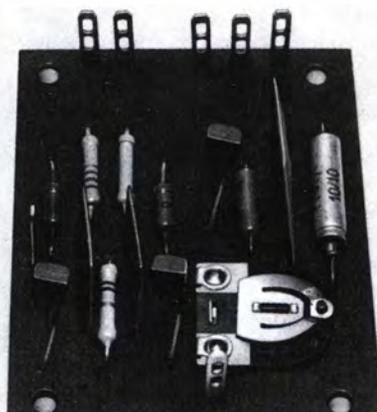


Bild 17.3. Der Experimentiertongenerator

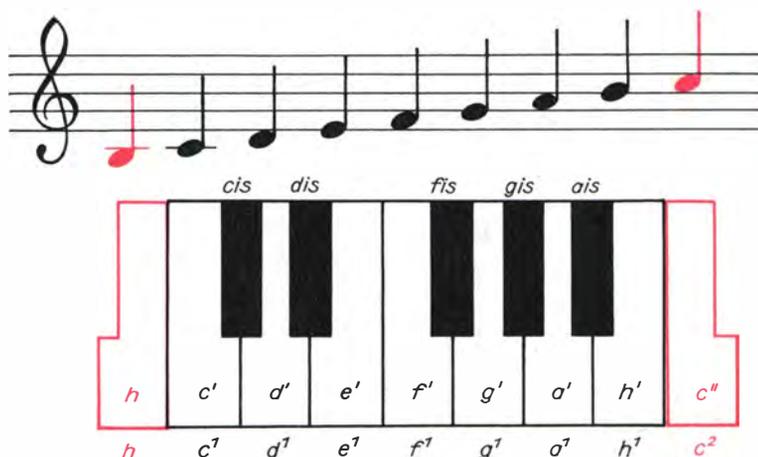


Bild 17.4. Klaviaturausschnitt und zugehöriges Notenbild

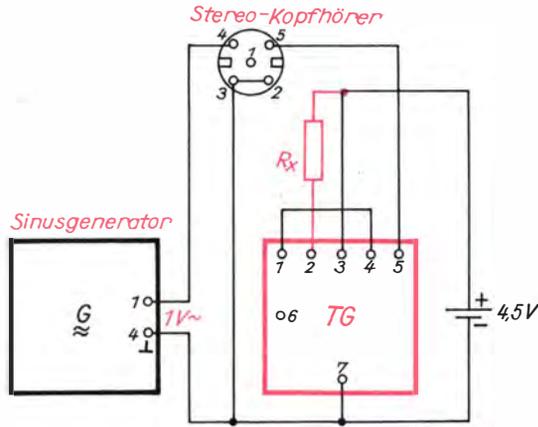


Bild 17.5. Wir ermitteln die Größen der tonbestimmenden Widerstände

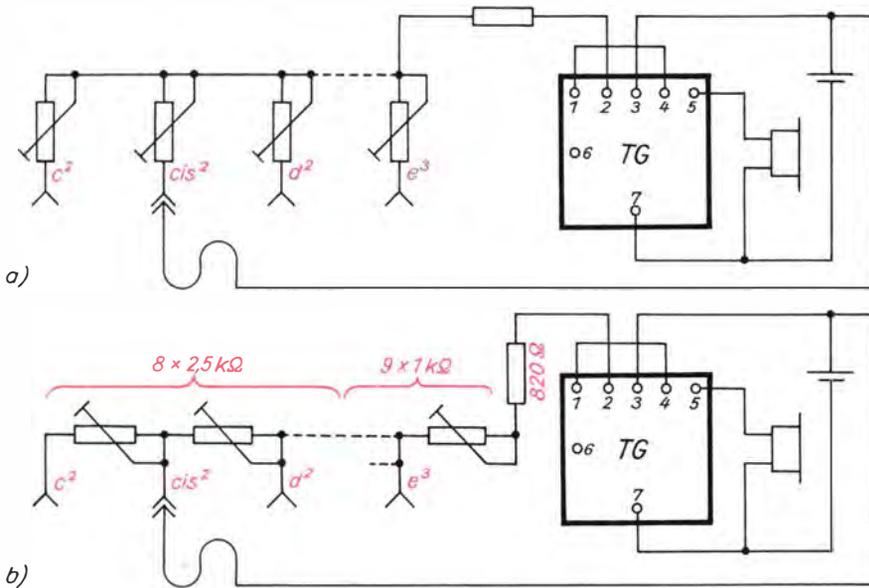


Bild 17.6. Die Schaltungsmöglichkeiten der frequenzbestimmenden Widerstände: a) Parallelschaltung für Einzeltonabstimmung, b) Reihenschaltung für Kettenabstimmung

Und nun wird aus der Spielerei mit dem frequenzbestimmenden Widerstand R_x experimenteller Ernst: Wir ermitteln seine Größe in Abhängigkeit von der zu erzeugenden Tonfrequenz. Entsprechend Bild 17.5 dienen uns der Sinusgenerator als »Meßsender« und der Stereokopfhörer als Meßgerät. Die Europabuchse erhält hier drei Kabelanschlüsse, so daß die Wechselspannung des links vor uns stehenden Sinusgenera-

tors über Anschluß 4 und Masse an die linke Hörkapsel und die unseres rechts vor uns liegenden Tongenerators TG über den Kopfhörer-Impedanzwandler und Anschluß 5 sowie Masse an die rechte Kapsel gelangen. Für R_x verwenden wir zunächst einen auf Null eingestellten Schichtdrehwiderstand von $5\text{ k}\Omega$ mit einer selbstgefertigten Kreisskala, die mit unserer Meßbrücke in Zehntel-Kiloohm-Abschnitten geeicht

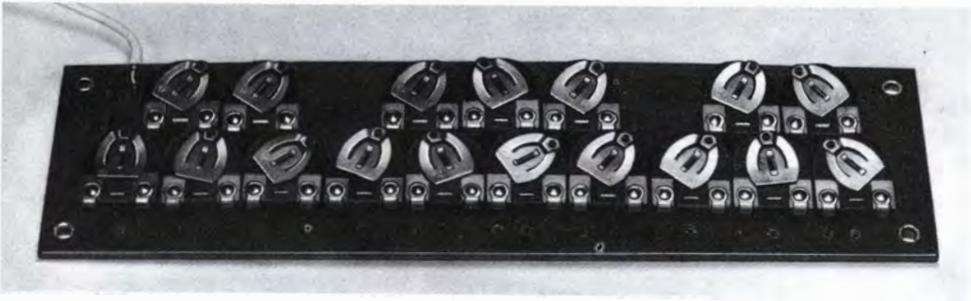


Bild 17.8. Die Widerstandskette zum Experimentiertongenerator

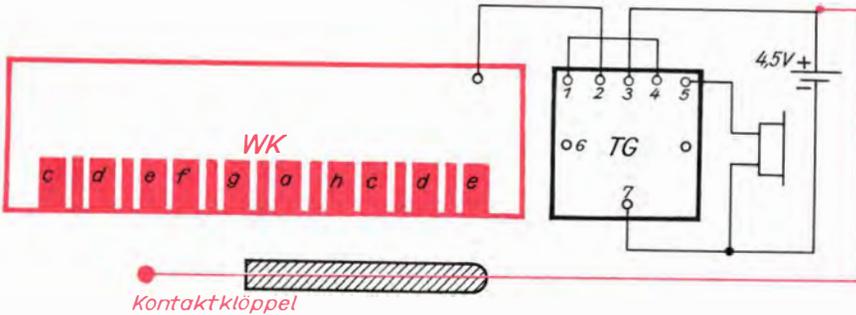


Bild 17.9. So schalten wir Widerstandskette und Tongenerator zum ersten elektronischen Musikinstrument

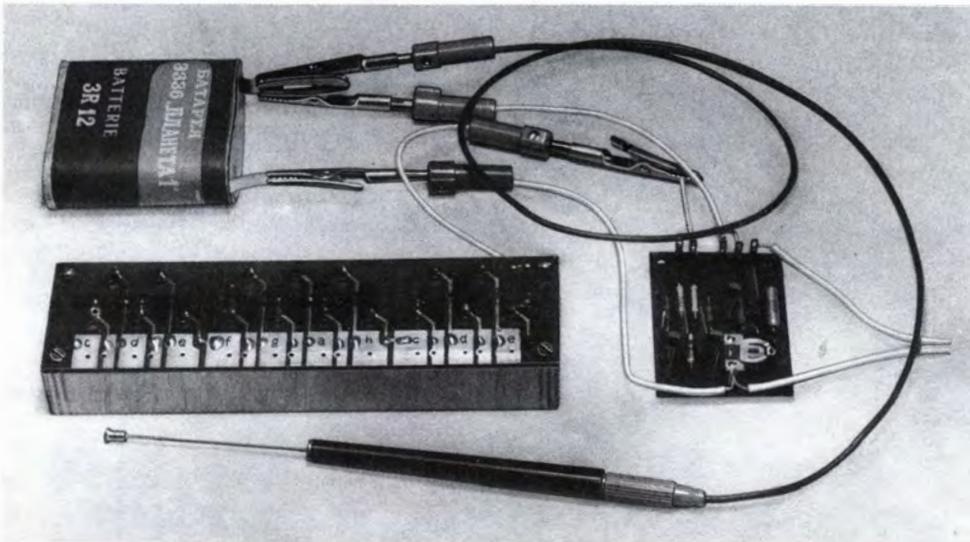


Bild 17.10. Unser Elektrophon

des Einstellers R_7 auf der Leiterplatte TG stellen wir etwa auf Mitte. Beide Hörkapseln strahlen kräftige Schallwellen ab, die sich nun überlagern sollen. Deshalb liegt

der Stefeokopfhörer bei diesem Versuch vor uns auf dem Tisch, und beide Schallwellen treffen über einen kurzen Luftweg an *eines* unserer Ohren. Am Sinusgenerator

17. Grundversuche zur elektronischen Tonerzeugung und Klangbildung

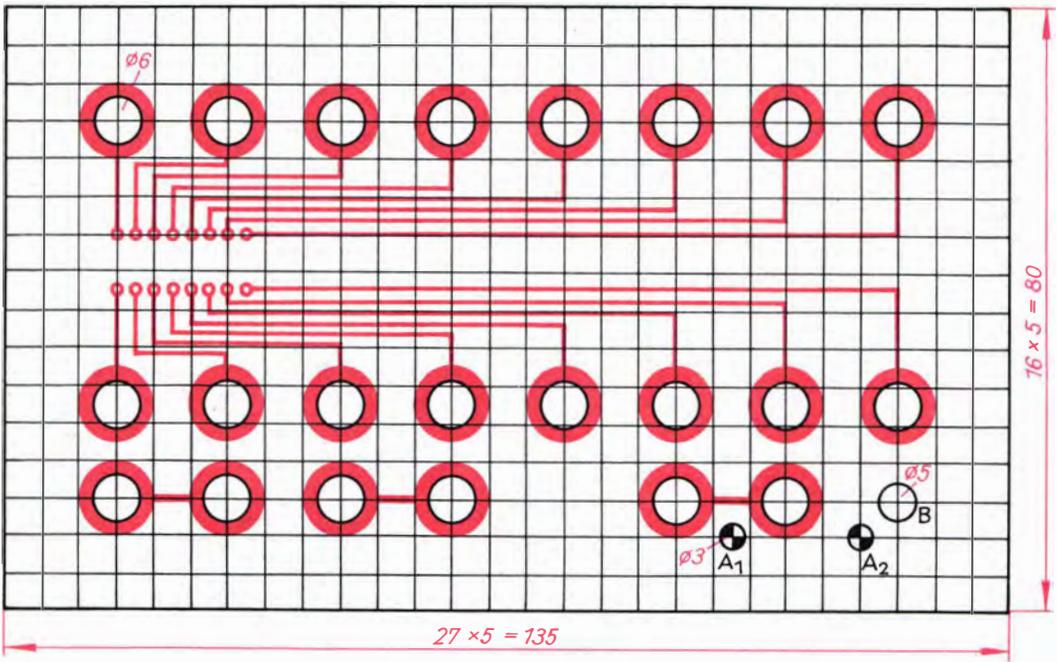


Bild 17.11. Die Leitungsführung auf der Deckplatte des IS-Experimentiergerätes

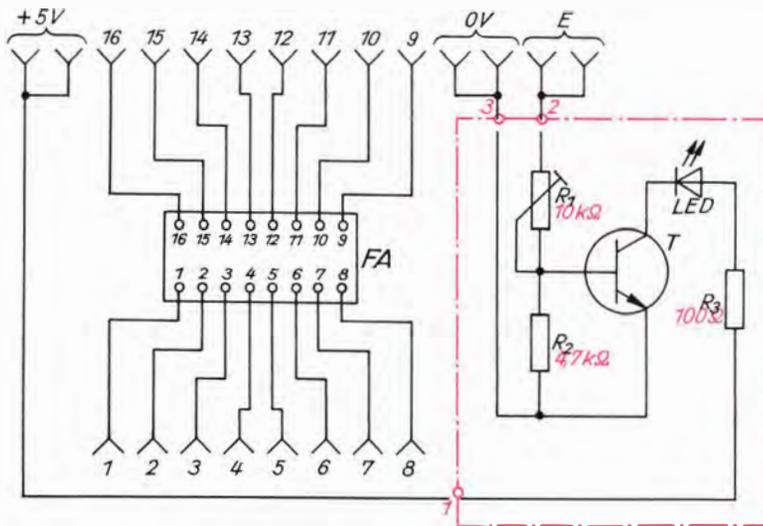


Bild 17.12. Stromlaufplan des IS-Experimentiergerätes (FA: 16-polige IS-Fassung, T: SC 236, LED: VQA 23)

stellen wir für e^3 eine Tonfrequenz von 1320 Hz ein – genauer geht es leider nicht – und vergrößern dann *langsam* den Widerstandswert des Potentiometers. Sind beide Tonfrequenzen fast gleich, nehmen wir eine rhythmische Lautstärkeschwan-

kung, eine *Schwabung*, wahr. Ihre Frequenz ist gleich der Differenz der sich überlagernden Tonfrequenzen und kann bis auf Null reduziert werden; dann sind beide Töne gleich, und wir notieren $R_x = 1,4 \text{ k}\Omega$. Vergrößern wir jetzt den Potentiometerwert

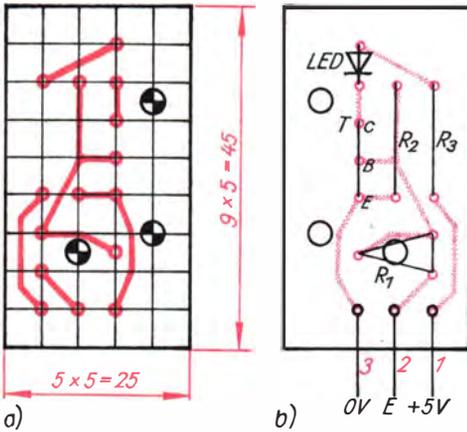


Bild 17.13. Leitungsführung (a) und Bestückungsplan (b) für die LED-Anzeigeschaltung

weiter, hören wir auch wieder die Schwebung, deren Frequenz mit größer werden dem R_x rasch steigt; wir drehen wieder auf *Schwebungsnull* zurück. Dann wählen wir am Sinusgenerator die nächstniedrigere Frequenz von 1245 Hz für dis^3 und gleichen durch Vergrößern des Potentiometerwertes erneut auf Schwebungsnull ab; jetzt notieren wir $R_x = 1,8 \text{ k}\Omega$. So geht das noch fünfzehnmal, bis für alle siebzehn Halbtöne die Widerstandswerte ermittelt sind. Dabei sind Abweichungen von den Werten des Autors ganz normal.

Unser Elektrophon

Aus Bild 17.6 sind die beiden grundsätzlichen Schaltungsmöglichkeiten der frequenz- und damit tonhöhebestimmenden Widerstände ersichtlich. Variante a gestattet es, jeden Ton unabhängig von den anderen einzustellen; bei versehentlich gleichzeitigem Berühren von zwei nebeneinanderliegenden Widerständen werden sie parallelgeschaltet, und es ertönt ein höchst unerwünschter, viel zu hoher Ton undefinierter Tonlage. Deshalb entscheiden wir uns für Variante b, bei der, vom höchsten Ton ausgehend, der Reihe nach bis zum niedrigsten abgestimmt werden muß. Werden hier versehentlich zwei Kontakte gleichzeitig berührt, ertönt nur der höhere Ton. Außerdem gestattet die Reihenschaltung eine genauere Einstellung, weil mit niedrigen Differenzwerten gearbeitet wird. Für e^3 berechnen wir (mit einem Vorwiderstand von 820Ω)

$$\Delta R = 1,4 \text{ k}\Omega - 0,82 \text{ k}\Omega = 0,68 \text{ k}\Omega;$$

für alle folgenden Töne bilden wir jeweils die Differenz zum vorhergehenden R_x -Wert; also für dis^3 : $1,8 \text{ k}\Omega - 1,4 \text{ k}\Omega = 0,4 \text{ k}\Omega$ usw. (vgl. Tabelle auf S. 241). So wird auch verständlich, daß von e^3 bis gis^2 neun $1\text{-k}\Omega$ -Einsteller und vorsichtshalber bereits für g^2 bis c^2 acht von $2,5 \text{ k}\Omega$ eingesetzt werden.

Die Leiterplatte nach Bild 17.7a ist so gestaltet, daß größere Kontaktflächen für die den weißen Tasten entsprechenden Halb-

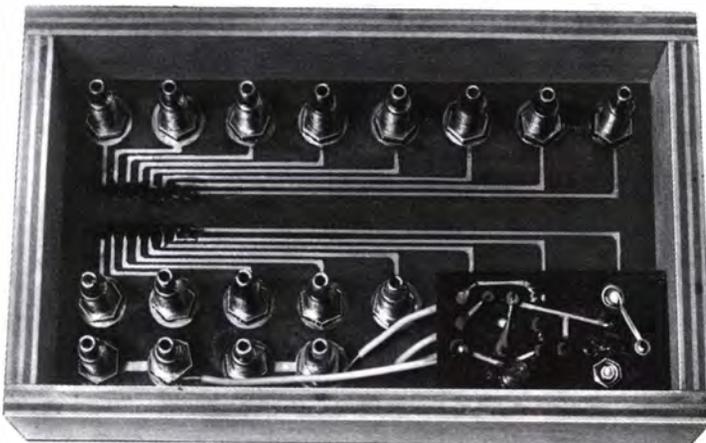
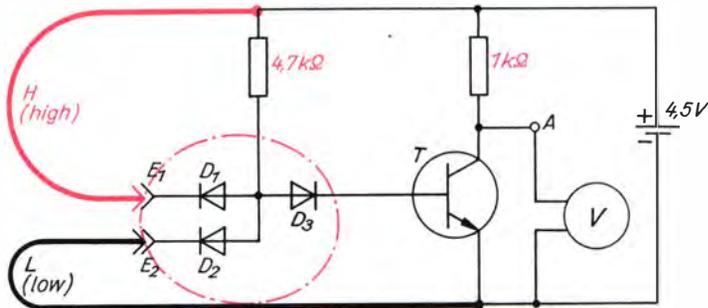
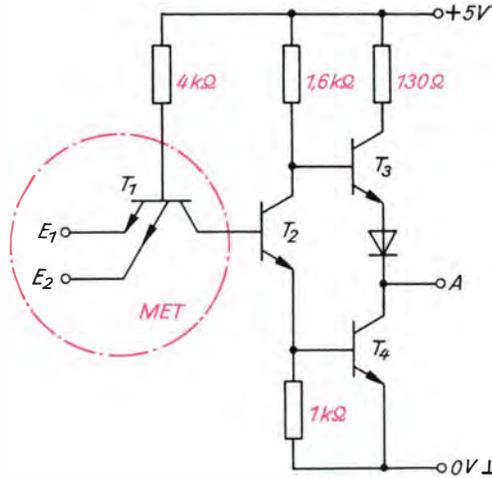


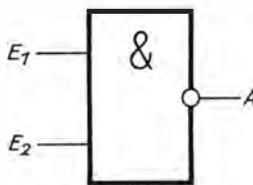
Bild 17.14. Blick in das IS-Experimentiergerät



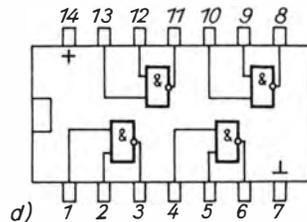
a)



b)



c)



d)

Bild 17.15. Zur TTL-Grundschaltung NAND: a) Dioden-UND-Schaltung mit Negator ($D_1 \dots D_3$: SAY 32, T: SC 236), b) integrierte NAND-Schaltung, c) Schaltungszeichen eines NAND-Gliedes, d) Anschlußbelegung der IS D 100

töne vorgesehen sind, während dazwischen schmalere entsprechend den schwarzen Tasten liegen. Die eingeztten Tonbezeichnungen sind für den Anfang sicherlich ganz nützlich. Bild 17.8 zeigt die Widerstandskette WK von der Bauelementeseite. Sie ist anstelle von R_x im Bild 17.5 an die Leiterplatte TG anzuschließen (vgl. dazu auch Bild 17.9) und, bei e^3 beginnend,

Ton für Ton in der bekannten Art mit Sinusgenerator und Stereo-Kopfhörer auf Schwebungsnull abzustimmen. Im Gegensatz zu allen bisher bestückten Leiterplatten wird die Widerstandskette grundsätzlich »rückseitig« betrieben; am besten schrauben wir sie auf einen passenden Holzrahmen. Nun fehlt uns nur noch ein handlicher Kontaktklöppel mit leicht federndem Kugel-



Bild 17.16. Das IS-Experimentiergerät

kopf und isoliertem Griff, und unser erstes elektronisches Musikinstrument nach Bild 17.9 ist spielbereit; Bild 17.10 zeigt den Experimentalaufbau. Da wir dieses Instrument ähnlich einem Xylophon spielen, die Töne selbst aber elektronisch erzeugt werden und auch einen anderen Klang haben, nennen wir es »Elektrophon«. Wir üben zu-

nächst grundsätzlich mit dem Kopfhörer; erst wenn wir die nötige »Treffericherheit« erreicht haben, dürfen wir probeweise auch mal einen Verstärker anschließen – nicht zum Schrecken, sondern zur Freude unserer freiwilligen oder unfreiwilligen Zuhörer.

Mikroelektronischer Frequenzteiler

Mit unserem Elektrophon erzeugen wir verhältnismäßig hohe Töne – und das nicht ohne Grund! Es ist nämlich viel einfacher, von hohen Tönen ausgehend, jeweils um eine Oktave niedrigere zu erzeugen als umgekehrt. Zum Herabsetzen der Tonfrequenzen im Verhältnis 2 : 1 werden wir das von der Laufwerkelektronik unseres Plattenspielers bekannte Flip-Flop verwenden, allerdings in Form integrierter Schaltkreise.

Wir bauen ein Experimentiergerät für integrierte Schaltkreise

Die Deckplatte nach Bild 17.11 aus Leiterplattenmaterial nimmt eine sechzehnpolige Schaltkreisfassung und 22 Telefonbuchsen auf. Bei A_1 und A_2 wird eine zusätzliche kleine Leiterplatte mit der Indikatorschaltung festgeschraubt; durch B ragt eine

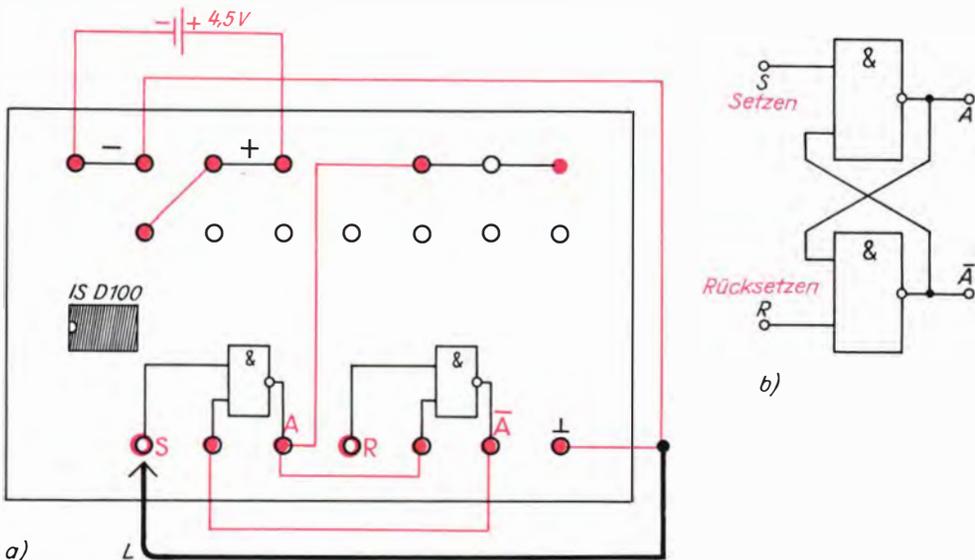


Bild 17.17. RS-Flip-Flop aus zwei NAND-Gliedern: a) Schaltung auf dem Experimentiergerät, b) Stromlaufplan

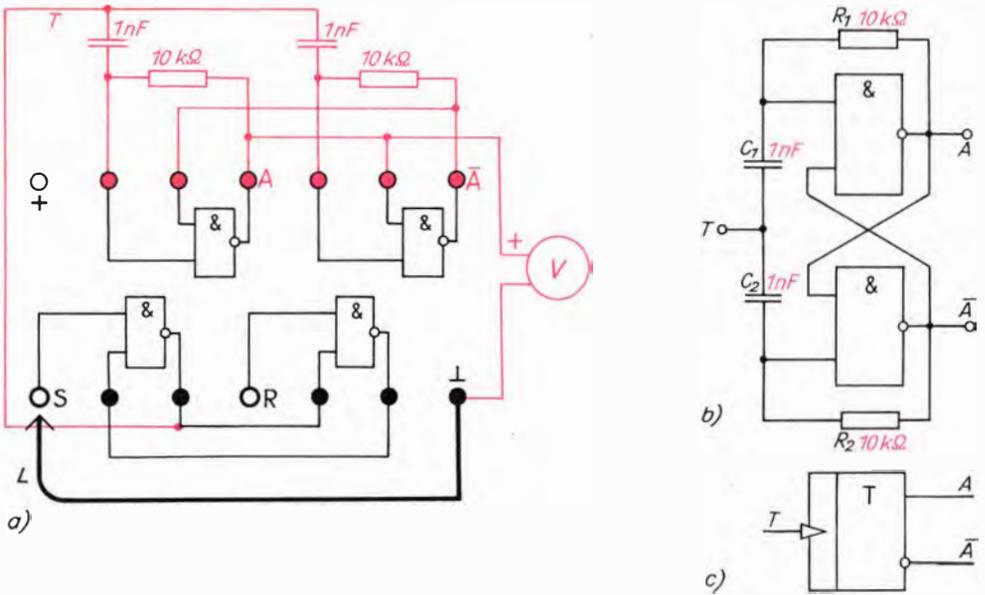


Bild 17.18. T-Flip-Flop aus NAND-Gliedern: a) Schaltung auf dem Experimentiergerät, b) Stromlaufplan, c) Schaltungszeichen des T-FF

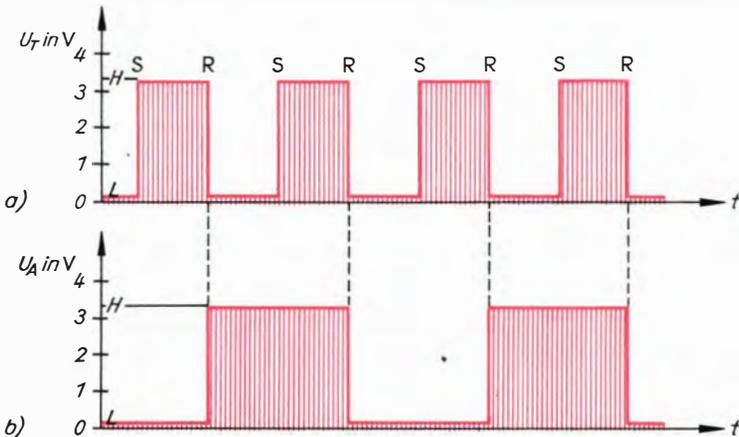


Bild 17.19. Taktspannung U_T (a) und Ausgangsspannung U_A (b) des T-Flip-Flops

Lichtemitterdiode (LED, wird auch als *Leuchtdiode* bezeichnet, vgl. Tafel 9c) zur optischen Anzeige des Ausgangspegels. Lichtemitterdioden werden in Durchlaßrichtung betrieben und senden ab einer bestimmten, typenabhängigen Spannung rotes, gelbes oder grünes Licht aus. Die Farbe selbst wird vom Kristallmaterial und von der Dotierung bestimmt. Ausgangsmaterialien sind Galliumarsenid (GaAs), Galliumphosphid (GaP) oder Galliumarsenidphosphid (GaAsP). Für die Musterschaltung wurde eine VQA 23 verwendet. In einem ersten Versuch machen wir uns mit dem grundsätzlichen Verhalten dieses für uns neuen Bauelementes bekannt. Wir schalten nach Bild 3.2, allerdings ohne den dort vorhandenen 100-Ω-Widerstand. Die LED steckt am besten in einer Transistorfassung. Mit dem Potentiometer erhöhen wir die anliegende

phid (GaP) oder Galliumarsenidphosphid (GaAsP). Für die Musterschaltung wurde eine VQA 23 verwendet. In einem ersten Versuch machen wir uns mit dem grundsätzlichen Verhalten dieses für uns neuen Bauelementes bekannt. Wir schalten nach Bild 3.2, allerdings ohne den dort vorhandenen 100-Ω-Widerstand. Die LED steckt am besten in einer Transistorfassung. Mit dem Potentiometer erhöhen wir die anliegende

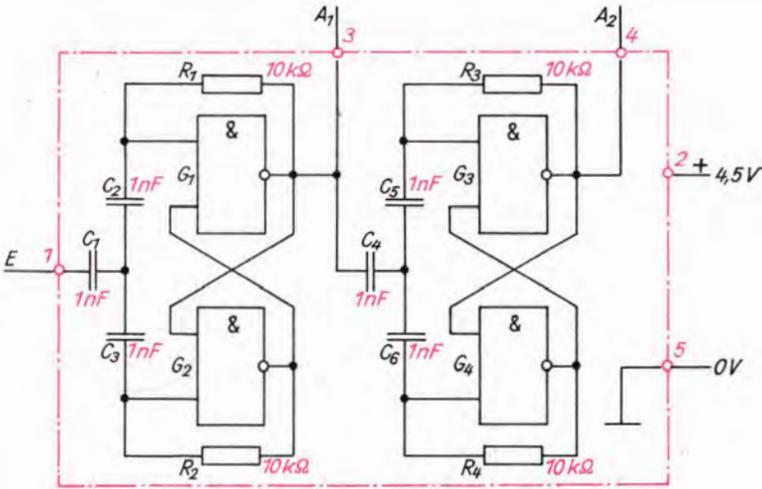


Bild 17.20. Stromlaufplan des zweistufigen Frequenzteilers FT ($G_1 \dots G_4$: D 100)

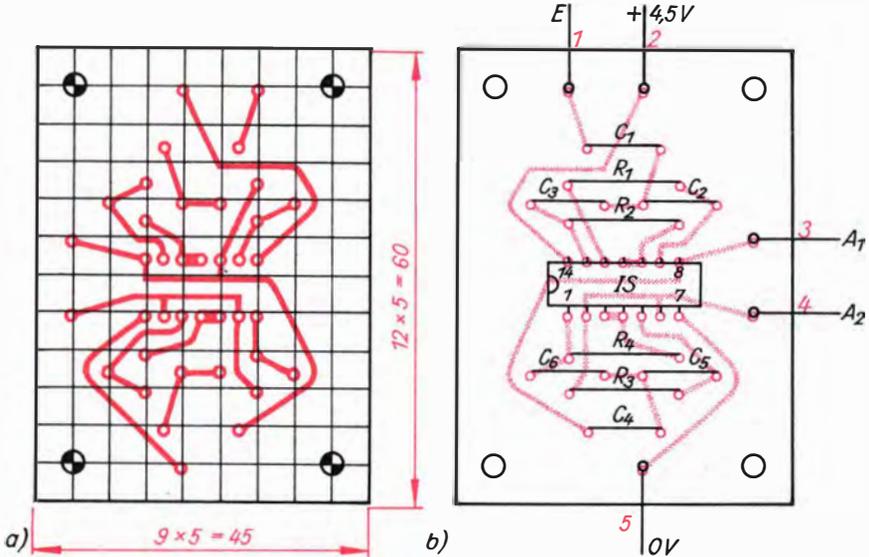


Bild 17.21. Leitungsführung (a) und Bestückungsplan (b) für die Leiterplatte des zweistufigen Frequenzteilers FT

Spannung nur so weit, bis ein erstes, schwaches Leuchten zu bemerken ist. Am Musterexemplar trat diese Erscheinung bei $U = 1,8\text{ V}$ auf; die anschließende Strommessung ergab $I = 0,2\text{ mA}$. Wir belassen das Meßgerät als Strommesser und erhöhen die Spannung weiter, bis maximal 50% des angegebenen Höchststromes ange-

zeigt werden; für $I_{dm} = 50\text{ mA}$ sind das also $I_d = 25\text{ mA}$. Nach der Spannungsmessung ($U_d = 2,4\text{ V}$) berechnen wir den notwendigen Vorwiderstand in Abhängigkeit von der Betriebsspannung. Für die uns interessierenden digitalen TTL-Schaltkreise (TTL: Transistor-Transistor-Logik) beträgt sie $U_B = 5\text{ V}$; Betrieb mit 4,5-V-Flachbatterie

ist ebenfalls möglich. Bei 5 V müssen über dem Vorwiderstand $U_V = U_B - U_d = 5 \text{ V} - 2,4 \text{ V} = 2,6 \text{ V}$ abfallen, so daß er mindestens $R_V = \frac{U_V}{I_d} = \frac{2,4 \text{ V}}{25 \text{ mA}} \approx 100 \Omega$ betragen muß (für VQA 12 und 15: $R_V = 220 \Omega$).

Den Stromlaufplan des Experimentiergerätes mit der Anzeigeschaltung sehen wir im Bild 17.12. R_3 ist der berechnete, typenabhängige LED-Vorwiderstand; die Anzeigeschaltung selbst entspricht der bereits im Bild 11.8 b dargestellten. Mit dem Basiswiderstand R_1 stellen wir sie entsprechend dem standardisierten TTL-Potentialschema ein. Danach muß sie von $U_L = 0 \dots 0,8 \text{ V}$ dunkel sein und ab $U_H = 2 \text{ V}$ bis zur vollen Höhe der Betriebsspannung gleichmäßig leuchten. Wir bauen die Anzeigeschaltung auf die Leiterplatte nach Bild 17.13. Der Transistor sollte eine Stromverstärkung von wenigstens 100 haben. Wir beachten, daß R_1 zunächst auf Größtwert gestellt ist, und legen dann an den Eingang eine Spannung von 1,2 V. Nun wird R_1 so weit verkleinert, bis die LED gerade zu leuchten beginnt; dann kontrollieren wir bei 0,8 V und bei 2 V und korrigieren u. U. noch geringfügig. Mit zwei Schrauben M3 wird die Leiterplatte im entsprechenden Abstand an die Deckplatte

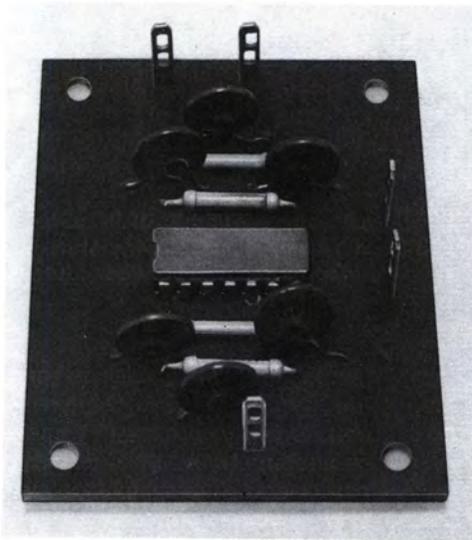


Bild 17.22. Der Frequenzteiler zum Elektrophon

geschraubt und über drei flexible Leitungen elektrisch mit dieser verbunden. Zum Schluß kleben wir mit EP 11 die Deckplatte auf einen 25 mm hohen Rahmen aus 5 mm dicken Sperrholzbretchen; im Bild 17.14 sehen wir den fertigen Innenaufbau.

Bevor wir nun Versuche mit dem TTL-Schaltkreis D 100 durchführen, lesen wir noch einmal das Wichtigste zum Negator und zur Dioden-UND-Schaltung im Kapitel 14 durch. Anschließend kombinieren wir beide Schaltungen – hier mit vereinfachtem Negator – entsprechend Bild 17.15 a auf dem Experimentierbrett nach Bild 1.6 und nehmen die Wertetabelle dieser UND-NICHT-Schaltung auf:

E_1	E_2	A
L	L	H
L	H	H
H	L	H
H	H	L

Im Vergleich mit der Wertetabelle der UND-Schaltung stellen wir gerade den umgekehrten Werteverlauf fest. Diese Schaltungskombination wird als *NAND-Schaltung* (aus *not and* entstanden; engl.: not = nicht, and = und) bezeichnet. Solche NAND-Schaltungen bilden die Grundlage der digitalen Transistor-Transistor-Logik, allerdings in der etwas aufwendigeren Form nach Bild 17.15 b. Die drei Dioden unserer Experimentier-NAND-Schaltung im Bild 17.15 a werden durch einen *Mehremitt transistor* (MET) T_1 ersetzt, den es nur in integrierter Technik und nicht als diskretes Bauelement gibt. T_2 ist eine Phasenumkehrstufe zur Ansteuerung der Gegentakt-Endstufe mit T_3 und T_4 . Vier solcher NAND-Schaltungen sind im Schaltkreis D 100 integriert und nach Bild 17.15 d mit den Anschlüssen verbunden. Zur Vermeidung von Schaltungsfehlern fertigen wir für jede IS eine zum Experimentiergerät passende Karte, die das unbedingt Notwendige der Schaltung enthält. Sie deckt auch die nicht benötigten Anschlußbuchsen ab und verdeutlicht damit, wie die IS in die Fassung zu stecken ist. Bild 17.16 zeigt den Versuchsaufbau zur Kontrolle der Wertetabelle der NAND-Schaltungen eines D 100. Am Ausgang liegt jeweils die Anzeigeschaltung, und an die beiden Eingänge legen wir der Reihe nach die vier Kombinationen. Die

LED darf erst dann verlöschen, wenn beide Eingänge mit dem Pluspol der Flachbatterie verbunden werden.

Das Flip-Flop als Frequenzteiler

Das nächste Experiment bauen wir nach Bild 17.17a auf. Die Ausgänge zweier NAND-Glieder gehen jeweils auf einen Eingang des Nachbargliedes, an einem Ausgang liegt die Anzeigeschaltung und an die

beiden freien Eingänge legen wir der Reihe nach L-Signal vom Minuspol der Flachbatterie. Zwischendurch schalten wir die LED-Anzeige auch mal an den Ausgang des anderen NAND-Gliedes. Wir finden sicherlich sehr schnell heraus, daß sich diese Schaltung genau wie unser Flip-Flop nach Bild 11.8 c verhält. Der einzige Unterschied: Zum Umschalten wird hier L-Signal gebraucht. Die übliche Darstellung des RS-

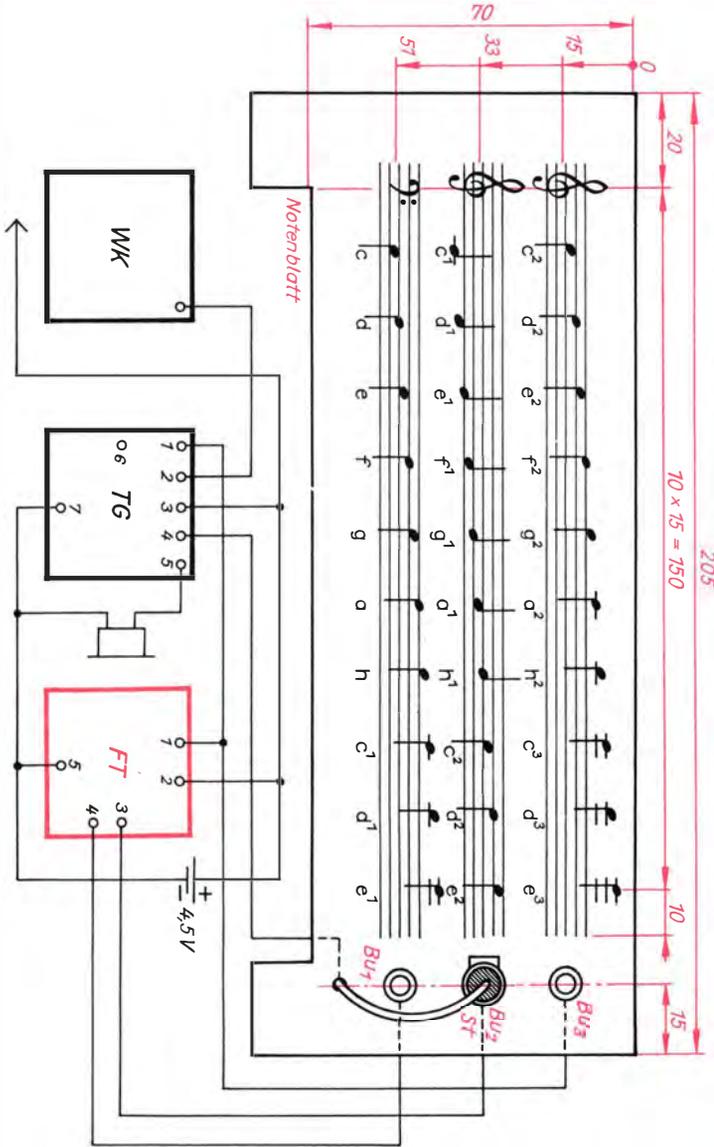


Bild 17.23. Spielbare Notentafel für drei Oktaven

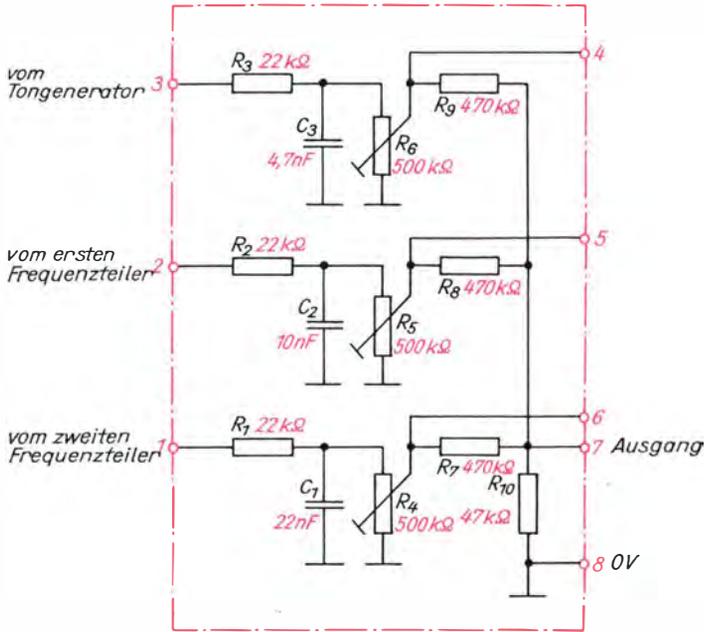


Bild 17.24. Stromlaufplan des Klangfilters KF aus drei Tiefpässen mit Mischeinrichtung

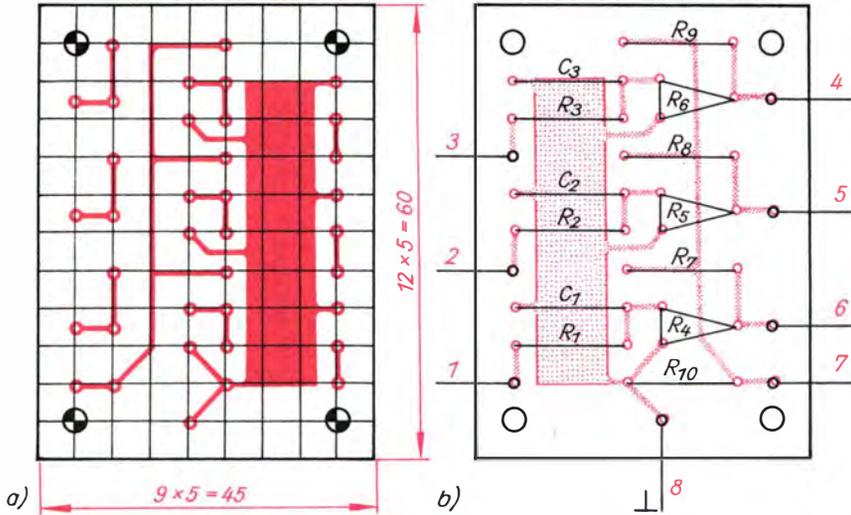


Bild 17.25. Leitungsführung (a) und Bestückungsplan (b) der Leiterplatte für das Klangfilter KF

Flip-Flops (RS-FF; R: Rücksetzeingang, S: Setzeingang) aus NAND-Gliedern sehen wir im Bild 17.17b.

Nach Bild 17.18 a schalten wir nun auch noch die beiden anderen NAND-Glieder zu einem FF, jetzt aber mit zwei zusätzlichen

10-kΩ-Widerständen und zwei 1-nF-Kondensatoren, die am besten auf unserem Experimentierbrett (nach Bild 1.6) festgeklemmt werden. An die Verbindungsstelle der beiden Kondensatoren legen wir den Ausgang des ersten RS-FF, an dem auch

nach wie vor die LED-Anzeige angeschlossen ist; am Ausgang des zweiten FF liegt ein Spannungsmesser. Da wir nicht vorausbestimmen können, welchen Zustand ein FF nach dem Anlegen der Betriebsspannung einnimmt, sorgen wir zunächst durch abwechselndes Setzen und Rücksetzen des RS-FF dafür, daß die LED dunkel ist und der Spannungsmesser L-Potential (0,1 . . . 0,2 V) anzeigt.

Nun beginnt die eigentliche Versuchsdurchführung. Wir setzen das RS-FF; die LED zeigt H-Potential an, der Spannungsmesser immer noch L-Potential. Dann setzen wir das RS-FF zurück. Die LED verlischt, und der Spannungsmesser zeigt jetzt 3,3 V, also H-Potential, an. Am Zustand des zweiten FF ändert sich nichts beim erneuten Setzen des ersten. Erst wenn wir dieses wieder rücksetzen, kippt das zweite in den L-Zustand zurück.

Die logischen Potentiale beider Flip-Flops sind im Bild 17.19 gegenübergestellt. Teilbild a zeigt die Ausgangsspannung des ersten, angezeigt durch die LED, die als *Taktspannung* an den Eingang T (vgl. Bild 17.18 b) des zweiten, des *T-Flip-Flops* (T-FF), gelangt. Dessen Ausgangsspannung wiederum sehen wir im Teilbild b, signalisiert vom Spannungsmesser. Bei jedem HL-Sprung der Taktspannung kippt das T-FF. Die Frequenz der Ausgangsspannung

ist deshalb nur halb so groß wie die der Taktspannung; das T-FF wirkt als Frequenzteiler und wird in der Digitalelektronik als *Zählerstufe* verwendet. Für unsere Anwendung setzt es die am Eingang T liegende

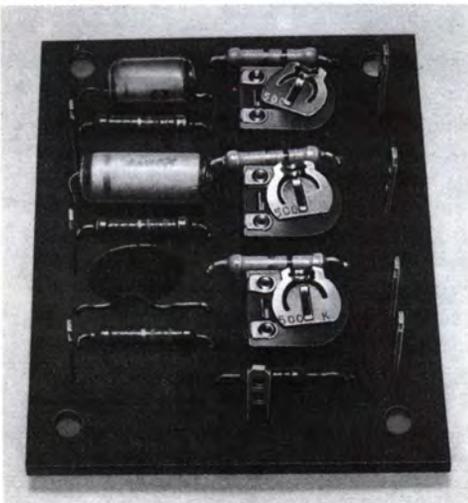


Bild 17.26. Ansicht des Klangfilters

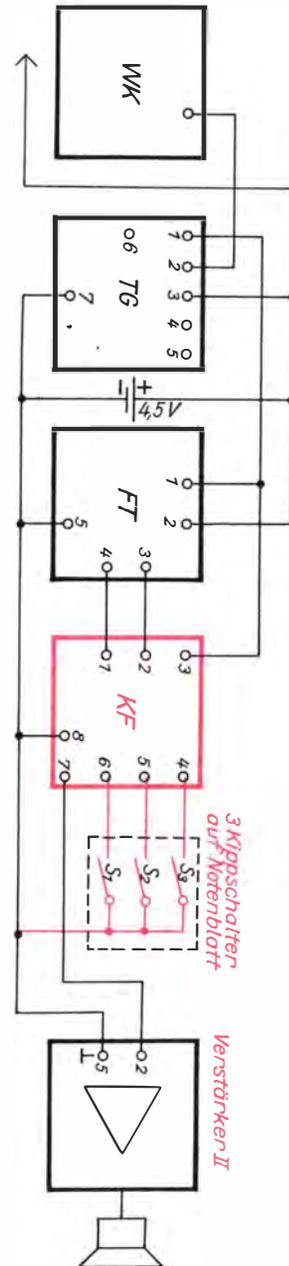


Bild 17.27. Spielbare Notentafel mit Klangbildungsmöglichkeit

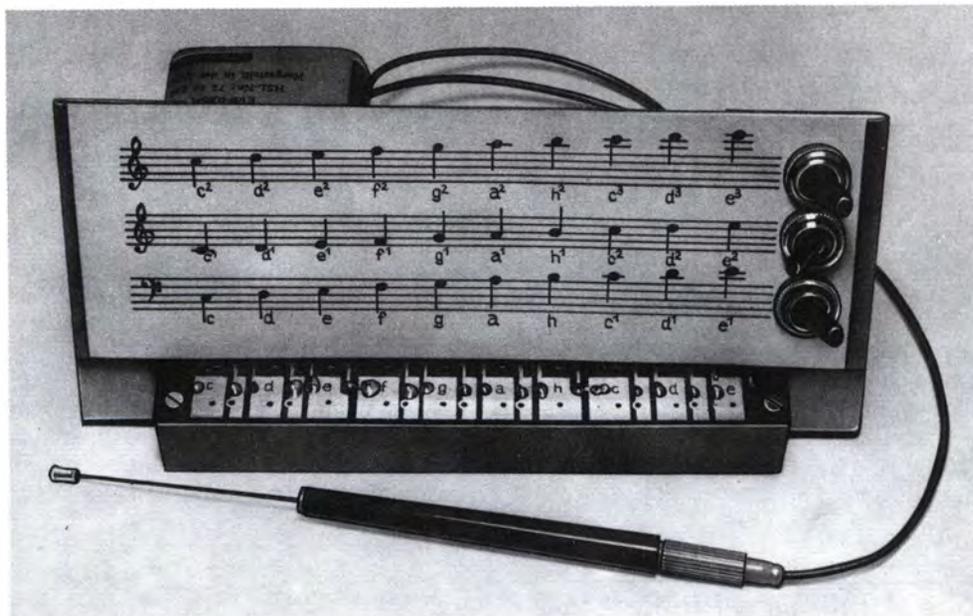


Bild 17.28. Unsere spielbare Notentafel

Tonfrequenz um genau eine Oktave herab.

Für die nächste Baustufe unseres Elektrophons schalten wir mit der IS D 100 einen zweistufigen Frequenzteiler nach Bild 17.20 auf der Leiterplatte entsprechend Bild 17.21; Bild 17.22 zeigt eine Ansicht des Frequenzteilers FT. Wie er mit der Widerstandskette WK und dem Tongenerator TG zur »spielbaren« Notentafel kombiniert wird, geht aus Bild 17.23 hervor. Das Notenblatt paßt in seinen Abmessungen zur Widerstandskette und erlaubt durch Stecken der Verbindung an der rechten Seite das Spiel in drei Oktaven:

Stecker in Telefonbuchse Bu_3 : $c^2 \dots e^3$ (Ausgang des Tongenerators)

Stecker in Bu_2 : $c^1 \dots e^2$ (Ausgang des Teilers 1)

Stecker in Bu_1 : $c \dots e^1$ (Ausgang des Teilers 2).

Klangfilter und Tonmischung

Die einfachste Form der Klangbildung ist das Ausfiltern der Oberwellen mit RC-Tiefpässen. Als Grenzfrequenz wählen wir jeweils die höchste Tonfrequenz, also für den Tiefpaß des Tongenerators

$f_{e3} = f_3 = 1318$ Hz, für den des ersten Teilers $f_{e2} = f_2 = 659$ Hz und für den des zweiten Teilers $f_{e1} = f_1 = 329$ Hz. Mit jeweils gleichen Widerstandswerten $R = 22 \text{ k}\Omega$ berechnen wir, nach $C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot R}$

$C_3 = 5,48 \text{ nF}$, $C_2 = 11 \text{ nF}$ und $C_1 = 22 \text{ nF}$. Bild 17.24 zeigt den Stromlaufplan der drei Tiefpaßfilter mit angeschlossener Mischeinrichtung, wie wir sie bereits in ähnlicher Form beim Aufbau unserer Tonanlage I kennengelernt haben (vgl. Bild 11.21). Auch das Klangfilter kommt auf eine zu den anderen passende Leiterplatte nach Bild 17.25; Bild 17.26 zeigt eine Ansicht des Klangfilters KF.

Für die ersten Klangbildungs- und Mischversuche verbinden wir die neue Leiterplatte mit dem Ausgang des Tongenerators und den Ausgängen der Frequenzteiler und gehen vom Summenausgang 7 zum Kopfhörerimpedanzwandler. Durch das unterschiedlich weite Öffnen der Einsteller können wir schon eine ganze Reihe von Klangarten einstellen.

Dann entfernen wir die Telefonbuchsen aus dem Notenblatt, vergrößern die Löcher und setzen drei Kippschalter ein. Wie sie

mit dem Klangfilter zu verbinden sind, geht aus Bild 17.27 hervor. Sobald wir einen Schalter schließen, wird die entsprechende Tonfrequenz aus dem Klangbild ausgeblendet. Sind alle drei Schalter geschlossen, ge-

langt keine Tonspannung mehr auf den angeschlossenen Verstärker. Gut eignet sich dafür unser Verstärker II, den wir zwar monophon, aber zweikanalig betreiben sollten.

18. Künstliche Musik vom »Synthesizer«

Mit dem Tongenerator, dem Frequenzteiler, dem Klangfilter und – nicht zu vergessen – einer hochwertigen Verstärkeranlage haben wir die unbedingt notwendigen elektronischen Bausteine, um nun auch eine elektronische Orgel bauen zu können. Der schon immer vorhandene Drang nach Fremdworten hat den gewaltig klingenden

»Synthesizer«, den »Hersteller künstlicher« (Musik) geboren (engl.: *synthesize* = künstlich herstellen). Natürlich ist auch »Orgel« ein Lehnwort, aber das stammt immerhin aus dem 2. Jahrhundert vor unserer Zeitrechnung. So lange gibt es dieses Instrument schon; erfunden wurde es von *Ktesibios* im späthellenistischen Alexandria.

Das Vorbild: die Pfeifenorgel mit ihren Registern

Im Bild 18.1 ist deren Funktionsschema dargestellt. Jede Taste ist über eine entsprechende Mechanik mit den Ventilen mehrerer Pfeifen verbunden. Im Beispiel ist die Taste für den Kammerton a^1 zu sehen, bei deren Drücken gleichzeitig drei Töne erzeugt werden können: a , a^1 und a^2 – oder auch kein einziger! Wenn nämlich nicht wenigstens der Knopf *eines Registers* gezogen ist, dann verhält sich die Pfeifenorgel genau wie unsere spielbare Notentafel mit geschlossenen Klangfilterschaltern. Die Register einer Pfeifenorgel bilden wir also elektronisch mit Frequenzteilern und Klangfiltern nach; eingeschaltet werden die Klangfilterregister durch Öffnen der entsprechenden Schalter. Wegen dieser Analogie hat man auch die Bezeichnungen der Pfeifenregister auf die Frequenzteiler bzw. Klangfilter übertragen. So wird z. B. das Register der *Normaltonlage* (so genannt, weil es die den gedrückten Tasten direkt zugeordneten Tonfrequenzen erzeugt; im Bild 18.1 das mittlere Register) als *Acht-Fuß-Register* – oder symbolisch: *8'-Register* – bezeichnet. »Fuß« ist ein altes englisches Längenmaß, ebenso wie »Zoll«. Ein Fuß hat zwölf Zoll ($1' = 12''$) bzw. 30,479 cm. Acht Fuß sind demnach $8 \cdot 30,479 \text{ cm} = 2,44 \text{ m}$, und das ist etwa die Länge der offenen

Pfeife für den tiefsten Ton C der normalen Orgelklaviatur mit $f_c = 65,4 \text{ Hz}$.

Die Wellenlänge λ der von einer offenen Pfeife erzeugten Grundschwingung ist doppelt so groß wie die Pfeifenlänge l , es gilt $\lambda = 2l$. Mit dem allgemeingültigen Zusammenhang $v = \lambda \cdot f$ (hier Schallgeschwindigkeit $v = 331 \frac{\text{m}}{\text{s}}$) ermitteln wir für

$f = 65,4 \text{ Hz}$ eine Länge von $l = \frac{v}{2f} = 2,53 \text{ m}$. In einem zweiten Register, das genau um eine Oktave höhere Töne erzeugt, brauchen die Pfeifen nur halb so groß wie im 8'-Register zu sein; die längste also 1,26 m, und das sind rund 4'. Ganz entsprechend erzeugt das 16'-Register Töne, die um eine Oktave tiefer als die des 8'-Registers liegen.

Auf unsere spielbare Notentafel bzw. die zu entwickelnde Elektronenorgel bezogen, heißt das also, daß am Ausgang des Tongenerators das 4'-Register, am Ausgang des ersten Frequenzteilers das 8'-Register und an dem des zweiten Teilers das 16'-Register liegen. Im Bild 18.2 ist die prinzipielle Zuordnung der Töne in den drei erwähnten Registerfußlagen zu den Tasten der Klaviatur dargestellt. Wie sinnvoll das ist, geht recht deutlich aus dem Vergleich mit unse-

tragen der Tastenumrisse auf das 7 mm dicke Sperrholz beachten wir, daß die Tasten für e und h spiegelbildlich zu zeichnen sind. Ganz ähnlich sieht es mit den Rohlingen für die übrigen weißen Tasten nach Bild 18.4 b aus. Bei den Tasten für d¹ und d² ist der Absatz b₂ = 5 mm tief, für g¹ und a¹ nur 3 mm, wobei a¹ wieder das Spiegelbild von g¹ ist. Am besten zeichnen wir alle Tasten vor dem Aussägen erst einmal in der richtigen Anordnung und in Originalgröße auf einen Bogen Papier, wobei wir zwischen den einzelnen Tasten immer einen Zwischenraum von 1 mm belassen. Die Gesamtbreite der Klaviatur beträgt dann 10 · 23 mm + 9 mm = 239 mm. Zwischen diese Tasten passen die aus 12 bzw. 13 mm dickem Sperrholz auszusägenden sieben schwarzen Tasten, deren Seitenansicht im Bild 18.4 c dargestellt ist. Für die weißen Tasten brauchen wir dann noch je ein 23 mm breites und 54 mm langes Rechteck aus dem 5 mm dicken Sperrholz, das wir mit Holzkaltleim jeweils an die Tastenunterseiten kleben (vgl. Bild 18.7). Nach dem Trocknen sind alle Tastenrohlinge nachzufeilen und mit feinem Sandpapier, das auf ebener Unterlage liegt, glattzuschleifen. Sämtliche Kanten werden leicht gebrochen und die oberen Seitenkanten der weißen Tasten sogar stark gerundet mit einem Radius von etwa 2 mm. Beim Spielen müssen wir bequem mit den Flächen der Fingernägel über

die Tasten gleiten können, um auf diese Art Läufe mit wenig Fingerfertigkeit trotzdem in schnellem Tempo erklingen zu lassen. Zum Abschluß der Tastenfertigung erhält jede, 7 mm vom hinteren Ende entfernt und genau in Stegmitte, eine 3-mm-Durchgangsbohrung. Die beiden 5 mm tiefen Löcher von 1,5 mm Durchmesser im Abstand von 43 mm bzw. 58 mm vom hinteren Ende bringen wir erst später nach der Tastenfeder als Bohrshablone an; das sind keine Durchgangsbohrungen!

Dann müssen die Tasten lackiert werden. Wir verwenden dazu Nitrofarbe, die allerdings für die Voranstriche mit einem Viertel Verdünnner auf drei Viertel Lack streichfähiger gemacht wird. Jeder Lackierung folgt nach ausreichender Trocknung ein Schliff mit feinstem Sandpapier. Nach dem ersten Schliff wird von der Farbe kaum noch etwas zu sehen sein – aber die Holzporen sind geschlossen, und die Oberfläche ist viel glatter als vorher geworden. Zwei solcher Voranstriche sind mindestens erforderlich. Für die Endlackierung verwenden wir die unverdünnte Nitrofarbe.

Im Bild 18.7 haben wir schon gesehen, daß an jede Taste ein Anschlagblech und ein Abstandsstück geschraubt sind. Wir stellen die siebzehn Bleche nach Bild 18.4 d aus 1,5 mm dickem Aluminium und die gleiche Anzahl Abstandsstücke aus Hartholz (oder Sperrholz) nach Bild 18.4 e her.

Lage der Töne auf der Klaviatur für verschiedene Registerfußlagen	4 ¹	c ²	d ²	e ²	f ²	g ²	a ²	h ²	c ³	d ³	e ³
	8 ¹	c ¹	d ¹	e ¹	f ¹	g ¹	a ¹	h ¹	c ²	d ²	e ²
	16 ¹	c	d	e	f	g	a	h	c ¹	d ¹	e ¹
Frequenzen in Hz	262	294	330	348	392	440	494	523	587	659	
Tasten	■		■		■			■		■	
Töne	c ¹	d ¹	e ¹	f ¹	g ¹	a ¹	h ¹	c ²	d ²	e ²	

Bild 18.2. Klaviatur und Registerfußlagen für unsere elektronische Orgel

18. Künstliche Musik vom „Synthesizer“

Zum gleichartigen Bohren bewährt sich eine einfache Vorrichtung aus 2 mm dickem Stahlblech mit den beiden Bohrungen und zwei rechtwinklig zueinander liegen-

den Seitenanschlügen. Wenn das Herstellen dieser Bohrvorrichtung zu aufwendig erscheint, bohrt aber wenigstens jedes weitere Anschlagblech nach dem ersten, ge-

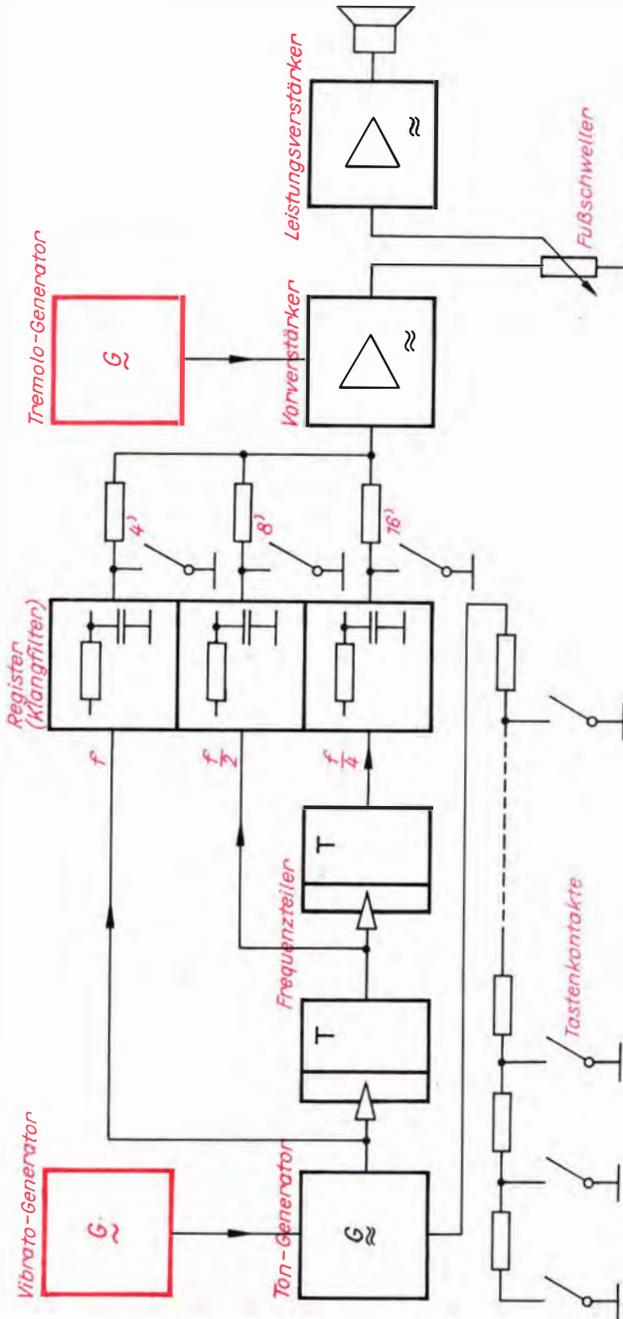


Bild 18.3. Übersichtsschaltplan einer elektronischen Orgel mit Klangeffektschaltungen



Bild 18.6. So sieht die fertige Klaviatur aus

3,5 x 20 mit Linsen- oder Halbrundkopf werden nun die Anschlagbleche und die Abstandsstücke durch die Lochreihen C und D der Feder an die Tasten geschraubt, so wie das aus Bild 18.7 ersichtlich ist.

Alles braucht seinen Rahmen

Aus dem bereits erwähnten Alu-Winkelprofil von 15 mm Schenkellänge stellen wir als nächstes den genau rechtwinkligen und ebenen Rahmen der Klaviatur mit den Au-

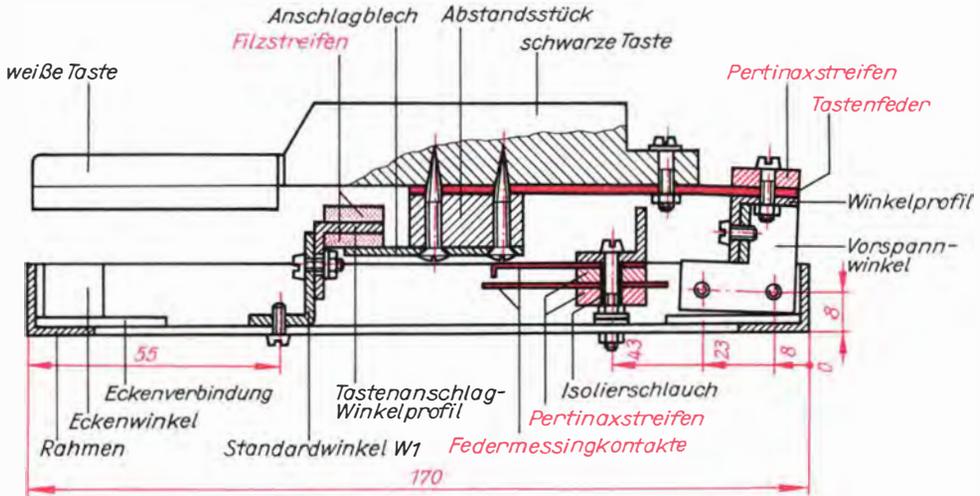


Bild 18.7. Querschnitt durch die Klaviatur mit Tastenkontakten

18.6, und dann werden die einzelnen Tasten in der richtigen Reihenfolge entlang der Lochreihe B mit Schrauben, Unterlegscheiben und Muttern M3 auf die Feder geschraubt. Genau 1,0 mm dicke Pappstreifen zwischen den Tasten (bzw. 1,5 mm dicke zwischen den weißen und schwarzen bei nur 12 mm dicken schwarzen Tasten) sorgen erst einmal für den notwendigen Abstand, und eine Bandage aus Strick oder Gummi und zwei gut 240 mm langen und etwa 30 mm breiten Brettchen – eines oberhalb und das andere unterhalb der verdickten Tastenenden – hält die gut ausgewinkelte Tastatur vorerst in der richtigen Lage zusammen. Erst jetzt erhalten alle Tasten die 5 mm tiefen Bohrungen von 1,5 mm Durchmesser entlang der Lochreihen C und D; bei relativ weichem Holz genügt u. U. auch schon das Einstecken einer Metallspitze. Mit je zwei Holzschrauben

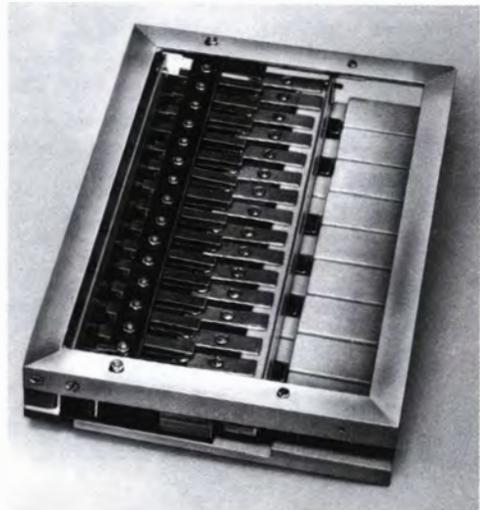


Bild 18.8. Ansicht der Klaviatur von unten mit Tastenkontaktsatz

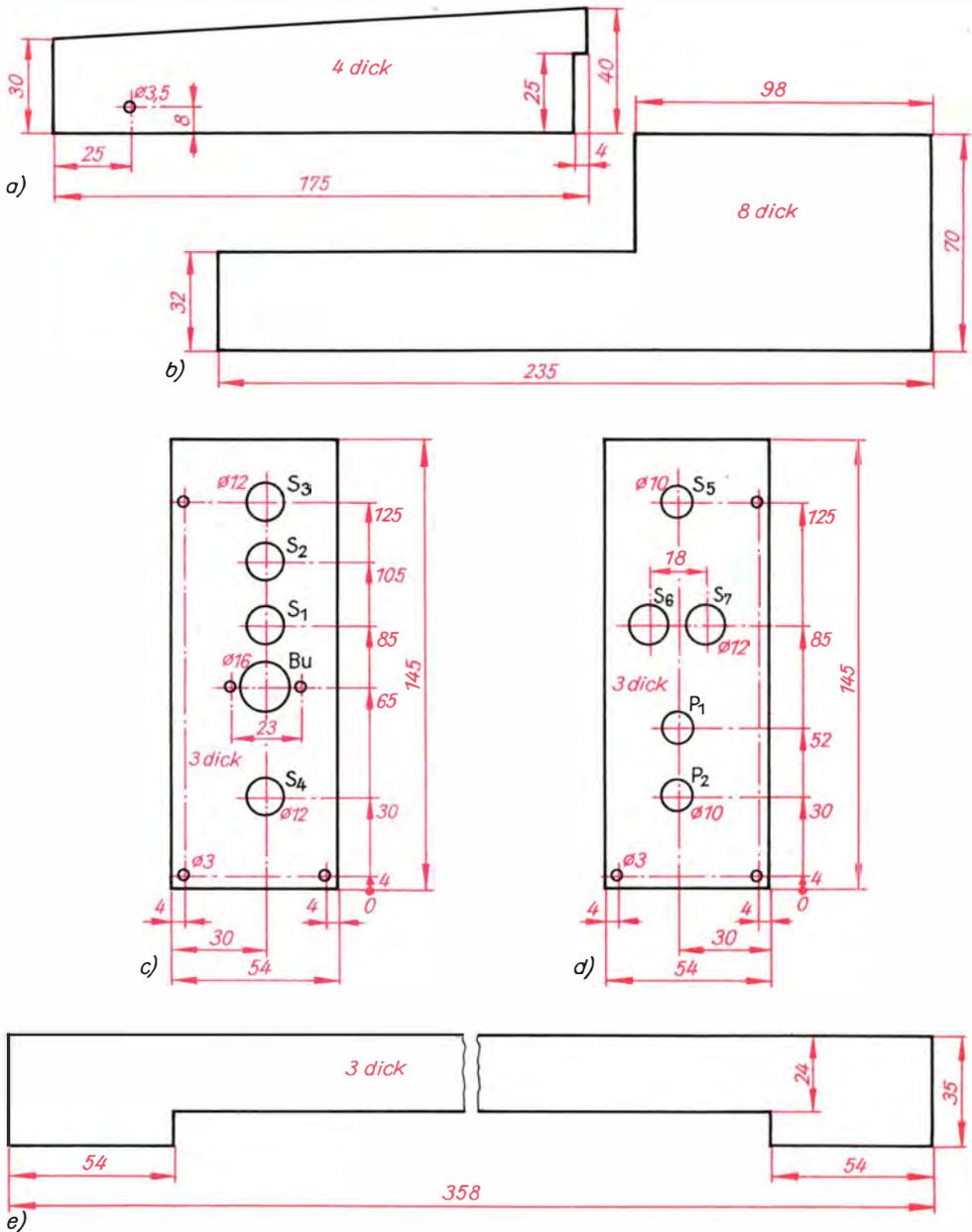


Bild 18.9. Einzelteile für das Gehäuse: a) Querstrebe, b) Seitenwand, c) linke Abdeckplatte, d) rechte Abdeckplatte, e) Stirnwand

ßenmaßen 239 mm × 170 mm her. Ob wir ihn aus einem Stück biegen, nachdem wir drei rechtwinklig-gleichseitige Aussparungen an den Biegestellen in den »Auflageschenkel« eingesägt und dessen Enden unter 45° abgeschrägt haben, oder aus vier

Einzelteilen mit EP 11 verkleben, hängt von unseren handwerklichen Erfahrungen ab; für den Anfänger ist die zweite Art sicherer. In beiden Fällen kleben wir in die vier Ecken je eine Eckenverbindung aus 1 ... 1,5 mm dickem Aluminiumblech, von denen wir

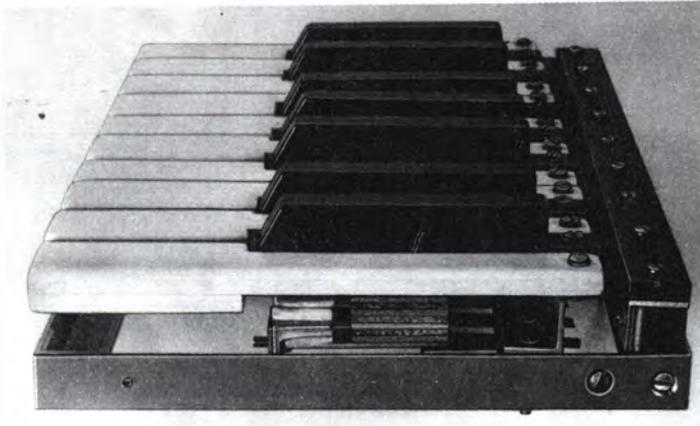


Bild 18.10. Blick auf die Klaviatur von der Seite

zwei Stück aus einem Quadrat von 28 mm Kantenlänge durch diagonale Trennung erhalten. Im Falle des gebogenen Rahmens kleben wir dann noch einen Eckenwinkel von 15 mm Schenkellänge in den Rahmen zur Verbindung der einzigen Stoßkante; für den »Einzelteilrahmen« sind vier solcher Eckenwinkel notwendig.

Während des Aushärtens der Klebstellen fertigen wir weitere Teile der Klaviatur.

Nach unserer Norm W_1 in Tafel 6 biegen und bohren wir zwei Winkel aus Stahlblech mit folgenden Maßen in mm:

a	b	c	d	e_1	e_2	f_1	f_2	g
20	15	14	2	3,5	M3	7	7	7

Sie werden entsprechend Bild 18.7 links und rechts in den Rahmen geschraubt, der dazu, 55 mm von der Vorderkante entfernt, je eine 3-mm-Bohrung erhält.

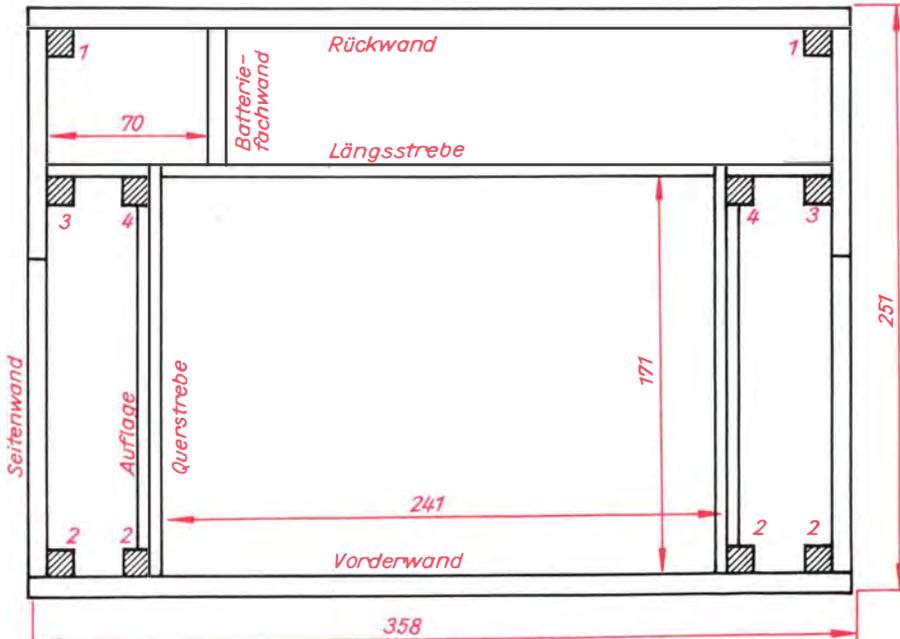


Bild 18.11. So verleimen wir den Gehäuserahmen (Draufsicht)

18. Künstliche Musik vom „Synthesizer“

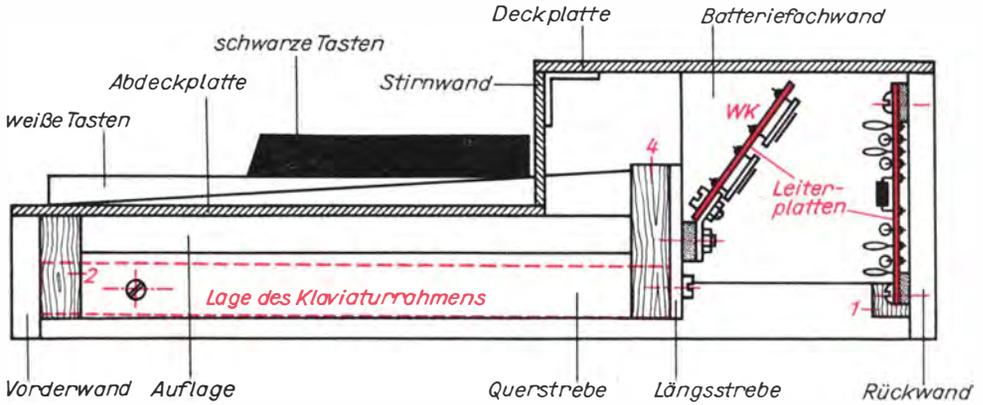


Bild 18.12. Gehäusequerschnitt

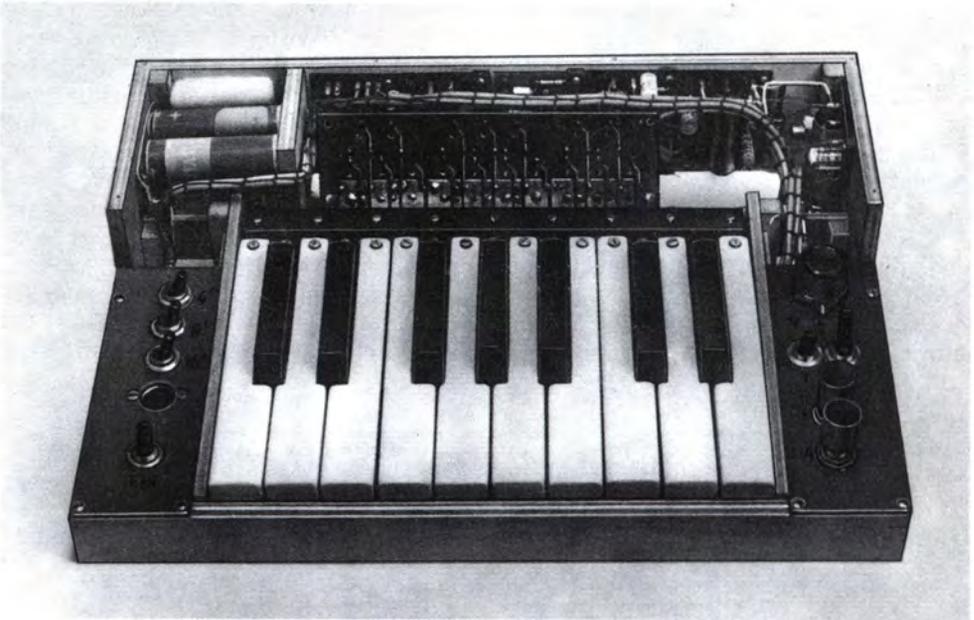


Bild 18.13. Blick in die Elektronenorgel

Zum Anschrauben der versteiften Tastenfeder an den Rahmen sind zwei Vorspannwinkel gedacht, deren Rohlinge nach Bild 18.4 f aus 2 mm dickem Stahlblech gefertigt werden. Beim rechtwinkligen Abkanten entlang der Biegelinie (Strich-Punkt-Punkt-Linie) denken wir daran, daß zwei spiegelbildliche Teile entstehen müssen. Die beiden 8 mm bzw. 23 mm von der Rückseite des Rahmens entfernten 3-mm-Bohrungen in den Seitenflächen sind gleich weit von der Unterkante entfernt, so daß die dort

angeschraubten Vorspannwinkel leicht schräg nach hinten aus dem Rahmen herausstehen; die Abwinklungen weisen dabei zueinander und liegen genau in einer Ebene. Hat der Rahmen eingeklebte Eckenwinkel, muß zwischen Vorspannwinkel und Rahmenseitenfläche noch eine Unterlegscheibe von der Dicke des Eckenwinkels. Die Bohrungen im Rahmen werden von außen versenkt und zum Anschrauben der Vorspannwinkel Senkschrauben verwendet. Dann passen wir das Winkelprofil der

Tastenfeder den Vorspannwinkel an, bohren nach deren Gewindelöchern zwei 3,5-mm-Löcher in das Winkelprofil und schrauben den Tastensatz durch diese Löcher mit zwei Schrauben M3 an die Vorspannwinkel. Alle Tasten weisen danach schräg nach oben und erhalten nach dem Rückholen durch den *Tastenschlag* in die waagerechte Lage die erforderliche Vorspannung.

Die Winkel W_1 für den Tastenschlag haben wir bereits in den Rahmen geschraubt, es fehlt also nur noch der Anschlag selbst. Grundkörper dafür ist wieder eine Winkelprofillänge, diesmal von 235 mm. Nach den Bohrungen e_1 in den Standardwinkeln erhält sie je ein Langloch, so daß sie wenigstens um 3 mm in der Höhenlage verschoben werden kann. An die Seiten des waagrecht liegenden Schenkels kleben wir mit Epasol-Kontakt einen oder mehrere Filzstreifen. Die Klebung ist dann richtig, wenn einerseits der Tastensatz in Ruhestellung parallel zum Rahmen liegt und andererseits die vorderen Unterkanten der weißen Tasten die Rahmenoberkante beim Niederdrücken noch nicht berühren, sondern alle Tasten weiter hinten auf dem oberen Filz des Tastenschlages aufliegen. Für das vollständige Niederdrücken der weißen Tasten ist eine Kraft von etwa

0,7 N (≈ 70 p) notwendig; auf die schwarzen müssen wir mit rund 1 N (≈ 100 p) drücken – immer an der Vorderkante gemessen. Wer unbedingt die schwarzen Tasten auch mit 0,7 N durchdrücken will, muß deren Federstege zwischen Tastenende und Schlitzende durch beiderseitig gleichmäßiges Bearbeiten mit einer kleinen Halbbrundfeile entsprechend verjüngen. Viel wichtiger ist jedoch die richtige Vorspannung. Beim plötzlichen Entlasten einer Taste darf sie nicht schwingen, sondern muß nach oben gehen und schwingungsfrei anschlagen; bei Schwingneigung ist die Vorspannung zu erhöhen.

Der Tastenkontaktsatz

Für unseren Synthesizer ist die doch recht aufwendige Klaviatur nur Mittel zum Zweck: Mittel zum Schalten von Kontakten. Für den siebzehnteiligen Kontaktsatz werden benötigt: zwei Pertinaxstreifen, 4 mm dick, 15 mm breit, 235 mm lang; ein gleichlanger Alu-Winkelprofilstreifen, dessen senkrecht nach oben weisender Schenkel jedoch nur 12 . . . 13 mm lang sein darf, 34 lange Messingkontaktstreifen verbrauchter Flachbatterien (oder siebzehn Streifen Federmessing von 6 mm Breite und 40 mm Länge sowie siebzehn gleichbreite von 45 mm Länge



Bild 18.14. So sieht die Elektronenorgel von unten aus

oder noch besser siebzehn Relais-Kontakt-sätze) und siebzehn Schrauben und Muttern M3 sowie auf die Schrauben schiebbarer Isolierschlauch und einige Unterlegscheiben. Die Pertinaxstreifen und das Winkelprofil werden entsprechend Lochreihe B

der Tastenfeder nach Bild 18.5 gebohrt. Da jedoch alle drei Teile 4 mm kürzer als die Feder sind, ziehen wir beim Anreißern der Löcher je 2 mm von den Maßen an der Oberkante im Bild 18.5 ab. Die Durchmesser der Bohrungen betragen im Winkelpro-

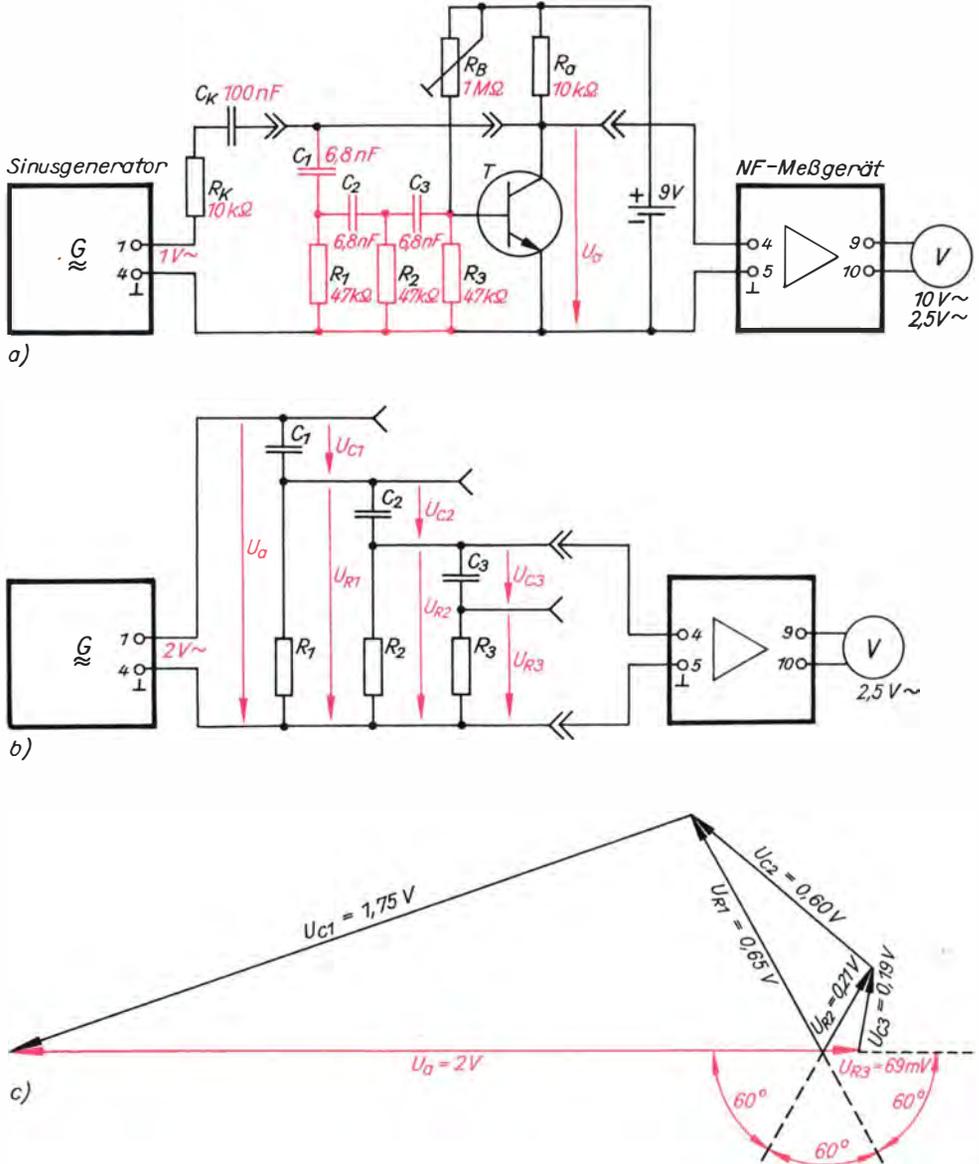


Bild 18.15. Wir ermitteln die Schwingungsbedingungen für den RC-Phasenschieber-Generator: a) Kompensationsschaltung zur Frequenzbestimmung (T : SC 236), b) wir messen die Teilspannungen an der RC-Phasenschieberkette bei Einspeisung der Schwingfrequenz, c) das Zeigerdiagramm der Spannungen an der RC-Phasenschieberkette

fil 3 mm, in den beiden Pertinaxstreifen und in den Kontaktfedern 3,5... 4 mm; das hängt von der Dicke des Isolierschlauches ab. Die Kontaktfedern bohren wir am besten immer gemeinsam zu fünf oder zehn Stück, fest zwischen dickeren Aluminium- oder Pertinaxstreifen gespannt. Bei den oberen, durch das Winkelprofil miteinander leitend verbundenen und 40 mm langen Kontaktfedern ist die Bohrung 8 mm, bei den unteren, 45 mm langen und von allen anderen isolierten 13 mm vom Ende entfernt. Die kürzeren Kontaktfedern werden, 3 mm vom bohrungsfreien Ende entfernt, rechtwinklig abgekantet und mit Sandpapier sauber entgratet.

Der Zusammenbau erfolgt nach Bild 18.7: Einführen der Schrauben in das Winkelprofil, Aufstecken der abgewinkelten Kontaktfeder, Aufziehen des Isolierschlauches, Aufstecken der ersten Pertinaxleiste auf alle isolierten Gewindebolzen, dann der längeren Kontaktfedern, anschließend der zweiten Pertinaxleiste und schließlich Festziehen einer Mutter auf jeder Schraube. Beim seitlichen Betrachten des Kontaktsatzes sollten alle gleichartigen Kontakte in einer Reihe liegen – auffällige Unregelmäßigkeiten wirken sich immer negativ aus; wir korrigieren sie noch vor dem Einbau, der mit dem Ausbau des Tastensatzes beginnt; der Tastenanschlag kann im Rahmen verbleiben. Ähnlich diesem wird auch der

Kontaktsatz am Rahmen befestigt, und zwar mit den Schrauben der äußersten Kontakte. Unterlegscheiben sorgen für den richtigen Abstand. Im Ruhezustand soll der Kopf der hinteren Schraube des Anschlagbleches die abgewinkelte obere Kontaktfeder gerade berühren oder bis höchstens 0,3 mm von ihr entfernt sein. Mehrfacher Aus- und Einbau läßt sich hier nicht vermeiden. Zum Schluß schrauben wir mit einer weiteren Mutter noch eine Lötöse an eine beliebige Schraube des Kontaktsatzes; hier wird später der Batteriepluspol angeschlossen. Bild 18.8 gestattet uns einen Blick auf die Unterseite der vollständigen Klaviatur mit dem Tastenkontaktsatz, und Bild 18.10 zeigt diese Baugruppe in der Seitenansicht.

Ein passendes Gehäuse zum Verstärker II

Unsere Klaviatur und die Leiterplatten der spielbaren Notentafel sowie die noch zu entwickelnden und im Bild 18.2 bereits angedeuteten Effektschaltungen müssen natürlich in ein Gehäuse, das zu unserem schon vorhandenen Gerätesatz paßt. Die Abmessungen des Verstärkers II bieten sich hier geradezu an, da der Verstärker selbst ja zum Betrieb der elektronischen Orgel gebraucht wird. Selbstverständlich ist auch jedes neuere industrielle Gerät mit

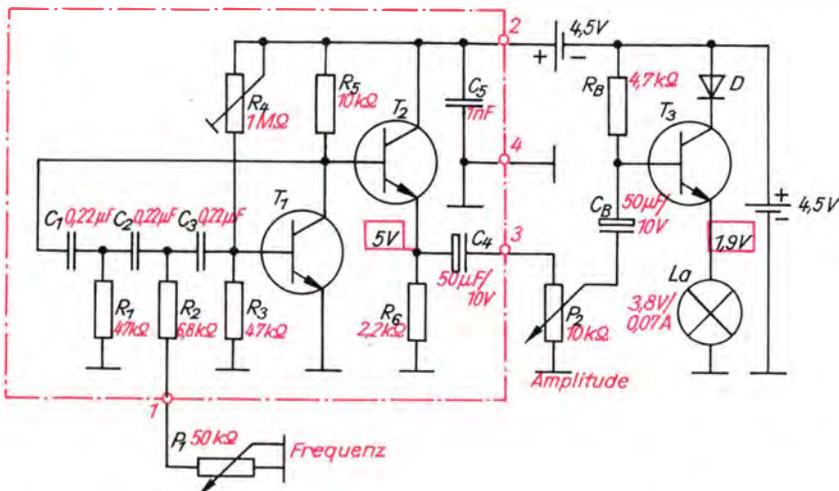


Bild 18.16. Stromlaufplan des Vibratogenerators VG mit Indikatorschaltung (D : SAY 18, T₁ und T₂ : SC 236, T₃ : SF 126)

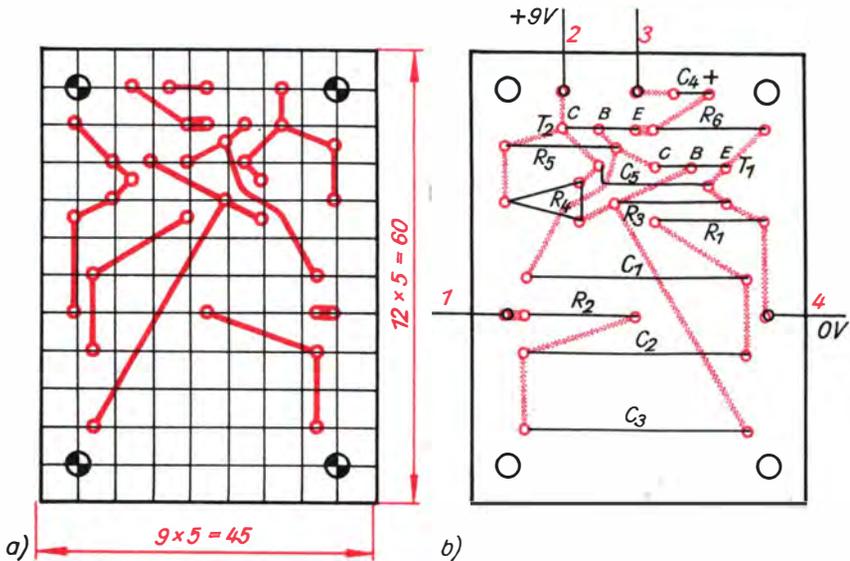


Bild 18.17. Leitungsführung (a) und Bestückungsplan (b) für die Leiterplatte des Vibratogenerators VG

Diodeneingang und Leistungsverstärker für die Wiedergabe geeignet.

Im Bild 18.9 sind Form und Abmessungen einiger Gehäuseteile dargestellt. Die beiden Seitenwände nach Bild 18.9 b, die 358 mm x 70 mm große Rückwand, die ebenso lange, aber nur 32 mm hohe Vorderwand sowie die 60 mm x 55 mm große Batteriefachwand sägen wir aus 8 mm dickem Sperrholz aus. Bei anderer Materialdicke ändern sich auch einige Abmessungen! Wir richten uns dann erstens nach den äußeren Gehäusemaßen von 358 mm x 251 mm x 70 mm und zweitens nach der Größe des Klaviaturrahmens (mit geringer Zugabe) von 241 mm x 171 mm. Bild 18.9 a zeigt die Form der beiden Querstreben aus 4 mm dickem Sperrholz, zwischen denen die Klaviatur liegt. Aus dem gleichen Material sind die zwei 150 mm langen und 10 mm hohen Auflagen, die wir später an die Querstreben leimen, und die Längsstrebe. Sie ist 342 mm lang, 25 mm hoch und erhält vier 3,5-mm-Bohrungen – zwei zum Anschrauben des Klaviaturrahmens und zwei für die Leiterplatte WK. Erstere sind wie die der Querstrebe 8 mm von der Unterkante entfernt und haben je 80 mm Abstand von den Seitenkanten, die anderen liegen 5 mm von der Oberkante und 90 mm

bzw. 245 mm von der rechten Seitenkante entfernt.

Aus Bild 18.11 geht hervor, wie alle Einzelteile mit Holzkaltleim zusammengefügt werden; in nahezu jeder Ecke sorgt eine eingeklebte Holzleiste von 10 mm x 10 mm Querschnitt für die notwendige Festigkeit. Gleichzifferte Leisten sind gleich lang und zwar 1 : 65 mm; 2 : 27 mm; 3 : 25 mm und 4 : 40 mm. Wir beachten, daß alle Eckenleisten und die Streben 5 mm von der Rahmenunterkante entfernt liegen, die Batteriefachwand mit der Oberkante der Rückwand bündig abschließt und die gesamte Konstruktion exakt rechtwinklig wird. Während der Leimtrocknung stellen wir die restlichen Gehäuseteile z. B. aus 3 mm dickem Leiterplattenmaterial her: die linke Abdeckplatte nach Bild 18.9 c, die rechte nach Bild 18.9 d, deren Bohrungen S_5 , S_6 , S_7 , P_1 und P_2 vorläufig nicht benötigt werden, die Stirnwand entsprechend dem Bild 18.9 e und die 358 mm x 109 mm große Deckplatte. Stirnwand und Deckplatte verkleben wir mit EP 11 und einer Holzleiste oder Alu-Winkelprofil. Nach den beiden Abdeckplatten, die jeweils auf dem Vorderwandende und dem Absatz der Seitenwand aufliegen und an die Querstrebe stoßen, leimen wir die Auflagen an die

Querstreben; zum Schluß wird die gesamte Holzkonstruktion gestrichen, beispielsweise mit Schellackpolitur.

Nun erfolgt der Einbau der einzelnen Baugruppen und deren Verdrahtung; wir beginnen mit der Klaviatur. Ihre Rahmenunterkante soll bündig mit den Unterkanten der Gehäusestreben abschließen, und keine Taste darf irgendwo anstoßen. Mit Papier- oder Pappstreifen klemmen wir den Klaviaturrahmen in der richtigen Lage fest, dann reißen wir durch die Löcher der Streben die Stellen am Klaviaturrahmen an, wo dieser die erforderlichen Gewindelöcher M3 erhalten soll. Danach schrauben wir die drei Leiterplatten TG, FT und KF mit kleinen Holzschrauben und Abstandsstückchen an die Rückwand; TG liegt dabei unmittelbar neben der Batteriefachwand. Die Leiterplatte WK muß noch siebzehn Stecklötösen erhalten, ehe wir sie mit zwei kleinen Winkeln an die Längsstrebe schrauben. Über die prinzipielle Anordnung der Teile im Gehäuse gibt Bild 18.12 Auskunft; verdrahtet wird nach Bild 17.27. Die Registerschalter S_1 , S_2 und S_3 sind in die linke Abdeckplatte geschraubt, ebenso ein zweipoliger Hauptschalter S_4 , von dem wir zunächst nur eine Hälfte brauchen und den wir in die Batterieplusleitung legen. Von der Leiterplatte WK führen siebzehn Leitungen zu den unteren Federn des Kontaktsatzes und von diesem eine zum Pluspol. Nur für eine Leitung verwenden wir abgeschirmtes Kabel, nämlich für die an Lötöse 7 von KF1 und Minuspol anzuschließende Ausgangsleitung; am Diodenstecker kommt das Abschirmgeflecht an Stift 2, die Leitung selbst an die Stifte 1 und 5. Den Bildern 18.13 und 18.14 können wir sicherlich noch einige Anregungen entnehmen, auch im Hinblick auf die in der Folge noch einzubauenden Effektschaltungen, die hier schon vollständig enthalten sind.

Elektronische Effekte für moderne Musik

Der Ursprung der meisten elektronisch erzeugten Ton- oder Klangeffekte ist in der Spielweise herkömmlicher Musikinstrumente zu finden. Wenn der Violinvirtuose den die Saite andrückenden Finger auf dem

Griffbrett in Saitenrichtung hin- und herbewegt, wird die Tonhöhe bzw. -frequenz geringfügig verändert: Der Ton schwingt, er »vibriert«; der Musiker bezeichnet dies daher als *Vibrato*. Zur elektronischen Nachbildung des »schwingenden Fingers« benötigen wir eine Schaltung, die entsprechend niederfrequente, aber möglichst sinusförmige Schwingungen erzeugt.

Ein Tieffrequenz-Generator als Steuergerät

Für diesen Zweck hat sich in der Schaltungspraxis elektronischer Musikinstrumente der *RC-Phasenschieber-Generator* durchgesetzt, der nach Bild 18.15 a neben dem Verstärker in Emitterschaltung eine Phasenschieberkette C_1, R_1, C_2, R_2, C_3 und R_3 enthält. Bevor wir diese Versuchsschaltung auf dem Experimentierbrett aufbauen, sind einige Vorkehrungen zu treffen. Sowohl die Kapazitätswerte der Phasenschieberkette als auch die Widerstände sollten möglichst gleich und bekannt sein. Wir suchen deshalb aus einer größeren Anzahl je drei gleiche Exemplare aus, entweder mit unserer Meßbrücke oder durch Strommessung. Die für das Experiment nach Bild 18.15 mit 6,8 nF gemessenen Kondensatoren tragen alle den Aufdruck »10 n«. Die Toleranzen können also ganz beträchtlich sein! Als Transistor wählen wir ein Exemplar, dessen Stromverstärkung mindestens $B = 100$ beträgt.

Zuerst kommen nur T, R_B , R_a und R_3 auf das Experimentierbrett; als Spannungsquelle schalten wir zwei Flachbatterien in Reihe. Mit R_B stellen wir den Gleichstrom-Arbeitspunkt auf $U_{CE} = 5$ V ein. Dann werden die vollständige Phasenschieberkette und unser NF-Meßgerät angeschlossen,

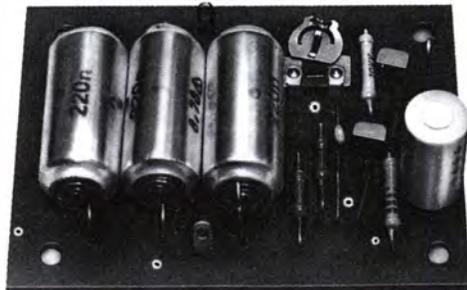


Bild 18.18. Ansicht des Vibratogenerators

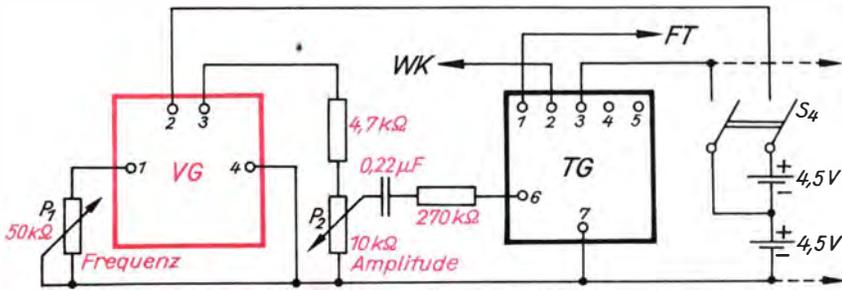


Bild 18.19. So schalten wir den Vibratogenerator an den Tongenerator

Meßbereich 2,5 V, Spannungsmesser 10 V. Die Experimentierschaltung und der Meßverstärker können mit derselben Spannungsquelle betrieben werden. Durch geringes Verändern von R_B stellen wir die größte Amplitude der Ausgangswechselspannung U_a ein; sie liegt bei $U_{am} = 3$ V.

Die Frequenz der Schwingung ermitteln wir entweder analog Bild 17.5 und zugehörigem Text über Schwebungnull oder entsprechend Bild 18.15 a. Die Kapazität C_K des Koppelkondensators soll etwa das Zehnfache der Ketteneinzelkapazität betragen und R_K so niedrig sein, daß beim Anschluß von C_K , R_K und ausgeschaltetem Sinusgenerator U_a zusammenbricht; auch im Meßbereich 2,5 V darf der Wechselspannungsmesser keine Spannung anzeigen. Dann schalten wir den Sinusgenerator ein, wählen eine Frequenz von 50 Hz und eine Generatorspannung von 1 V; am Spannungsmesser lesen wir jetzt beispielsweise $U_a = 0,3$ V ab. Mit dem Erhöhen der Generatorfrequenz steigt auch zunächst U_a ; für die Musterschaltung ergaben sich folgende Werte:

f in Hz	50	150	205	250	300
U_a in V	0,3	0,9	1,9	1,2	0,5

Stimmen beide Frequenzen überein, nimmt U_a ein deutliches Maximum an; in der Musterschaltung lag es bei $f = 205$ Hz. Das ist zwar eine niedrige Frequenz, für die Nachbildung des schwingenden Fingers liegt sie jedoch noch viel zu hoch.

Zum Berechnen eines Tieffrequenzgenerators mit einer unteren Frequenz von beispielsweise 6 Hz ist daher zunächst deren Abhängigkeit von den Werten der Phasenschieberkette zu ermitteln. Ausgehend von

dem allgemeingültigen Zusammenhang

$$\omega \sim \frac{1}{RC} \text{ bzw. } f = \frac{1}{x \cdot 2\pi \cdot R \cdot C}, \text{ bestimmen wir den Proportionalitätsfaktor}$$

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

$$= \frac{1 \text{ A V}}{2\pi \cdot 205 \text{ s}^{-1} \cdot 47 \cdot 10^3 \text{ V} \cdot 6,8 \cdot 10^{-9} \text{ As}} = 2,43, \text{ runden auf } x \approx 2,5 \text{ und können}$$

$$\text{damit näherungsweise } f = \frac{1}{5\pi \cdot R \cdot C}$$

schreiben. Mit $R = 47 \text{ k}\Omega$ müssen für $f = 6 \text{ Hz}$ die Kondensatoren der Phasenschieberkette danach eine Kapazität von

$$C = \frac{1}{5\pi f \cdot R} = \frac{1 \text{ A}}{5\pi \cdot 6 \text{ s}^{-1} \cdot 47 \cdot 10^3 \text{ V}} = 0,226 \mu\text{F} \text{ haben; wir setzen Exemplare von } 220 \text{ nF ein.}$$

Vorher verschaffen wir uns jedoch noch mit einem weiteren Experiment nach Bild 18.16 b Klarheit über die Wirkungsweise der RC-Phasenschieberkette. R_K und C_K werden entfernt, die Generatorspannung wird auf 2 V erhöht und der Transistor abgeklemmt; dann messen wir alle Teilspannungen. Die konkreten Werte sind bereits zum Zeigerdiagramm der Spannungen nach Bild 18.15 c zusammengefügt worden. Jede der drei belasteten RC-Teilschaltungen bewirkt eine Phasenverschiebung von 60° zwischen der jeweiligen Eingangsspannung (z. B. U_a) und der weiter zu teilenden Ausgangsspannung (z. B. U_{R1}). Dreimal 60° ergeben insgesamt eine Phasenverschiebung von 180° – daher auch der Name »Phasenschieberkette« –, die zur Selbsterregung eines Generators notwendig sind.

Ebenso notwendig ist aber auch ein Ausgleich der durch die RC-Kette verursachten Dämpfung, d. h., der Transistor muß eine

Spannungsverstärkung von mindestens $V = \frac{U_a}{U_{R3}} = \frac{2000 \text{ mV}}{69 \text{ mV}} = 29$ aufweisen. Das ist der Grund für den verhältnismäßig hochohmigen Kollektorwiderstand und die geforderte Stromverstärkung.

Bild 18.16 zeigt den Stromlaufplan des berechneten Tieffrequenzgenerators, dessen Ausgangswiderstand durch die direktgekoppelte Kollektorstufe T_2 herabgesetzt wird. Mit P_1 können wir die Frequenz und mit P_2 die Amplitude der Wechselspannung wunschgemäß einstellen. Entsprechend seinem geplanten ersten Verwendungszweck bezeichnen wir ihn als Vibratogenerator; aufgebaut wird er auf einer Leiterplatte nach Bild 18.17. Die Stromverstärkung von T_1 sollte mindestens $B_1 = 200$ betragen und die von T_2 bei $B_2 = 100$ liegen. Nach dem Einstellen des Gleichstrom-Arbeitspunktes bauen wir auf dem Experimentierbrett die aus Bild 18.16 ersichtliche Lampenschaltung mit T_3 auf. Sie wird im Gegensatz zum Vibratogenerator selbst nur mit 4,5 V betrieben und ist im Unterschied zu den Lampenschaltungen in den Bildern 14.1a und 14.11a für Wechselspannungen gedacht. R_B wählen wir so, daß ohne Ansteuerung über der Lampe die halbe Nennspannung abfällt; die Lampe leuchtet also bereits schwach. Mit der Diode D wird die Betriebsspannung für die Lampe von 4,5 V um 0,7 V auf 3,8 V herabgesetzt. Diese Lampenschaltung dient uns als Nachweisgerät für die Schwingfähigkeit des Generators.

Das Flackern der Lampe darf weder am linken noch am rechten Anschlag von P_1 aufhören, andernfalls korrigieren wir die Einstellung von R_4 . In der Musterschaltung ließ sich die Frequenz von 6 Hz bis 12 Hz verändern; auszählen kann man das nicht, sondern nur oszilloskopisch mit bekannten Frequenzen vergleichen. Bild 18.18 zeigt eine Ansicht des fertigen Vibratogenerators VG.

Klugschönes Vibrato durch Frequenzmodulation

Wie der Vibratogenerator an den Tongenerator anzuschließen ist, sehen wir im Bild 18.19. Ein Vorwiderstand von $4,7 \text{ k}\Omega$ reduziert die mögliche Ausgangsspannung, und die zwischen dem Abgriff von P_2 und Anschluß 6 von TG liegende RC-Schaltung verhindert, daß der Tongenerator bei voll geöffnetem Potentiometer P_2 durch den Vibratogenerator bereits zum Mitschwingen gezwungen wird. Beide Potentiometer finden in der rechten Abdeckplatte Platz, und die Leiterplatte kommt neben die Filterplatte an die Rückwand. Die zweite Flachbatterie paßt noch gut in das Batteriefach; die drei Anschlußkontakte kleben wir mit EP 11 direkt an die Seitenwand. Vom bereits eingebauten Hauptschalter S_4 wird nun auch die zweite Hälfte angeschlossen.

Wie die Wechselspannung des Vibratogenerators die Frequenz des Tongenerators beeinflusst, ist im Bild 18.20 dargestellt. Wir wissen, daß die Tonhöhe von der Größe des Basiswiderstandes abhängt. Je kleiner

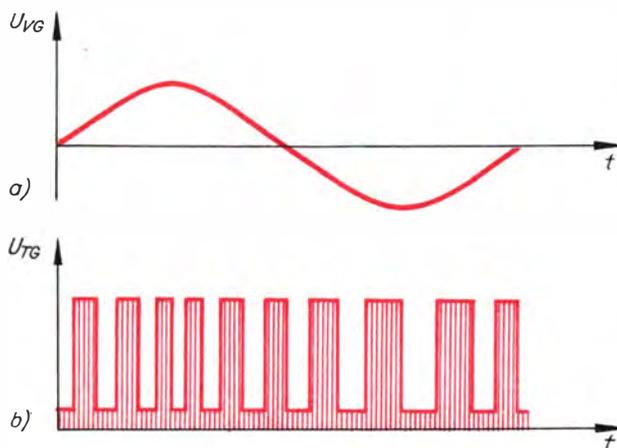


Bild 18.20. Die sinusförmige Spannung des Vibratogenerators (a) moduliert die Frequenz der Tongeneratorspannung (b)

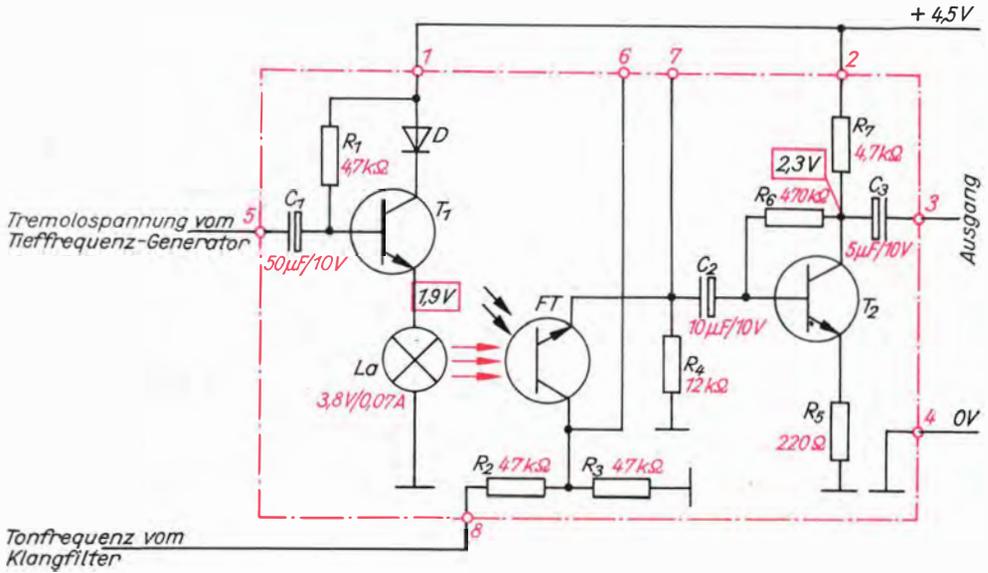


Bild 18.21. Stromlaufplan des Tremoloverstärkers TR (D : SAY 18, T₁ : SF 126, T₂ : SC 236, FT : SP 201)

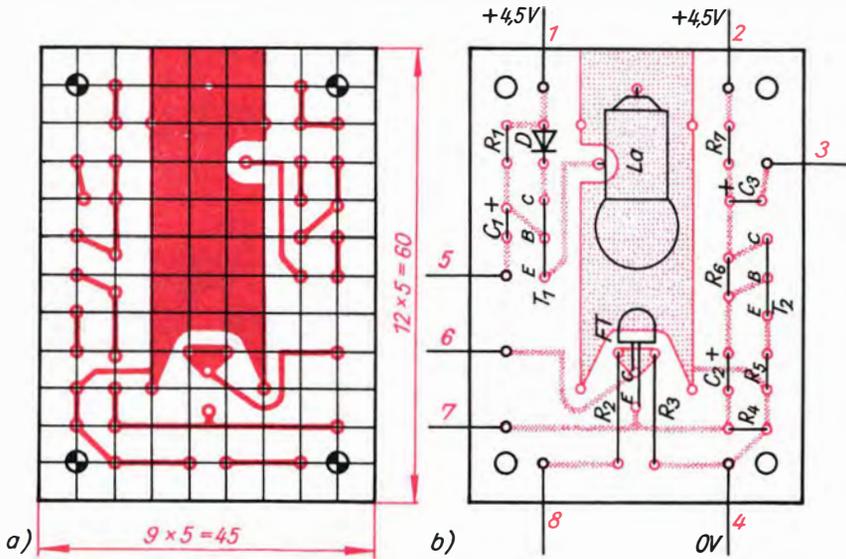


Bild 18.22. Leitungsführung (a) und Bestückungsplan (b) für die Leiterplatte des Tremoloverstärkers TR

dieser ist, um so größer wird die Tonfrequenz, weil sich dann der Kondensator wegen des stärkeren Stromflusses schneller entladen kann. Gelangt nun zusätzlich eine positive Spannung direkt an die Basis, also zwischen Kondensator und Entladewiderstand, so führt das ebenfalls zu einer

schnelleren Entladung und damit zur Frequenzerhöhung; eine negative Spannung verlangsamt die Normalentladung. Die Wirkung dieser *Frequenzmodulation* muß man hören, auch mit unterschiedlich eingestellter Amplitude (also Intensität) und mit verschiedenen Vibratofrequenzen.

Tremolo durch lichtgesteuerte Amplitudenmodulation

In der Literatur werden die aus dem Italienischen stammenden Begriffe Vibrato und Tremolo nicht einheitlich verwendet, sicherlich auch deshalb, weil der Unterschied zwischen beiden gar nicht so einfach hörbar ist. Tremolo klingt so ähnlich wie Vibrato, obwohl beide gänzlich anders erzeugt werden: Vibrato durch Frequenzmodulation und Tremolo durch Amplitudenmodulation, also durch rhythmische Lautstärkeänderung.

Gesteuert wird der Tremoloeffekt von unserem Tieffrequenz-Generator mit angeschlossener Lampenschaltung und einem lichtempfindlichen Bauelement im Tonsignalweg; so wie die Helligkeit der Glühlampe schwankt dann auch die Lautstärke. Als lichtempfindliches Bauelement verwenden wir einen *Fototransistor*, dessen *Dunkelwiderstand* bei $500\text{ k}\Omega$ liegt und der in unserer Anordnung einen *Hellwiderstand* von etwa $5\text{ k}\Omega$ hat. Den vollständigen Stromlaufplan des *Tremoloverstärkers* sehen wir im Bild 18.21. Die Lampenschaltung mit T_1 ist uns bereits aus Bild 18.16 bekannt; der Verstärker mit T_2 weist keinerlei Besonderheiten auf. Durch Verbinden der Anschlüsse 6 und 7 kann FT überbrückt und damit der Tremoloeffekt ausgeschaltet werden. Die Leiterplatte stellen wir nach Bild 18.22 her; Bild 18.23 zeigt die fertige Baugruppe TR, allerdings ohne den Lampe und Fototransistor abdeckenden Lichtkasten. Wir biegen ihn am besten aus einem $50\text{ mm} \times 35\text{ mm}$ großen Konservendosen-



Bild 18.23. Der Tremoloverstärker ohne Lichtkasten

blechstück und löten ihn mit vier Schweißdrahtstücken auf die Leiterplatte.

Ausprobiert wird das Ganze nach Bild 18.24; als Tremologenerator verwenden wir unseren bisherigen Vibratogenerator. Wie die Tremolospannung auf die Tonfrequenz einwirkt, geht aus Bild 18.25 hervor. Mit P_1 können wir wieder die Frequenz und mit P_2 die Intensität verändern. Dabei stellen wir jedoch eine unangenehme Erscheinung fest: Bei voll aufgedrehtem Potentiometer P_2 hören wir die Tremolofrequenz im Lautsprecher »klopfen«. Der Grund: Verkopplung über die Speiseleitung. Abhilfe schafft

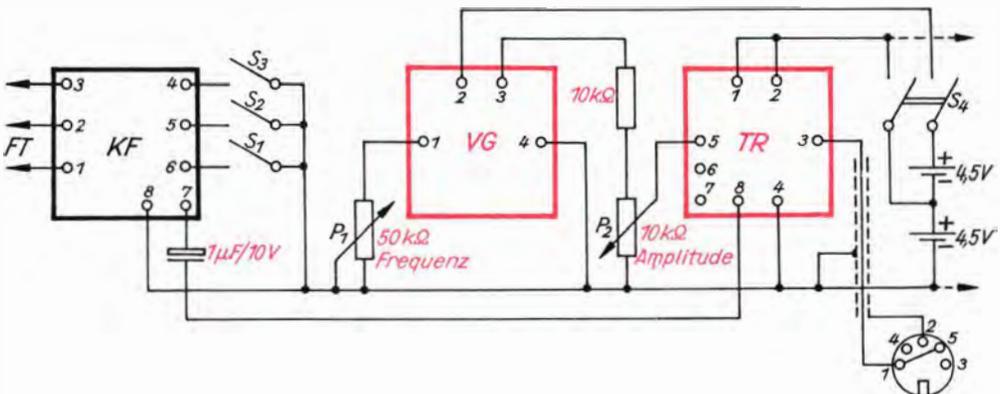


Bild 18.24. An das Klangfilter kommt die Tremoloschaltung

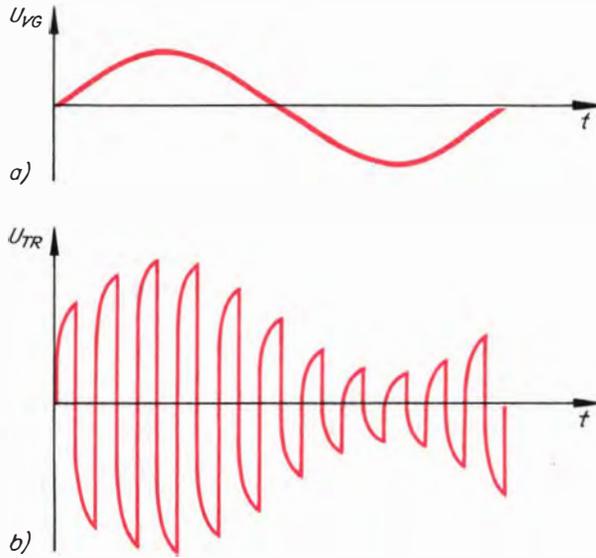


Bild 18.25. Die von der Wechselspannung des Tieffrequenz-Generators (a) gesteuerte Helligkeit der Tremololampe moduliert über den Fototransistor die Amplitude der Tonfrequenzspannung (b)

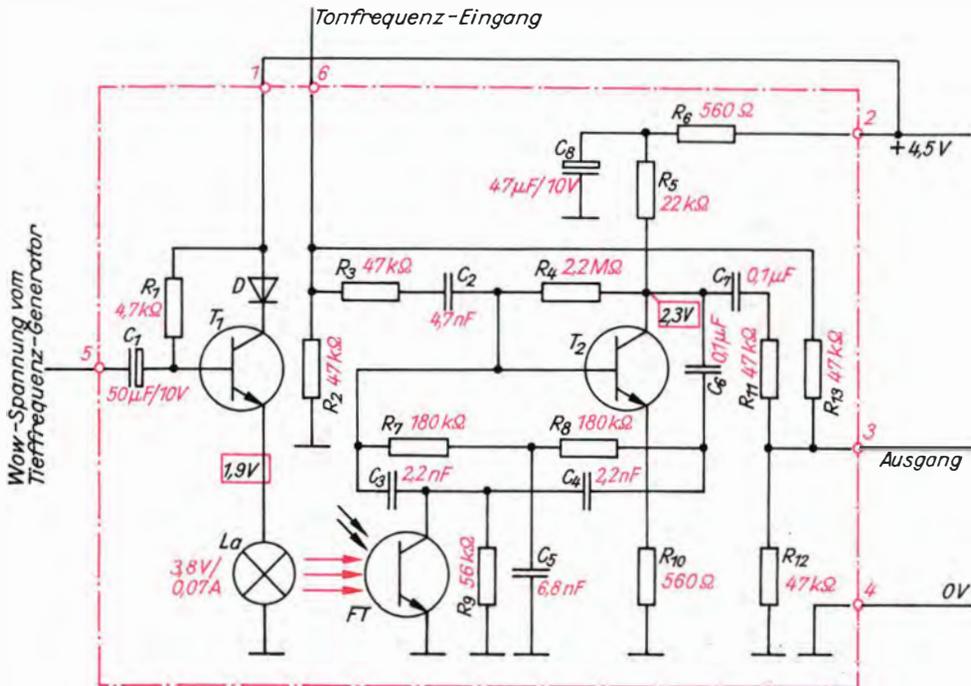


Bild 18.26. Stromlaufplan des Wow-Verstärkers WO (D : SAY 18, T₁ : SF 126, T₂ : SC 236, FT : SP 201)

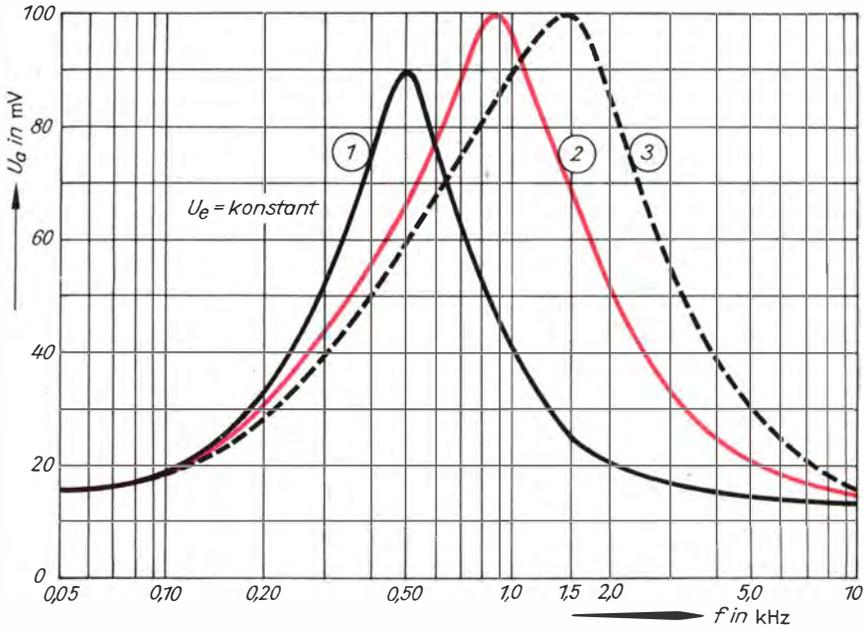


Bild 18.28. Durchlaßkurven des Wow-Verstärkers

mittlere Helligkeit ab, für die nun die »mittlere« Durchlaßkurve aufgenommen werden kann. Am Eingang 6 (und 4) liegen etwa 50 mV vom Sinusgenerator, an den Ausgang 3 (und 4) kommt unser NF-Meßgerät, Meßbereich 250 mV. Durch Verändern der Generatorfrequenz bei 1 kHz suchen wir das Maximum der Ausgangsspannung und stellen die Generatorspannung dann so ein, daß die höchste Ausgangsspannung 100 mV beträgt. Mit der so gefundenen Eingangsspannung nehmen wir nun drei Durchlaßkurven entsprechend Bild 18.28 zwischen 50 Hz und 10 kHz auf, und zwar Kurve 1 mit ausgeschalteter Lampe, Kurve 2 mit mittlerer Helligkeit ($R = 22 \Omega$) und Kurve 3 mit voller Helligkeit (4,5 V direkt an Lampe). Beim Vergleich dieser Kurven mit Kurve 2 im Bild 14.2 wird die Beimischung des direkten Signals recht deutlich. Während dort die Spannung bei 50 Hz bzw. 10 kHz nur noch etwa das 0,05fache der Maximalspannung beträgt, kommen wir jetzt auf das 0,15fache.

Während des Betriebes hat der Wow-Verstärker grundsätzlich eine Durchlaßkurve, deren Resonanzlage jedoch ständig zwischen den Kurven 1 und 3 wandert. Das führt ähnlich wie beim Tremolo zu Amplitu-

denmodulationen, allerdings hier mit frequenzabhängiger Intensität.

Nach dem vollständigen Bestücken der Leiterplatte WO und dem Abdecken von

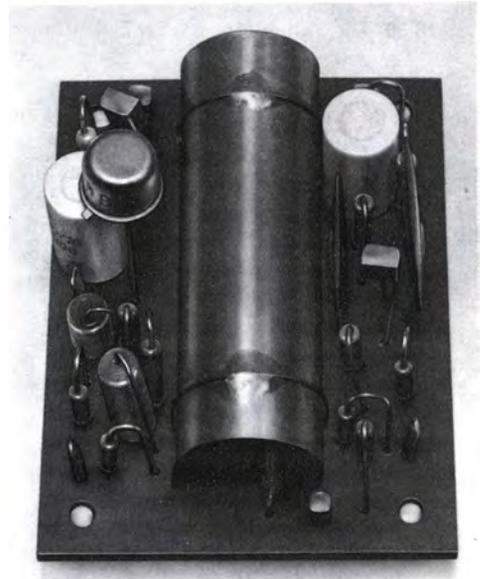


Bild 18.29. Der vollständige Wow-Verstärker mit Lichtkasten

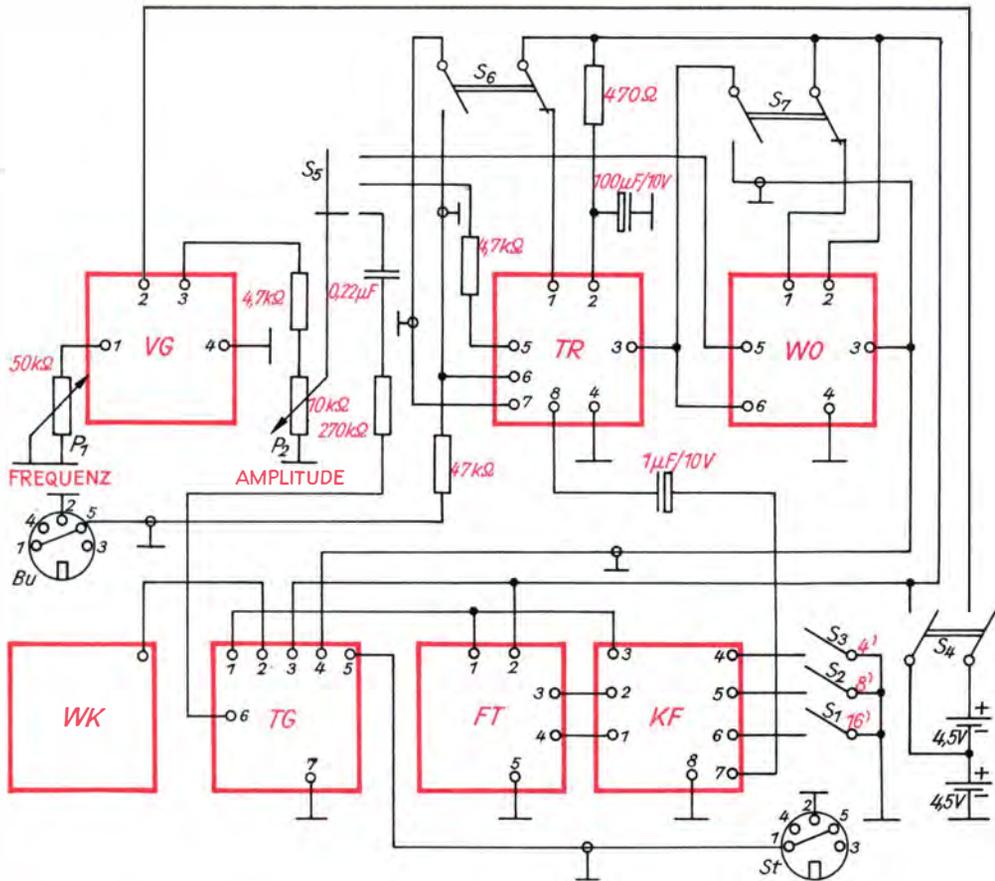


Bild 18.30. Die Schaltung unserer Elektronenorgel

Lampe und Fototransistor – Bild 18.29 zeigt diese Baugruppe – steht dem gemeinsamen Einbau der drei Klangeffektschaltungen in unsere Elektronenorgel nichts mehr im Wege; Bild 18.30 zeigt die Gesamtschaltung. Mit den in die rechte Abdeckplatte (Bild 18.9 d) einzubauenden drei Schaltern S_5 , S_6 und S_7 kann der jeweilige Effekt gewählt werden. In der gezeichneten Schalterstellung ist Vibrato eingestellt; mit S_6 werden der Fototransistor von TR überbrückt und die Betriebsspannung der Lampenschaltung abgeklemmt, S_7 trennt gleichermaßen die Lampenschaltung von WO und verbindet dessen Eingang direkt mit dem Ausgang. Zum Betrieb des Kopfhörers liegt am Ausgang die Kollektorschaltung von TG; der Kopfhörer selbst wird diesmal über den Diodenstecker St der Ausgangsleitung und ein entsprechendes Adapter-

stück angeschlossen. Natürlich können wir auch eine Europabuchse in die linke Abdeckplatte (Bild 18.9 c) einbauen, aber vorerst brauchen wir die 16-mm-Bohrung für eine Diodenbuchse Bu, die über einen Widerstand von 47 k Ω am Fototransistor von TR liegt. So können wir nämlich die beiden Effektschaltungen Tremolo und Wow auch an andere Tonsignalquellen, z. B. an eine Elektrogitarre, anschließen! Der erwähnte 47-k Ω -Widerstand zwischen Diodenbuchse und Anschluß 6 von TR bildet mit R_2 und R_3 dieser Baugruppe eine Mischeinrichtung, so daß wir auch gleichzeitig Orgel und Gitarre spielen können.

Welche Leitungen abzuschirmen sind, ist im Bild 18.30 dargestellt. Daß das Abschirmgeflecht dieser NF-Kabel nur einseitig mit Masse verbunden wird und am Ende der Verdrahtung die einzelnen Leitungen

18. Künstliche Musik vom „Synthesizer“

ordentlich zu einem Kabelbaum verlegt werden, sei nur noch einmal erwähnt; zu sehen war das letztere ja schon in den Bildern 18.13 und 18.14. Bild 18.31 zeigt eine Ansicht unseres Synthesizers mit der Verstärkeranlage II, die zwar monophon, aber

zweikanalig betrieben wird. Da wir nur eine Hand zum Spielen brauchen, können wir mit der anderen die Register und die Klangeffekte schalten und auch am Verstärker während des Spiels die Lautstärke ändern; besser geht das jedoch mit dem Fuß.

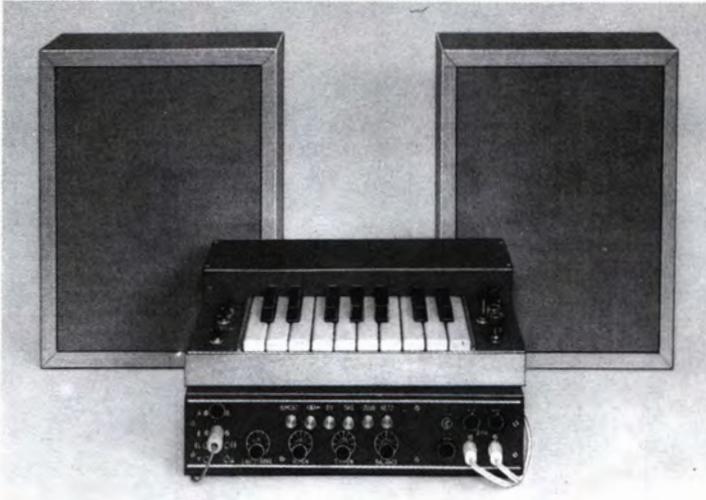


Bild 18.31. Unser Synthesizer

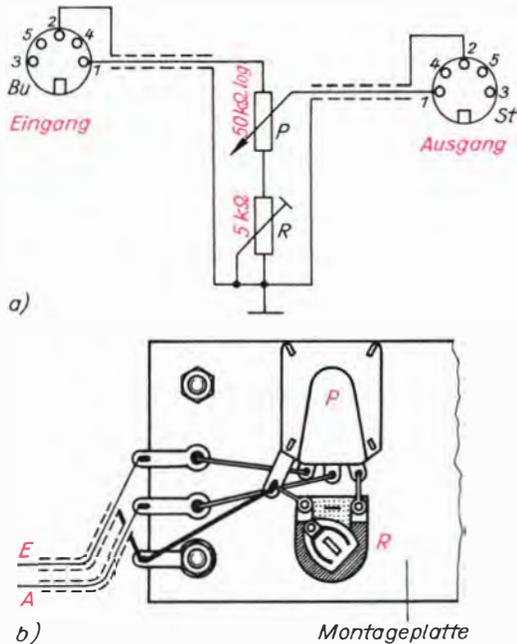


Bild 18.32. Stromlaufplan (a) und Verdrahtungsplan (b) des Lautstärkeschwellers

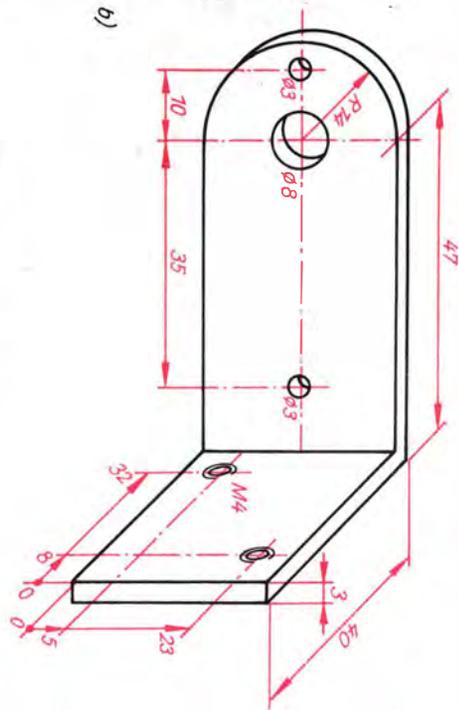
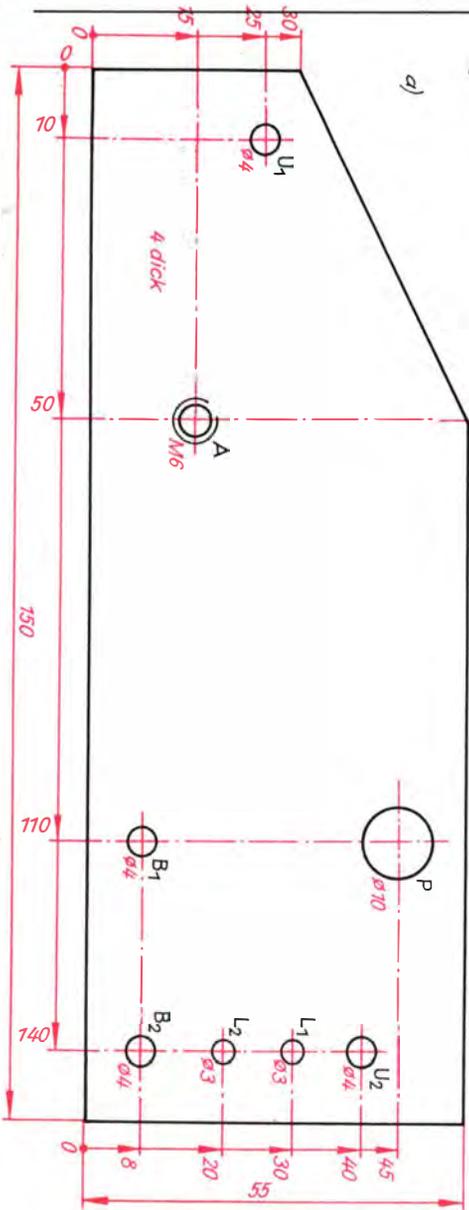


Bild 18.33. Die Montageplatte (a) und der Pedalwinkel (b)

Der Fußschweller als Lautstärkepedal

Bei geschickter Betätigung läßt sich mit ihm die Dynamik eines elektronischen Musikinstrumentes wesentlich erweitern. Das beginnt bei der lautstärkeunterschiedlichen Darbietung von *pianissimo* (ital.: sehr leise,

Abk.: pp) über *piano* (leise, p), *mezzoforte* (mittellaut, mf) und *forte* (laut, f) bis *fortissimo* (sehr laut, ff) und kann bis zur tremoloartigen Modulation länger angehaltener Töne gehen. Der Schweller heißt so, weil mit ihm ein Anschwellen (*crescendo* = an Lautstärke zunehmend) oder Abschwellen (*decrescendo* = an Lautstärke abnehmend) der Tonfolgen möglich ist; elektronisch handelt es sich um einen mit dem Fuß zu betätigenden Lautstärkeinsteller. Da nur in Ausnahmefällen die Lautstärke bis auf Null zurückgehen muß, sehen wir entsprechend Bild 18.32 a eine Reihenschaltung von Potentiometer und Einstell-

widerstand vor. So können wir sowohl eine bestimmte Grundlautstärke bei unbetätigtem Pedal einstellen als auch vollständige Ruhe. Wir löten den Einsteller nach Bild 18.32 b direkt unterhalb des Potentiometers so fest, daß er durch eine Bohrung im Gehäuse des Schwellers von außen leicht wunschgemäß einzustellen ist. Der Schweller wird stets zwischen dem Ausgang eines

elektronischen Musikinstrumentes und dem Eingang des Hauptverstärkers angeordnet; bei unserer Gerätekonzeption also

immer vor dem Verstärker II (vgl. auch Bild 18.3).

Wesentliches Konstruktionselement ist die im Bild 18.33 a dargestellte Montageplatte aus Hartpapier, die bei L_1 , L_2 und B_2 je eine Lötöse für die beiden abgeschirmten Leitungen, bei P das Potentiometer, bei U_1 und U_2 je eine Seilrolle zum Umlenken des Seilzuges, bei A die Achse des Pedals und bei B_1 und B_2 einen Standardwinkel W_2 (Tafel 6) aufnimmt. Die beiden Seilrollen sind handelsübliche Teile, wie wir bereits zwei beim Aufbau des Skalentriebes für unseren Sinus-Rechteck-Generator verwendet haben. Wir beachten bei ihrer Montage, daß die Rollen auf einem glatten, also gewindefreien, Teil eines Bolzens von 4 mm Durchmesser ohne großes Spiel gut laufen; ein Tropfen Öl wirkt oft Wunder! Angetrieben wird der Seilzug vom Pedalwinkel aus Stahlblech, dessen Bearbeitungsschema im Bild 18.33b zu sehen ist. In die 8-mm-Bohrung löten wir eine 40 mm lange Lagerhülse von (beispielsweise) 6 mm Innen- und 8 mm Außendurchmesser (vgl. auch Bild 18.34), die sich leichtgängig auf der 65 mm langen Achse von 6 mm Durchmesser drehen läßt. Die Achse hat an beiden Enden Gewinde M6, einmal 15 mm und einmal 10 mm lang, wird bei A mit dem längeren Gewinde in die Montageplatte geschraubt und rückseitig vorläufig mit einer Mutter gekontert; später wird hier noch ein Winkel mit angeschraubt. Die zwei 3-mm-Bohrungen des Pedalwinkels sind rückseitig versenkt; jede nimmt eine Senkschraube M3 auf, die mit einer Mutter festgezogen wird. Zwischen Montageplatte und Pedalwinkel kommt auf die Achse eine Unterlegscheibe, damit der Winkel nirgendwo schleift.

In die Welle des Potentiometers bohren wir, etwa 5 mm vom Gewindeansatz des Gehäuses entfernt, quer ein Loch von 1,5 mm Durchmesser und setzen hier, leicht klemmend, einen 10 mm langen Stift zum Einhängen des Seilzuges ein. Dieser besteht aus drei Teilen und wird entsprechend Bild 18.34 wie folgt verlegt: vom Pedalwinkel zum Potentiometerwellenstift (mit mindestens zwei Umschlingungen um die Welle), von hier über die Seilrolle in U_2 , eine kleine Zugfeder und die Rolle in U_1 wieder zurück zum Pedalwinkel. Als Seilzug

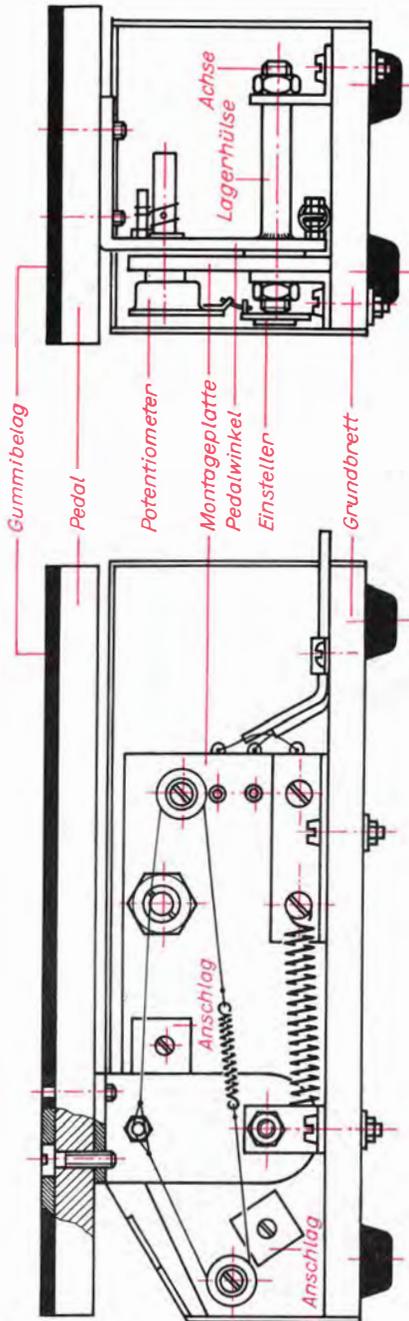


Bild 18.34. Zwei Ansichten des Schwellaufbaus bei durchgetretenem Pedal

selbst eignet sich sehr gut mitteldicke Angelschnur; das Verknoten der richtigen Längen wird sicherlich nicht gleich auf Anhieb gelingen. Wichtig ist hierbei, daß bei Rechtsanschlag des Potentiometers der Pedalwinkel senkrecht steht, so wie das im Bild 18.34 dargestellt ist. Dann schrauben wir auf die Montageplatte zwei Anschläge aus Hartpapier, 15 mm x 15 mm groß und 4 ... 5 mm dick. So verhindern wir das übermäßige Dehnen der Seilzugfeder oder gar die Beschädigung des Potentiometers; im Fuß hat man bekanntlich weit weniger Gefühl als zwischen Daumen und Zeigefinger.

Die Winkel aus Eisenblech zum Anschrauben der Montageplatte auf dem 200 mm x 80 mm großen Grundbrett aus

10 mm dickem Sperrholz fertigen wir entsprechend Tafel 6 nach Norm W_1 (2 Stück) und W_2 entsprechend Tab. S. 283.

Von den sich nur durch e_1 unterscheidenden Winkeln W_1 kommt der gewindelose unter die Kontermutter der Achse auf die Rückseite der Montageplatte. Der andere wird auf das freie Achsende geschraubt und ebenfalls mit einer Mutter gekontert; danach muß sich der Pedalwinkel noch hemmungslos zwischen den Anschlägen schwenken lassen. Winkel W_2 schrauben wir bei B_1 und B_2 mit Schrauben und Muttern M4 an die Montageplatte; die in B_1 sitzende Schraube muß weit genug am Kopfende herausragen, damit hier die Rückholfeder eingehängt werden kann. Diese Schraube wird mit zwei Muttern festgezo-

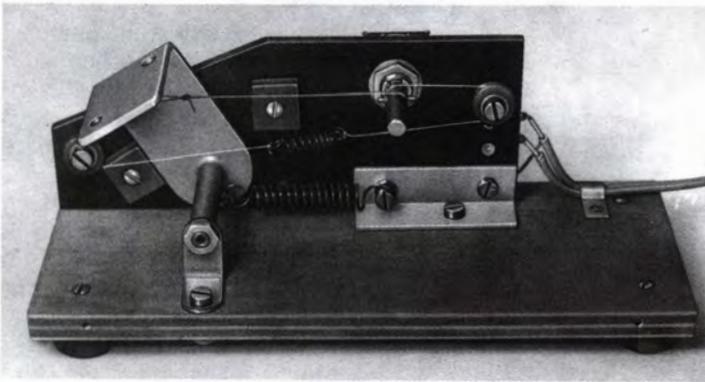


Bild 18.35. Blick in den Lautstärkeschweller ohne Pedal



Bild 18.36. Der fertige Fußschweller

19. Elektrogitarre in zwei Varianten

	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>	<i>e</i> ₁	<i>e</i> ₂	<i>e</i> ₃	<i>f</i> ₁	<i>f</i> ₂	<i>g</i> ₁	<i>g</i> ₂	<i>h</i>
W ₁	21	15	12	1,5	6/M6	4	—	6	7	6	—	—
W ₂	15	15	50	1,5	4	4	4	7	7	20	10	30

gen. Das andere Ende der Rückholfeder greift um den M3-Bolzen des Pedalwinkels unterhalb der Achse; die Federkraft soll mindestens 30, besser 50 N betragen.

Wie die Montageplatte auf das Grundbrett kommt, sehen wir im Bild 18.34. Drei durch das Brett gehende M4-Schrauben mit Unterlegscheiben und Muttern verleihen die notwendige Festigkeit. Um ein Wegrutschen des Schwellers auf dem Fußboden zu verhindern, erhält das Grundbrett vier GummifüÙe. Das Pedal selbst ist aus dem Material des Grundbrettes, ebenso lang und 90 mm breit. Es wird mit zwei Schrauben M4 mit dem Pedalwinkel verbunden und mit einem Belag aus Gummi

beklebt. Nach dem Anlöten der Kabel mit Diodenkupplung Bu und Diodenstecker St (vgl. Bild 18.32 a) kann die erste Funktionsprobe erfolgen: Bei nicht getretenem Pedal darf die an Bu liegende NF-Quelle nur leise oder gar nicht zu hören sein und muß mit dem Durchtreten immer lauter werden. Wir überzeugen uns auch von der Wirksamkeit des Einstellers; bei Rechtsdrehung wird die Grundlautstärke größer. Bild 18.35 zeigt den Innenaufbau des Fußschwellers, für den wir noch ein Gehäuse analog Bild 18.36 bauen. Es kann aus Blech, Sperrholz, Hartpapier oder kupferkaschiertem Halbzeug sein und verleiht unserem Lautstärkepedal ein gediegenes Aussehen.

19. Elektrogitarre in zwei Varianten

Die Gitarre ist ein äußerst beliebtes Volksmusikinstrument geworden und zählt doch zu den ältesten, die wir kennen: Bereits im vierten Jahrtausend vor unserer Zeitrechnung ist dieses Zupfinstrument entstanden; in Europa wurde es jedoch erst im 13. Jahrhundert heimisch. Nur die Elektrogitarre ist ein Kind unserer Tage, bei der die Möglichkeiten der modernen Elektronik für die Tonerzeugung und Klangbildung genutzt werden.

Nach den nicht unerheblichen Anstrengungen beim Bau unserer elektronischen

Orgel mögen die nächsten Seiten sozusagen der Entspannung dienen. Der Aufwand für eine einfache Gitarrenelektronik ist vergleichsweise gering und kann sich — bei Verwendung eines handelsüblichen Tonabnehmers — auf den Einbau einiger RC-Klangfilter beschränken. Da jedoch die meisten Tonabnehmer zu hoch sind und deshalb nicht ohne weiteres unter die Saiten einfacher Gitarren passen — es sei denn, man kann sie im Schalloch weit genug »versenken« —, beginnen wir mit dem Bau eines elektromagnetischen Tonabnehmers.

Vom Fernhörer zum Tonabnehmer

Mit der Überschrift ist das Prinzip schon skizziert: Anstelle der Hörermembran ändert die schwingende *Metallsaite* die Induktivität der Spule und induziert damit in ihr Wechselfspannungen. Das praktische Problem liegt im verfügbaren Raum zwischen gedrückten Saiten und Resonanzkörper, etwa 2 cm vom Steg entfernt; an verschiedenen einfachen Gitarren wurden hier 11 . . . 14 mm gemessen. Damit verbietet sich die Konstruktion »Kern auf Dauerma-

gnet« analog Fernhörer, und wir gehen ebenso wie die Hersteller von Gitarrentonabnehmern zur Konstruktion »Kern zwischen Dauermagneten« über; Bild 19.2 a verdeutlicht das.

Weil die Gitarre sechs Saiten hat . . .

Auf der Grundplatte nach Bild 19.1a aus 1,5 mm dickem Weicheisen liegen links und rechts neben den eingeschraubten und leicht vernieteten sechs Spulenkernen ent-

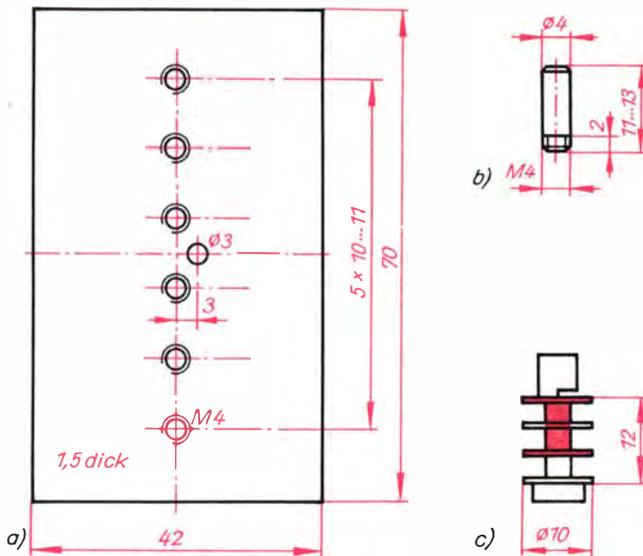


Bild 19.1. Grundplatte (a), Spulenkern (b) und Spulenkörperrohling (c) für den Tonabnehmer

sprechend Bild 19.1b je drei (also wieder sechs) Maniperm-Magnete, wie wir sie aus kleinen Türverschlüssen gewinnen; die Magnete sind 15 mm breit, 22,5 mm lang und 5 mm dick. Der Abstand der Spulenkern auf der Grundplatte richtet sich nach dem Abstand der Saiten unserer Gitarre, gemessen in 2 cm Entfernung vom Steg; er schwankt zwischen 10 und 11 mm. Zwischen den beiden mittleren Kernen ist eine Bohrung für das Einnieten einer Lötöse vorgesehen, deren Fahne zunächst rechtwinklig von der Kernreihe wegzeigt und die nach dem Vernieten senkrecht nach oben gebogen wird. An diese Lötöse kommt später das Abschirmgeflecht des Tonabnehmerkabels.

Mit dem oben erwähnten »Liegen« der Dauermagnete ist das jedoch so eine Sache. Ihre Anordnung ist nämlich dann richtig, wenn sie sich gegenseitig wegschieben. Wir müssen sie deshalb mit Epasol EP 11 ankleben und während der Aushärungszeit gegen seitliches Verrutschen sichern; am einfachsten mit zwei Holzleisten und Gummis. Die richtige Polarität finden wir, indem zunächst alle Magnete mit den großen Flächen übereinandergestapelt werden, und zwar so, daß sie sich gegenseitig anziehen. Wenn wir sie nun einfach

von diesem Stapel herunternehmen und ohne nochmalige Drehung um eine waagerechte Achse auf die Grundplatte setzen, stimmt alles automatisch. Welcher Pol dabei auf der Grundplatte liegt ist nebensächlich; wichtig ist, daß es von jedem Magneten der gleiche ist.

Während die Klebstellen aushärten, wickeln wir die sechs Spulen. Als Spulenkörper eignen sich gut solche aus Polystyrol für HF-Spulen mit drei Kammern und Schraubkern (siehe Bild 19.1c), von denen wir die untere Kammer samt Fuß mit der Laubsäge entfernen und die Trennscheibe zwischen den verbleibenden Kammern herausbrechen. Nach dem Glätten der Trennflächen mit einer feinen Feile können wir dann wickeln, wobei wir den Spulenkörper am Gewindeansatz halten; dieser wird also erst nach dem Wickeln abgesägt. Für die Spulen selbst verwenden wir lackisolierten Kupferdraht von höchstens 0,14 mm Durchmesser (CuL 0,12), sonst wird das Unterbringen der 600 Windungen je Spule problematisch. Wir wickeln alle Spulen gleichsinnig, führen eine Strichliste für je 100 Windungen und sichern das Spulende jeweils mit einem Tropfen Alleskleber. Beim Abisolieren der Spulendrahtenden mit feinem Schmirgelpapier müssen wir

19. Elektrogitarre in zwei Varianten

sehr vorsichtig sein, damit vor allem der Spulenanfang nicht abreißt! Nach dem Verzinnen der abisolierten Enden wird dann noch der Gewindeansatz entfernt. Bevor die nun fertigen Spulen auf die Kerne kommen, streichen wir zur Isolation den Raum zwischen den Magnetreihen, und zwar sowohl die Grundplatte als auch die Seitenflächen der Magnete mindestens zweimal mit Nitrolack.

Für einen festen Sitz der Spulenkörper auf den Kernen sorgt ein Stückchen Gummi in der Spulenöffnung, das mit dem Spulenkörper aufgeschoben wird. Danach verdreht

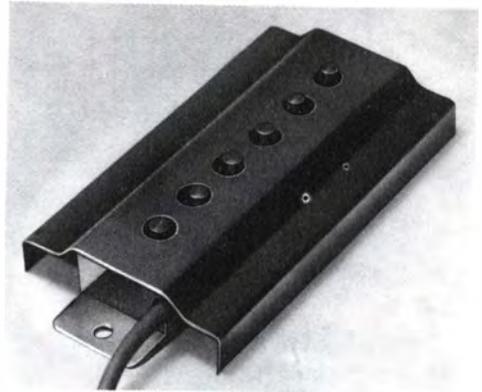


Bild 19.3. Unser Gitarren-Tonabnehmer

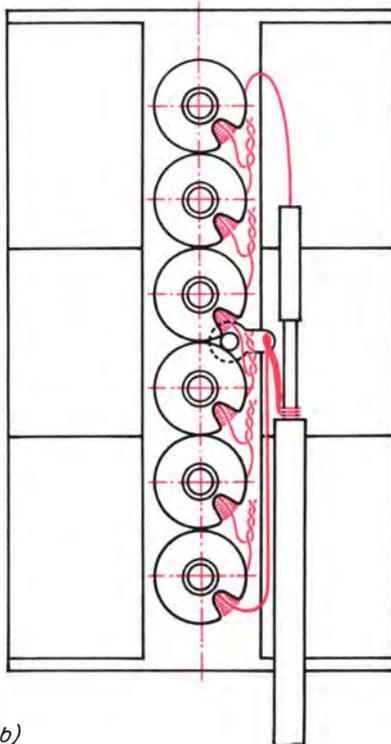
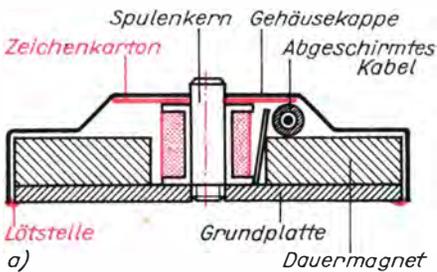


Bild 19.2. Querschnitt (a) und Draufsicht (b) des Tonabnehmers

len wir jeweils das Spulende mit dem Anfang der Nachbarspule, löten die Verbindung, kürzen die Lötstellen auf 5 mm und isolieren mindestens zweimal mit einem Alteskleber. Die Verbindungen dürfen auf keinen Fall elektrischen Kontakt mit der Grundplatte, den Magneten oder der noch aufzusetzenden Kappe bekommen, da diese Teile auf Massepotential liegen. Den elektrischen Aufbau schließen wir mit dem Anlöten eines abgeschirmten Kabels von etwa 1,5 ... 2 m Länge ab, dessen Abschirmung entsprechend Bild 19.2 b an die Lötöse kommt. An die gleiche Stelle führen wir auch den noch freien Anfang der einen Randspule, während das Ende der anderen mit dem Innenleiter des Kabels verbunden wird; ein Stückchen Isolierschlauch deckt die Lötstelle ab. Industrielle Tonabnehmer haben übrigens nicht sechs Einzelspulen, sondern nur eine einzige, langgestreckte, in die aber ebenfalls sechs, meist in der Höhe verstellbare Gewindekerne ragen.

Zum mechanischen Schutz und als Abschirmung biegen wir am besten aus 0,3 ... 0,5 mm dickem Messingblech noch eine Kappe, deren Querschnitt ebenfalls aus Bild 19.2 a ersichtlich ist. Der Rohling ist ein Rechteck von 60 mm x 80 mm mit sechs Bohrungen von 6 mm Durchmesser entsprechend den Spulenabständen. Aluminiumblech und Eisenblech (etwa von Konservendosen) sind diesmal nicht geeignet. Ersteres wegen seiner schlechten Lötbarkeit und letzteres aus »magnetischer« Sicht; es würde bei unserer Konstruktion zu einem magnetischen Kurzschluß der Dau-

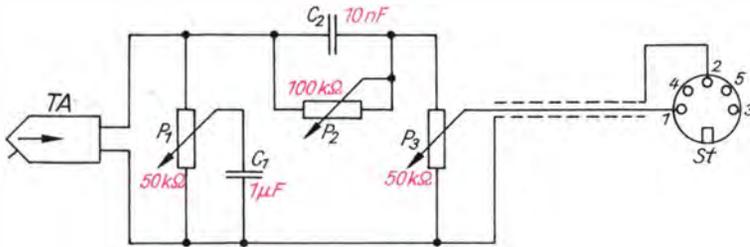


Bild 19.4. Stromlaufplan der Gitarrelektronik I

ermagnete führen. Zum Anschrauben des Tonabnehmers biegen wir noch zwei kleine Winkel aus dem Material der Gehäusekappe, die mit dieser verlötet oder mit EP 11 angeklebt werden; alles Nähere sehen wir im Bild 19.3. Bevor jedoch die auf Hochglanz polierte Messingkappe aufgesetzt wird, kommt vorsichtshalber auf die Spulen noch ein 20 mm × 75 mm großes Stück Zeichenkarton mit 5-mm-Löchern; zum Schluß wird die Gehäusekappe an vier Stellen mit der Grundplatte verlötet.

Natürliche Gitarrenklänge – elektromechanisch erzeugt

Nach dem Befestigen des Tonabnehmers mit zwei kleinen Holzschrauben auf dem Resonanzkörper unserer Gitarre und dem Anlöten eines Diodensteckers an das freie Kabelende (Abschirmung an Stift 2 und Innenleiter an Stift 1) steht der Funktionsprobe nichts mehr im Wege. Sehr gut ist unser Verstärker II mit gedrückter Monotaste als Gitarrenverstärker geeignet, aber als Übergangslösung tut's beispielsweise zunächst auch der NF-Verstärker eines Kofferradios, Anschluß über Diodenbuchse TA oder TB.

Damit hätten wir die einfachste, aber »rechte« *Elektrogitarre* verwirklicht; echt deshalb, weil die Töne elektromechanisch erzeugt werden. Die im Kapitel 5 erwähnte »Elektrogitarre« mit einem Körperschallmikrofon als Tonabnehmer gehört nicht zur Gruppe der *elektromechanischen Musikinstrumente*, da dort die Tonerzeugung rein mechanisch erfolgt; für die elektronische Prüfung herkömmlicher Musikinstrumente ist das Verfahren jedoch bestens geeignet.

Klangfilter als Gitarrelektronik I

Eine richtige Elektrogitarre muß aber das Spiel in verschiedenen Klangfarben ermög-

lichen und deshalb neben dem Tonabnehmer mindestens noch einige Klangfilter enthalten; Bild 19.4 zeigt den Stromlaufplan. C_1 bildet mit dem Innenwiderstand R_{TA} des Tonabnehmers sowie der Parallelschaltung von R_{P1} und R_{P3} einen *Tiefpaß* zur Höhenabsenkung, dessen Wirksamkeit mit P_1 veränderbar ist. Der für die Berechnung von C_1 wesentliche Widerstandswert R ist maßgeblich von R_{TA} abhängig. Wir messen ihn nach der Schaltung im Bild 9.11 bei $f = 1$ kHz und erhalten für unseren selbstgebauten Tonabnehmer rund 400Ω . Das ist, verglichen mit den teilweise um $30 \text{ k}\Omega$ liegenden Innenwiderständen industriell gefertigter Tonabnehmer, ein sehr niedriger Wert, so daß wir R_{P1} und R_{P3} vernachlässigen können.

Für das Ermitteln der Grenzfrequenz des Tiefpasses müssen wir uns nun etwas genauer mit der Stimmung der Gitarre beschäftigen. Zu diesem Zweck ist im Bild 19.5 der wesentliche Teil des Griffbrettes mit den Grundtönen der ungedrückten Saiten und der Halbtonfolge der auf e^1 abgestimmten dünnsten Saite dargestellt. Der tiefste Ton ist demnach E mit $f_E = 82,4$ Hz, einer der höchsten e^2 mit $f_{e^2} = 659$ Hz. Da die Gitarre stark oberwellenhaltige Schwingungen erzeugt, fassen wir als höchste Frequenz die Harmonische 2. Ordnung (vgl. auch Bild 9.5 b) von e^2 , also e^3 mit $f_{e^3} = 1318$ Hz, ins Auge und ermitteln so

eine mittlere Frequenz $f_M = \sqrt{f_E \cdot f_{e^3}}$
 $= \sqrt{82,4 \cdot 1318} \text{ Hz} \approx 330 \text{ Hz}$. Setzen wir diese nun gleich der Grenzfrequenz des

Tiefpasses, ergibt sich $C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R}$
 $= \frac{1 \text{ A}}{2 \cdot \pi \cdot 330 \text{ s}^{-1} \cdot 400 \text{ V}} = \frac{10^{-6}}{0,26 \pi} \text{ F}$
 $\approx 1 \mu\text{F}$.

19. Elektrogitarre in zwei Varianten

Verwenden wir jedoch einen handelsüblichen Tonabnehmer und ermitteln wir als dessen Innenwiderstand $R_{TA} = 30 \text{ k}\Omega$, so setzen wir für P_1 ein Potentiometer von wenigstens $100 \text{ k}\Omega$ ein und berechnen

$$\text{nach } \frac{1}{R} = \frac{1}{R_{TA}} + \frac{1}{R_{P1}} + \frac{1}{R_{P3}}$$

$$= \frac{1}{30 \text{ k}\Omega} + \frac{1}{100 \text{ k}\Omega} + \frac{1}{50 \text{ k}\Omega} = \frac{10 + 3 + 6}{300 \text{ k}\Omega}$$

$$\text{einen Widerstandswert } R = \frac{300 \text{ k}\Omega}{19}$$

$$= 15,8 \text{ k}\Omega.$$

In diesem Fall braucht der Kondensator nur noch eine Kapazität von

$$C_1 = \frac{1 \text{ A}}{2 \cdot \pi \cdot 330 \text{ s}^{-1} \cdot 15,8 \cdot 10^3 \text{ V}} \approx 33 \text{ nF}$$

zu haben.

Im Unterschied zum Tiefpaß ist der *Hochpaß* $C_2 R_{P3}$ zur Tiefenreduzierung nahezu unabhängig vom Widerstand des jeweiligen Tonabnehmers. Für die gleiche Grenzfrequenz berechnen wir hier

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R_{P3}}$$

$$= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 330 \text{ s}^{-1} \cdot 50 \cdot 10^3 \text{ V}} \approx 10 \text{ nF}.$$

Mit P_2 können wir die gewünschte Tiefenbeschneidung und mit P_3 die Lautstärke direkt von der Gitarre aus einstellen.

Die Musterschaltung wurde auf einer der Gitarrenform angepaßten Montageplatte aus doppelseitig kupferkaschiertem Halbzeug mit drei *Knopfpotentiometern* aufgebaut; so läßt sich die gesamte Gitarrenelektronik sehr flach halten. Die zum Resonanzkörper liegende Kupferschicht kommt mit auf Masse, die Oberseite bleibt elektrisch frei, wird auf Hochglanz poliert und mit farblosem Nitrolack gestrichen. Mit einem an die Unterseite gelöteten kleinen Blechwinkel läßt sich die Gitarrenelektronik seitlich am Resonanzkörper, den sog. »Zargen«, befestigen, und zwar wieder mit zwei kleinen Holzschrauben. Bild 19.6 zeigt eine Ansicht der fertigen Gitarrenelektronik mit folgender Potentiometeranordnung von links nach rechts: Höhen (-Absenkung), Tiefen (-Reduzierung) und Lautstärke. Unsere fertige Elektrogitarre I ist im Bild 19.7 zu sehen. Nach erfolgter Funktionskontrolle der Gitarrenelektronik können wir sie nun auch über die Diodenbuchse der elektronischen Orgel vor die Klangeffektschaltung TR (Tre-

molo) und WO (Wow), beide durch den Tieffrequenzgenerator VG gesteuert, schalten. Legen wir dann noch zwischen den Ausgang der jetzt als *Trickverstärker* fungierenden Orgel und den Eingang des Verstärkers II unseren Fußschweller, ist ein durch-

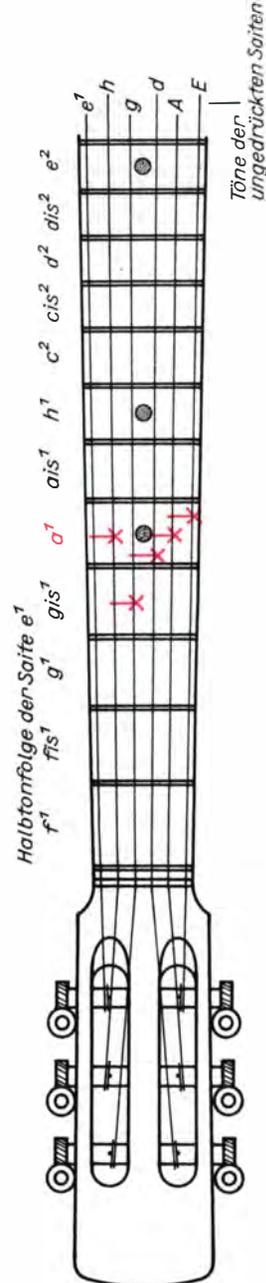


Bild 19.5. Das Griffbrett der E-Gitarre

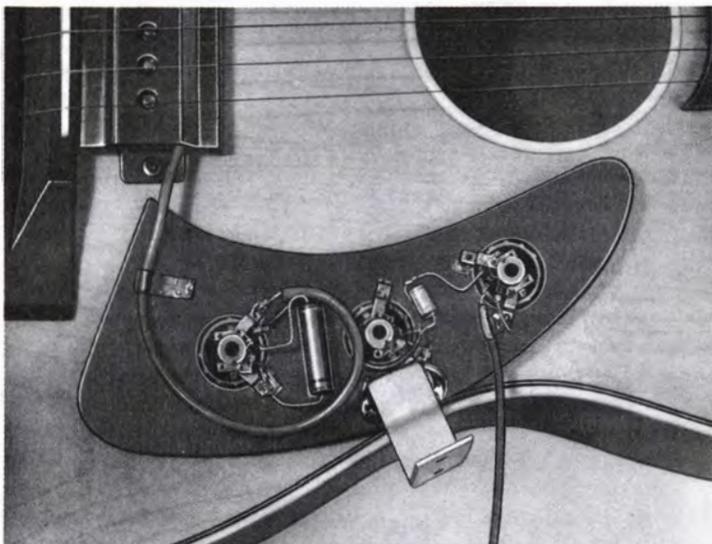


Bild 19.6. Ansicht der Gitarrelektronik I



Bild 19.7. Unsere Elektrogitarre I

aus vielseitiges und abwechslungsreiches Gitarrenspiel möglich.

Wer die Orgel nicht gebaut hat und trotzdem einen Trickverstärker braucht, baut die erwähnten drei Leiterplatten VG (Bild 18.17), TR (18.22) und WO (18.27) analog Bild 18.30 samt Flachbatterien, Schaltern und Potentiometern in ein kleines Gehäuse aus kupferkaschiertem Halbzeug.

Das Mischpult auf der Gitarre

Unsere Elektrogitarre I erlaubt eine durchaus vielseitige Spielweise. Für moderne Musik sind jedoch darüber hinaus weitere Klangeffekte wünschenswert, die nun beim Bau unserer *Gitarrelektronik II* berücksichtigt werden sollen.

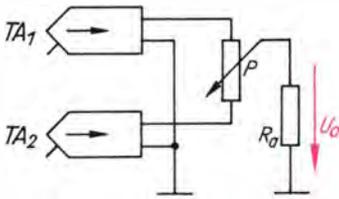


Bild 19.8. Mischeinrichtung für zwei Tonabnehmerspannungen

Mixtur der Tonabnehmerspannungen

Bereits die Lage des Tonabnehmers hat Einfluß auf das Klangbild, da der Oberwellenanteil der abgegriffenen Tonspannung am Steg viel größer als am Griffbrett ist. Wir werden deshalb zwei gleiche Tonabnehmer vorsehen, deren Spannungen entsprechend Bild 19.8 mit einem Potentiometer P beliebig mischbar sind; R_0 ist der Eingangswiderstand des nachfolgenden Verstärkers. Die Ausgangsspannung U_a soll beim Verstellen des Potentiometerabgriffes möglichst konstant bleiben und am Anschlag nahezu nur die Spannung des einen Tonab-

nehmers sein, während die des anderen auf (beispielsweise) ein Fünffzigstel herabzusetzen ist. Deshalb muß R_P etwa fünfzigmal so groß wie R_{TA} sein. Bei industriellen Tonabnehmern mit $R_{TA} = 30\text{ k}\Omega$ wäre ein Potentiometer im $M\Omega$ -Bereich erforderlich, und R_0 müßte noch hochohmiger sein; die ganze Schaltung wäre dann sehr brummempfindlich. Darum ist es vorteilhafter, das Potentiometer über zwei Impedanzwandler an die Tonabnehmer anzuschließen, so wie das aus Bild 19.9 ersichtlich ist. Der angeschlossene Verstärker ist analog der Eingangsstufe des Meßverstärkers unseres NF-Meßgerätes aufgebaut (vgl. Bilder 9.2 und 9.3); dort sind auch die Berechnungsgrundlagen erläutert. Als Spannungsquelle ist eine Flachbatterie vorgesehen; die Transistoren sollten Stromverstärkungen um 100 haben.

Im Bild 19.10 ist der Übersichtsschaltplan der vollständigen Gitarrenelektronik II dargestellt, die neben den bereits erwähnten Schaltungen zwei Verzerrer und eine Klangauswahlschaltung enthält; die Ausgangsspannungen der Verzerrer sind untereinander

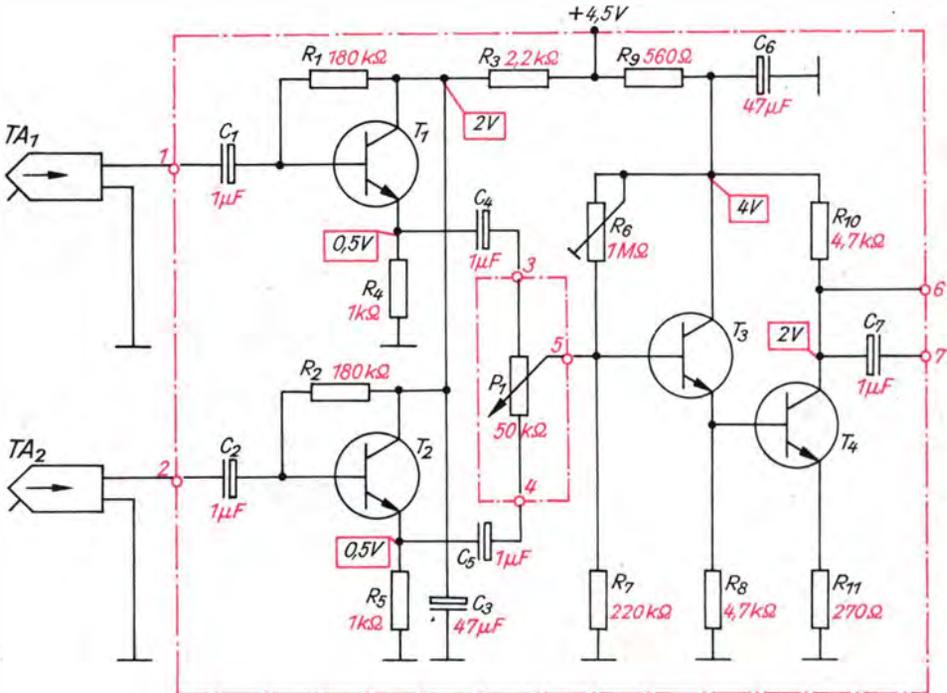


Bild 19.9. Stromlaufplan der Mischeinrichtung für zwei Tonabnehmer und Vorverstärker ($T_1 \dots T_4$: SC 237)

der und mit dem direkten Signal des Vorverstärkers beliebig mischbar.

Harte Beatklänge erfordern Tonverzerrungen

Bild 19.11 enthält den Stromlaufplan einer Schaltung, die unter dem Namen *Fuzz-Effekt-Verzerrer* bekannt geworden ist. Die Bezeichnung ist mit viel Phantasie von der Wirkungsweise abgeleitet: Fuzz (engl.) bedeutet »Fussel« oder »zerfasern«. So wie die Fussel nur noch ein Rest des ursprünglichen Fadens ist, kann mit dieser Schaltung der ursprüngliche Gitarrenklang bis fast zur Unkenntlichkeit verzerrt werden – vom hohen »Zirpen« bis zum tiefen »Schnarrén«. Die erste Stufe mit T_5 sorgt für eine ausreichende Verstärkung und steuert den *Begrenzerverstärker* mit T_6 an. Vom Grundaufbau handelt es sich ebenfalls um einen Verstärker in Emitterschaltung; neu ist lediglich Diode D_1 am Verstärkereingang. Sie ist der Basis-Emitter-Strecke von T_6 antiparallel geschaltet und bildet mit dieser den *Diodebegrenzer*.

Mit einem Experiment nach Bild 19.12 a verschaffen wir uns zunächst Klarheit über die Funktion dieser neuen Teilschaltung. Zwischen $U_E = 0,5\text{ V}$ und 1 V verändern wir die Eingangsspannung in Schritten von $0,1\text{ V}$ und messen jeweils die dazugehörige Ausgangsspannung U_A von $U_E = 0$ bis $1,5\text{ V}$. Dann polen wir Batterie und Spannungsmesser um und messen noch einmal; U_E und U_A sind jetzt im Vergleich zur ersten Meßreihe negativ. Das Ergebnis ist die Übertragungskennlinie, wie sie aus Bild 19.12 b ersichtlich ist. Auf der Grundlage unserer bisherigen Kenntnisse (vgl. Bilder 3.3 und 3.11) können wir damit die Begrenzerwirkung für Wechselspannungen mit einer Amplitude über $0,7\text{ V}$ erklären. Je größer die Wechselspannung ist, um so mehr nähert sich die amplitudenbegrenzte Ausgangsspannung der idealen Rechteckform. Diese nichtlineare Verzerrung des gesamten Tongemisches ist nichts anderes als eine sonst höchst unerwünschte, extreme Steigerung des Klirrfaktors.

Am Ausgang des Begrenzerverstärkers liegen ein *Hochpaßfilter* $C_{12}R_{18}$ und ein *Tiefpaßfilter* $R_{19}C_{13}$ parallel, deren Ausgangsspannungen mit P_2 beliebig mischbar sind. Die Grenzfrequenzen der beiden Filter wur-

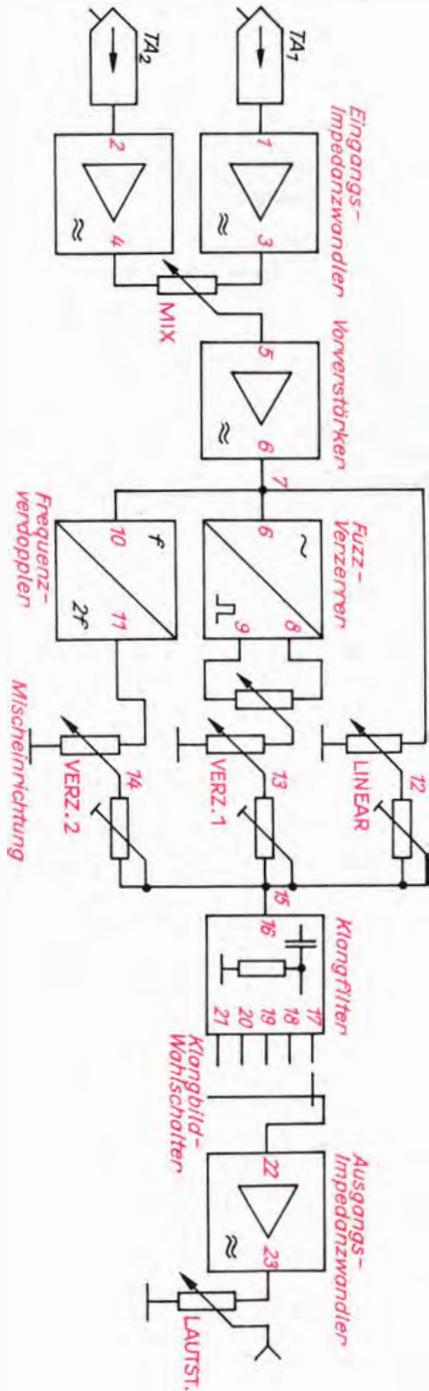


Bild 19.10. Übersichtsschaltplan der Gitarrenelektronik II

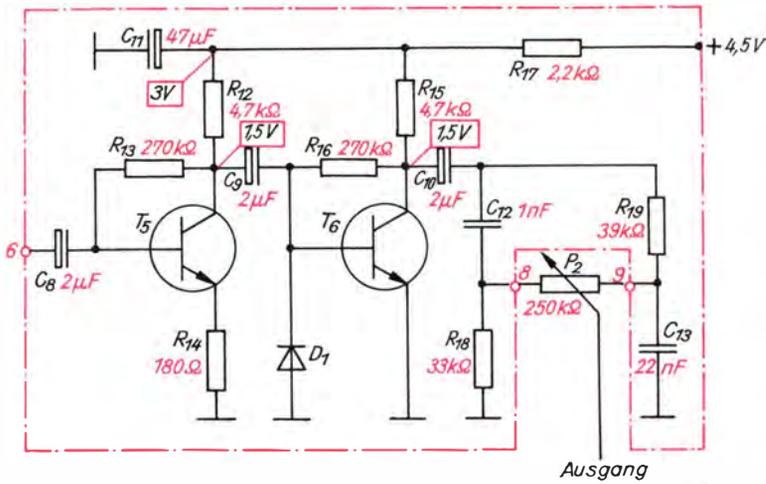


Bild 19.11. Stromlaufplan des Fuzz-Effekt-Verzerrers (D_1 : SAY 32, T_5 und T_6 : SC 236)

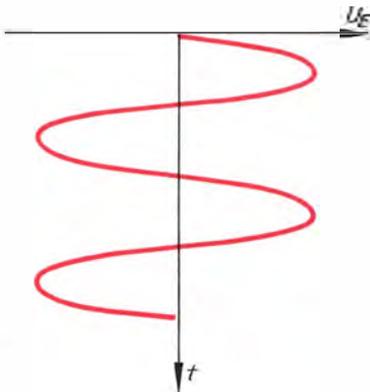
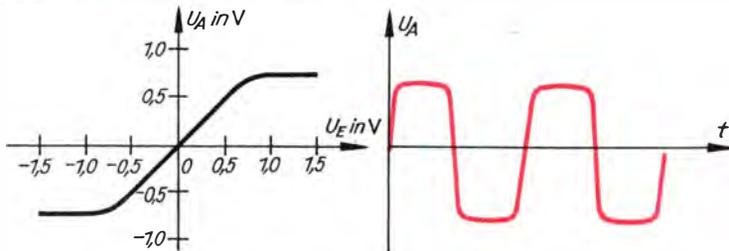
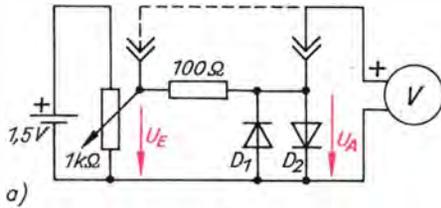


Bild 19.12. Zur Wirkungsweise des Diodenbegrenzers: a) Schaltung zur Kennlinienaufnahme (D_1 und D_2 : SAY 32), b) Übertragungskennlinie mit Eingangswechselspannung U_E und amplitudenbegrenzter Ausgangsspannung U_A

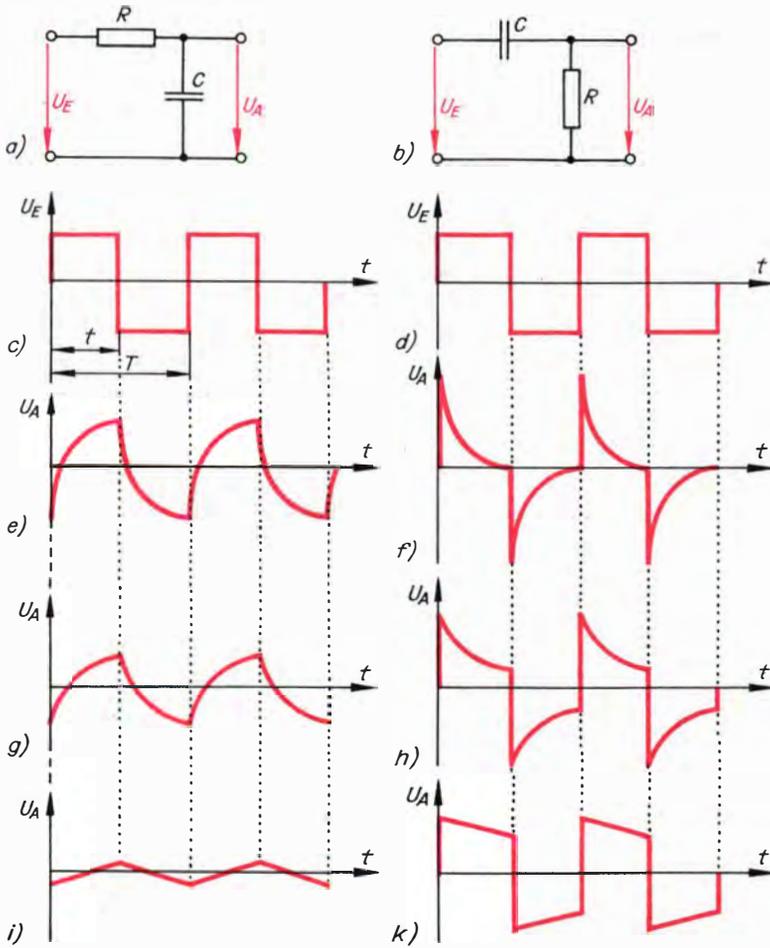


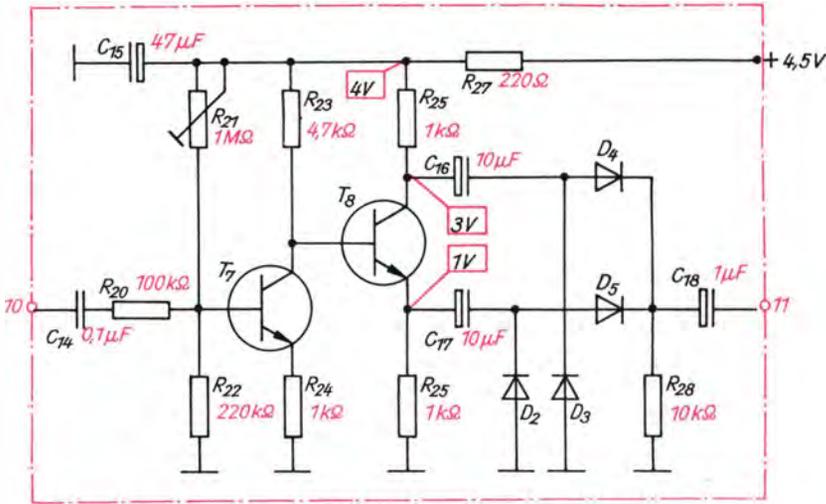
Bild 19.13. Impulsformung durch RC-Glieder: a) RC-Tiefpaß, b) RC-Hochpaß, c) und d) Eingangsspannung, e) und f) Ausgangsspannung

für $\tau < \frac{T}{2}$, g) und h) Ausgangsspannung für $\tau = \frac{T}{2}$, i) und k) Ausgangsspannung für $\tau > \frac{T}{2}$

den so gewählt, daß sie sich jeweils um den Faktor 5 von der 1-kHz-Mittelfrequenz unterscheiden, also $f_{TP} = 200 \text{ Hz}$ und $f_{HP} = 5 \text{ kHz}$. Wegen des Betriebes dieser Filter mit Rechteckspannungen sind jedoch deren *Zeitkonstanten* $\tau = R \cdot C$ für die Impulsverformungen wesentlicher. Ist nämlich die halbe Periodendauer $t = \frac{T}{2}$ der am Tiefpaß anliegenden Spannung gleich dessen Zeitkonstanten $\tau_{TP} = 39 \text{ k}\Omega \cdot 22 \text{ nF} \approx 0,8 \text{ ms}$, so beträgt die Amplitude der verformten Spannung nur noch $U_E - 0,37 U_E = 0,63 U_E$. Das gilt für eine

Frequenz von $f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2\tau} = 600 \text{ Hz}$ und ist im Bild 19.13 g dargestellt. Ist t beträchtlich größer als τ , so nähert sich die Ausgangsspannung des Tiefpaßfilters immer mehr der Eingangsspannung; für $t = 5 \tau \approx 4 \text{ ms}$ ($f \approx 120 \text{ Hz}$) ist das aus Bild 19.13e ersichtlich. Wird dagegen t merklich kleiner als τ , so ändert sich die Kondensatorspannung in dieser Zeit immer weniger. Bild 19.13 i zeigt diesen Sachverhalt für $t = \frac{1}{5} \tau \approx 0,16 \text{ ms}$ bzw. $f \approx 3 \text{ kHz}$.

Die Wirkung des Hochpaßfilters auf die



a)

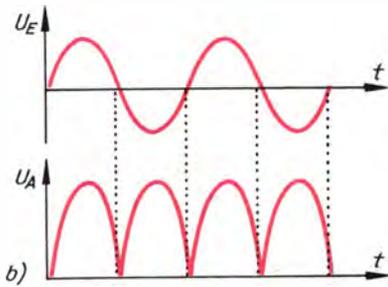


Bild 19.14. Frequenzverdopplerschaltung:
a) Stromlaufplan (D₂ . . . D₅ : GA 100, T₇ und T₈ : SC 236), b) zeitlicher Verlauf der Ausgangsspannung U_A bei sinusförmiger Eingangsspannung U_E

Rechteckspannungen der verschiedenen Frequenzbereiche geht aus den Bildern 19.13 f, h und k hervor. Die Zeitkonstante beträgt hier

$$\tau_{HP} = 33 \text{ k}\Omega \cdot 1 \text{ nF} = 0,033 \text{ ms, so da\ss wir f\ur den Fall } t = \tau \text{ eine Frequenz von } f = \frac{1}{2 \tau}$$

$\approx 15 \text{ kHz}$ berechnen; die entsprechende Impulsform sehen wir im Bild 19.13 h. Bei $t = 5\tau \approx 0,16 \text{ ms}$ ($f \approx 3 \text{ kHz}$) ergibt sich ein Verlauf nach Bild 19.13 f und bei $t = \frac{1}{5} \tau$

$= 6,6 \mu\text{s}$ ($f \approx 76 \text{ kHz}$; im speziellen Fall weit oberhalb des Tonfrequenzbereiches, also uninteressant) nach Bild 19.13 k. Die Basiswiderstände R₁₃ und R₁₆ sind für Stromverstärkungen um 100 ausgelegt.

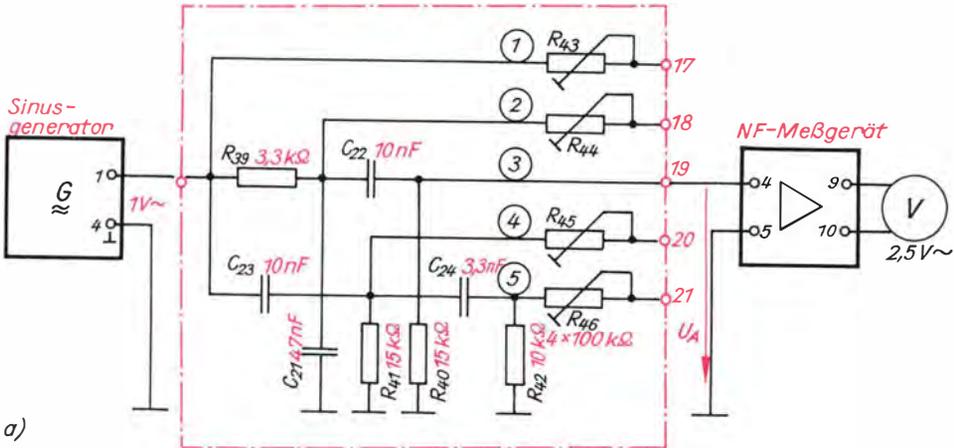
Zusatztliche Oberwellen durch Frequenzverdopplung

Den Stromlaufplan des Frequenzverdopplers sehen wir im Bild 19.14 a. Diese Schaltung soll die Grundfrequenz um eine Oktave heraufsetzen, aber das funktioniert nur bei rein sinusförmiger Eingangsspannung. Da die Gitarre jedoch bereits oberwellenhaltige Schwingungen erzeugt, kommt es zu keiner echten Verdopplung, sondern vielmehr zu einer starken Betonung der Harmonischen 2. Ordnung.

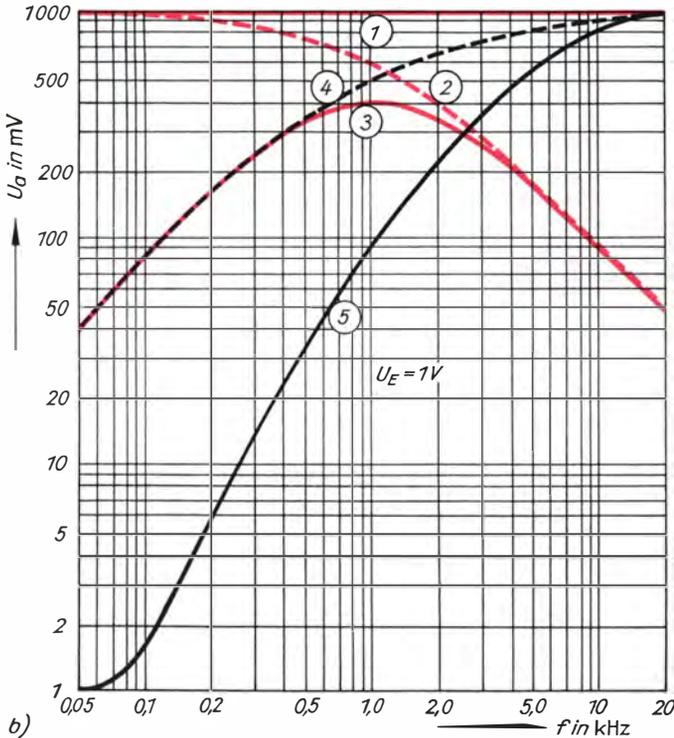
An eine übliche Verstärkerstufe mit T₇ in Emitterschaltung schließt sich eine Stufe mit T₈ an, die eine Kombination aus Emittter- und Kollektorschaltung darstellt und die wir in ähnlicher Form bereits beim Bau des Wienbruckengenerators (vgl. T₃ im Bild 7.6 und zugehörigen Text) eingesetzt haben. Während über C₁₇ am Emittter eine zur Eingangsspannung von T₈ phasengleiche Wechselspannung abgenommen wird, ist die über C₁₆ am Kollektor abgegriffene dazu um 180° phasenverschoben. Erreicht also die eine gerade ihren positiven Höchstwert, durchläuft die andere ihren negativen. Zwischen den Minusbelagen von C₁₆ und C₁₇ steht damit eine Wechselspannung gleicher Frequenz, aber doppelter Amplitude als zwischen den Kondensatoren und Masse für die folgende Gleichrichterschaltung mit D₃ . . . D₆ zur Verfügung. Wenn wir diese im Vergleich mit den Darstellungen nach Bild 3.4 g bzw. 5.15 c zeichnerisch et-

was anders anordnen, fällt das Erkennen des Zweiweggleichrichters – hier allerdings ohne den die Spannung glättenden Ladekondensator – sicherlich nicht mehr schwer. Und auch die Wirkungsweise müßte damit klar sein: Aus einer sinusförmigen

Eingangsspannung U_E wird durch Zweiweggleichrichtung eine pulsierende Gleichspannung U_A gewonnen, deren Gleichspannungsanteil C_{18} vom Ausgang fernhält. Die Ausgangsspannung ist selbst bei sinusförmiger Eingangsspannung



a)



b)

Bild 19.15. Klangfilterkombination: a) Schaltung zur Aufnahme der Durchlaßkennlinien, b) Kennlinienverlauf der einzelnen RC-Filter

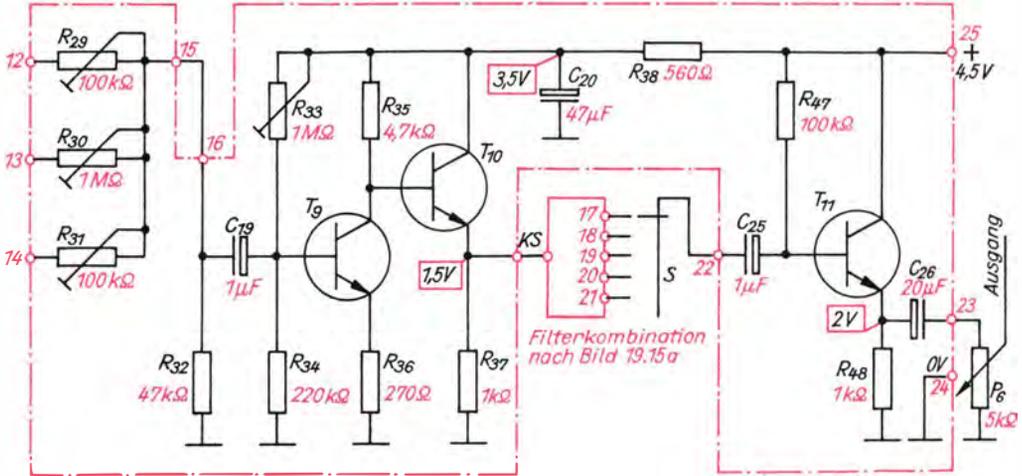


Bild 19.16. Stromlaufplan des Verstärkers mit Klangfilter (T₉ . . . T₁₁ : SC 236)

nung nicht mehr harmonisch, so daß es neben der Frequenzverdopplung auch zu einer Verzerrung der Tonspannung kommt (vgl. Bild 19.14 b).

Mit dem Potentiometer zum Mischen der Tonabnehmerspannungen, dem Lautstärkepotentiometer und den Potentiometern zum Mischen des Fuzz-Klages sowie des direkten Signals mit den Signalen der beiden Verzerrer sind bereits sechs kontinuierlich einzustellende Bedienelemente vorhanden, so daß im Unterschied zur Gitarrenelektronik I diesmal auf eine kontinuierliche Höhen- und Tiefeneinstellung verzichtet wird.

Klangbildauswahl

Wirkung und Berechnungsgrundlagen von RC-Filtern sind uns bekannt, so daß wir von folgenden Überlegungen ausgehen:

- Schalterstellung 1: Tonsignal ohne Klangbeeinflussung
- Schalterstellung 2: Tiefpaßfilter für Höhenabsenkung ($C = 47 \text{ nF}$, Grenzfrequenz $f = 1 \text{ kHz}$)
- Schalterstellung 3: Bandpaßfilter für Höhen- und Tiefenabsenkung (Tiefenpaß entsprechend 2 und Hochpaß mit $C = 10 \text{ nF}$, $f = 1 \text{ kHz}$)

Schalterstellung 4: Hochpaßfilter für Tiefenabsenkung (entsprechend 3)

Schalterstellung 5: Hochpaßfilterkombination für starke Tiefenabsenkung (Reihenschaltung eines Hochpasses entsprechend 4 und eines mit $C = 3,3 \text{ nF}$, $f = 5 \text{ kHz}$).

Wir ermitteln für (2) $R = 3,3 \text{ k}\Omega$, für (3) $R = 15 \text{ k}\Omega$ und für (5) $R = 10 \text{ k}\Omega$; Bild 19.15 a zeigt die vollständige Filterschaltung mit unserem Sinus-Rechteck-Generator als Spannungsquelle und dem NF-Meßgerät zur Aufnahme der Filterdurchlaßkennlinien. Die Einsteller werden zunächst alle auf Null gestellt; über den Verlauf der Filterkennlinien gibt Bild 19.15 b Auskunft. Wir erkennen, daß beim Umschalten von einem beliebigen Filter auf das Bandpaßfilter (Kurve 3) die Maximalspannung um mehr als die Hälfte zurückgeht. Das würde sich während des Spiels in einem Lautstärkeverlust bemerkbar machen, und deshalb liegt in allen anderen Zweigen je ein Einsteller zum Herabsetzen der Ausgangsspannung. Zum Ausgleich dieses Spannungsverlustes werden vor das Klangfilter entsprechend Bild 19.16 eine Verstärkerstufe T₉ und zur Anpassung eine Impedanzwandlerstufe T₁₀ geschaltet. Am Ausgang liegt ebenfalls

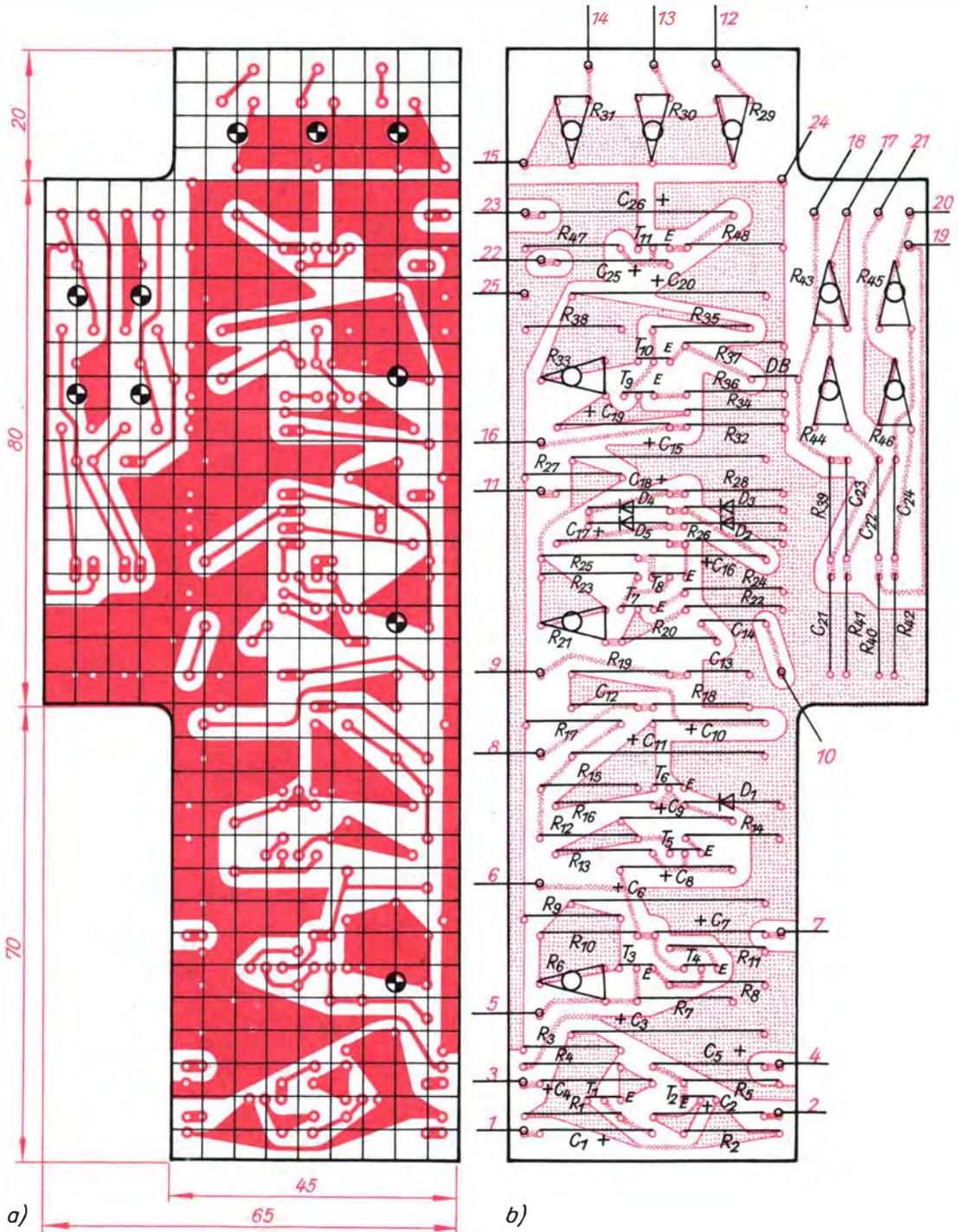


Bild 19.17. Leitungsführung (a) und Bestückungsplan (b) für die Leiterplatte der Gitarrenelektronik GE

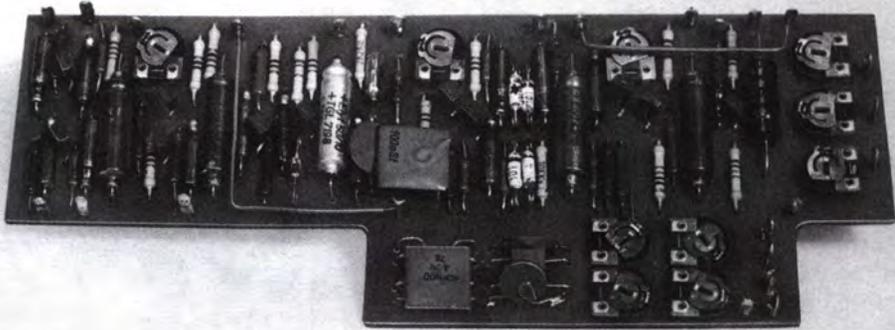


Bild 19.18. Ansicht der Leiterplatte für die Gitarrelektronik

eine Impedanzwandlerstufe T_{11} , damit das vom Lautstärkepotentiometer P_6 wegführende Gitarrenkabel nicht allzu brummempfindlich wird; trotzdem müssen wir dafür abgeschirmtes Kabel verwenden.

schaltungen auf dem Experimentierbrett bzw. dem Experimentiergerät »einfahren«, ehe wir sie dann der Reihe nach auf die Platine übertragen. Das geht schneller, als auf der vollständig bestückten Leiterplatte ein fehlerhaftes Bauelement zu suchen! Im Bild 19.18 sehen wir eine Ansicht der fertigen Leiterplatte.

Wir bauen die Gitarrelektronik II

Vor dem Bestücken der Leiterplatte nach Bild 19.17 sollten wir die einzelnen Teil-

Abgleich der Teilschaltungen

1. Einstellen der Gleichstrom-Arbeitspunkte mit R_6 , R_{21} und R_{33} entsprechend

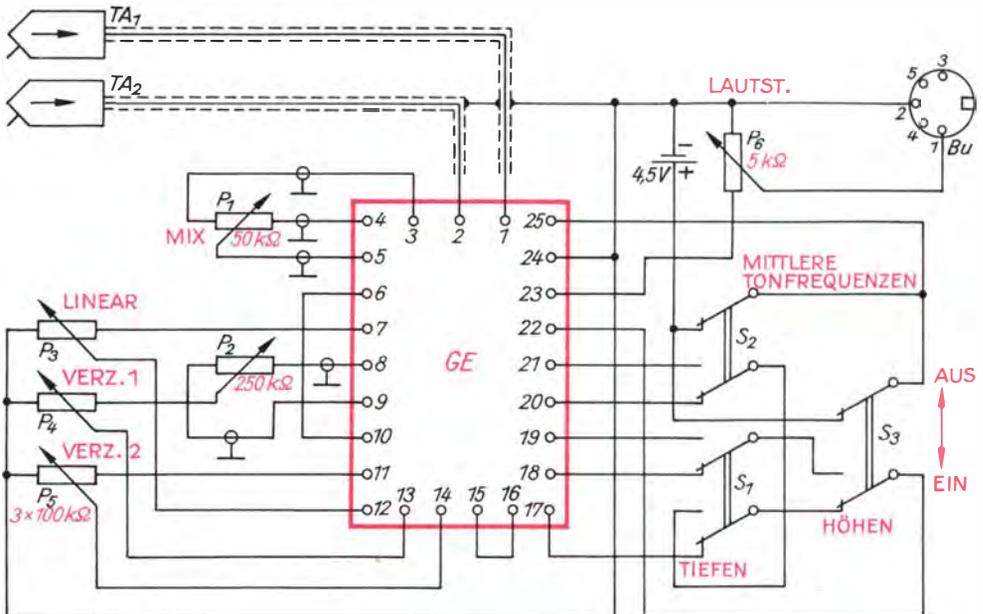


Bild 19.19. Die Schaltung unserer Gitarrelektronik II

den Spannungsangaben in den einzelnen Teil-Stromlaufplänen. Die Stromaufnahme darf 10 mA nicht übersteigen; in der Musterschaltung betrug sie 7,5 mA.

2. Filterabgleich mit angeschlossenen Verstärker und Ausgangsimpedanzwandler. Die Signaleinspeisung erfolgt vom Tongenerator über Lötöse 16 (und Masse), an Lötöse 23 wird unser NF-Meßgerät angeschlossen. Wir wählen bei 1 kHz die Tongeneratorspannung so, daß bei Verbindung der Lötösen 19 und 22 am Ausgang 200 mV meßbar sind. Dann stellen wir bei unveränderter Generatorspannung jeweils die gleiche Ausgangsspannung mit den Einstellern ein, und zwar bei Verbindung von Lötöse 22 und 17 mit R_{43} bei 1 kHz, 22 und 18 mit R_{44} bei 100 Hz, 22 und 20 mit R_{45} bei 10 kHz und schließlich 22 und 21 mit R_{46} bei 10 kHz.

3. Abgleich der Vorwiderstände der Mischeinrichtung. Dazu verbinden wir jeweils Lötöse 3 mit 5, 6 mit 10; 15 mit 16 und 17 mit 22. Über Lötöse 1 führen wir bei 200 Hz 30 mV vom Tongenerator zu, an Lötöse 23 liegt, wie gehabt, das NF-Meßgerät; wir stellen wieder auf 200 mV ein. Zur Verbindung der jeweiligen Signalquelle unserer Elektronik mit dem dazugehörigen Einsteller verwenden wir ein kurzes Stückchen Schaltdraht und legen von der Verbindungsstelle nach Masse als »Potentiometerersatz« je einen 100-k Ω -Widerstand.

3.1. Direktsignal vom Vorverstärker (*Lilinear*): Verbindung der Lötösen 7 und 12, Einstellung mit R_{29}

3.2. Signal vom Fuzz-Effekt-Verzerrer (*Verzerrer 1*): Verbindung der Lötösen 9 und 13, Einstellung mit R_{30}

3.3. Signal vom Frequenzverdoppler (*Verzerrer 2*): Verbindung der Lötösen 11 und 14, Einstellung mit R_{31} .

Die Gitarre bestimmt den Elektronikaufbau

Nicht jede einfache Gitarre ist für den nachträglichen Einbau der recht umfangreichen Elektronik geeignet; das Muster wurde auf einer *Plektrumgitarre* aufgebaut. Ihren Namen verdankt sie dem zum Anreißen der Saiten dienenden Plättchen, dem *Plektrum* (lat.) oder *Plektron* (griech.); mitunter wird diese Gitarre auch als *Schlaggitarre* bezeichnet. Da Form und Größe der Resonanzkörper sowie die verfügbare Höhe zwi-

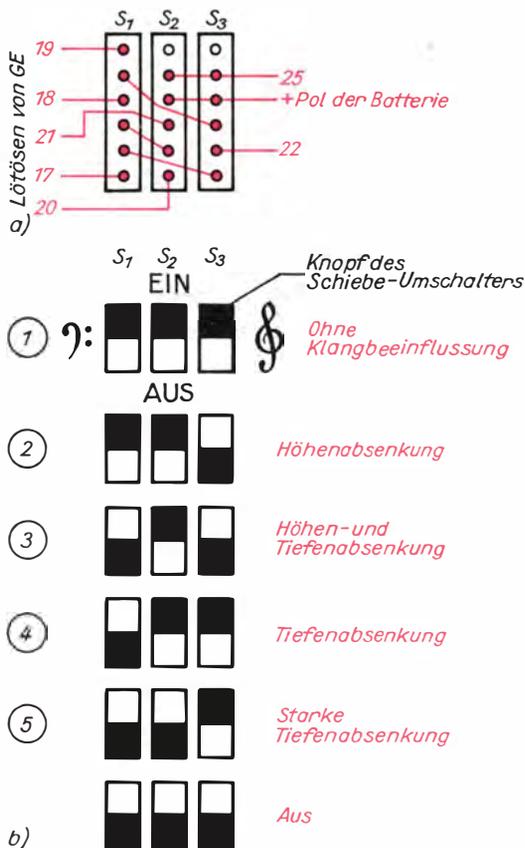


Bild 19.20. Übersichtliche Klangbildauswahl mit drei Einzelschaltern: a) Verdrahtung und Anschluß der zweipoligen Schiebeschalter, b) die Schalterstellungen entsprechen prinzipiell den Kennlinienverläufen nach Bild 19.15b

schen Decke und Saiten recht unterschiedlich sein können, wird auf die Angabe konkreter Maße verzichtet; Ausgangspunkt der speziellen Konstruktion ist in jedem Fall die eigene Gitarre. Neben rein funktionellen Gesichtspunkten – beim Spielen darf einerseits kein Schalter- oder Potentiometerknopf stören, muß aber andererseits auch schnell erreichbar sein – sollten wir ästhetische nicht ganz vergessen. Die äußere Form des Elektronikgehäuses und der Resonanzkörper müssen zueinander passen. Als Anregung mag Bild 19.24 dienen, auf dem die bereits fertige Elektrogitarre II des Autors zu sehen ist.

Die Montageplatte ist wieder aus 1,5 mm dickem, einseitig kaschierendem Leiterplatten-

19. Elektrogitarre in zwei Varianten

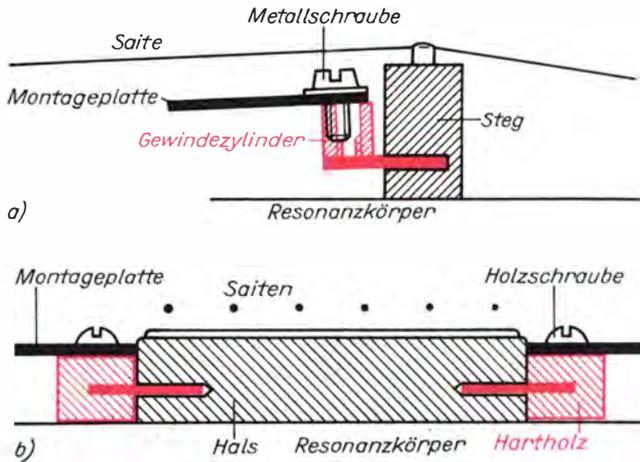


Bild 19.21. Zur Befestigung des Elektronikgehäuses auf der Gitarre: a) Gewindezylinder am Steg, b) verstiftete Hölzer am Hals

material, die Seitenwände sind größtenteils aus Konservendosenblech, aber teilweise auch aus stärkerem Eisenblech und mit der Kupferschicht verlötet. Alle Bauteile, deren Schaltung zur Gitarrelektronik II aus Bild 19.19 ersichtlich ist, werden (bis auf die Ausgangsdiodenbuchse Bu) an der Montageplatte befestigt; die Buchse sitzt an dem Seitenwandstück aus dickerem Blech. Damit die Potentiometerknöpfe nicht mehr als unbedingt notwendig von der Montageplatte abstehen, schrauben wir diesmal vor dem Einsetzen eine erste Mutter auf den Gewindesatz der Potentiometergehäuse; so schließt dann nach dem Anschrauben mit einer zweiten Mutter das Gewindestück

mit der Außenmutter bündig ab. Weiter verwenden wir spezielle Drehknöpfe, die nach dem Kürzen der Potentiometerachsen auf 8 mm bis fast herab auf die Außenmutter reichen; je nach Knopfart muß die Achse u. U. abgeflacht werden. Für die Tonabnehmer sägen wir passende Rechtecke in die Montageplatte, so daß die Abnehmer ähnlich den Potentiometern eingesetzt und mit je zwei Schrauben und Muttern M3 an die Montageplatte geschraubt werden können. Zum Festklemmen der Leiterplatte löten wir drei kleine Winkel aus Federmessing auf die Kupferschicht der Montageplatte.

Im Gegensatz zu den Bildern 19.10 und 19.16 sind im Bild 19.19 drei zweipolige



Bild 19.22. So sieht die vollständige Gitarrelektronik II aus

Umschalter für die Klangbildauswahl vorgesehen. Diese Variante wurde gewählt, weil Schiebeumschalter einmal in flacheren Ausführungen als die üblichen Gehäuse-(Dreh-)Umschalter produziert werden und zum anderen so auch eine optisch eindeutig erkennbare Klangbildauswahl möglich

wird. Den Verdrahtungsplan der nebeneinander anzuordnenden Schalter sehen wir im Bild 19.20 a (Ansicht von unten), aus Bild 19.20 b sind die entsprechend unserer Überlegungen auf S. 295 notwendigen fünf Schaltstellungen ersichtlich; die eingekreisten Zahlen stimmen mit denen des Bildes



Bild 19.23. Die Gitarrenelektronik, v von der Seite gesehen

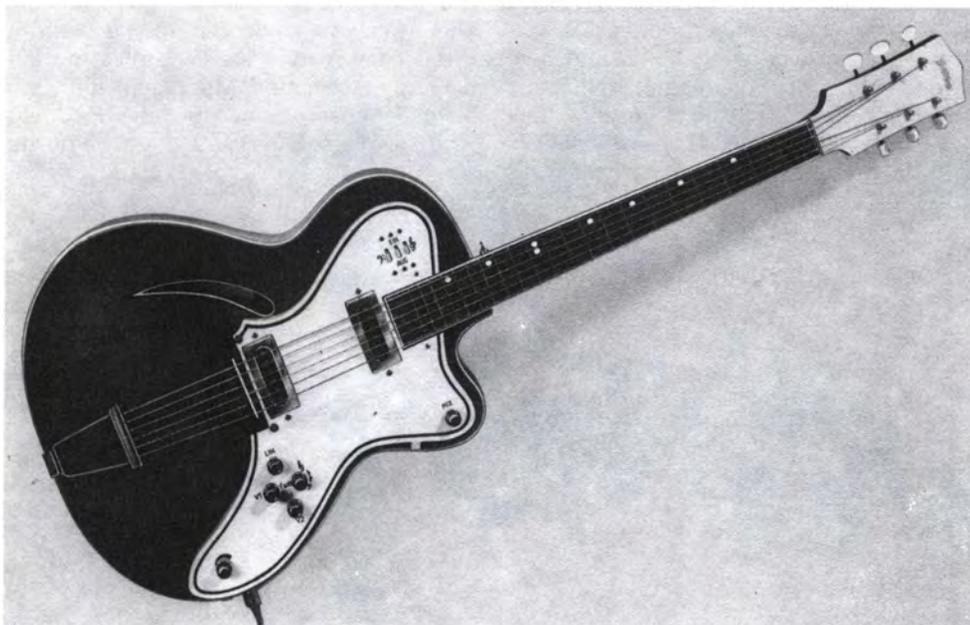


Bild 19.24. Ansicht der Elektrogitarre II

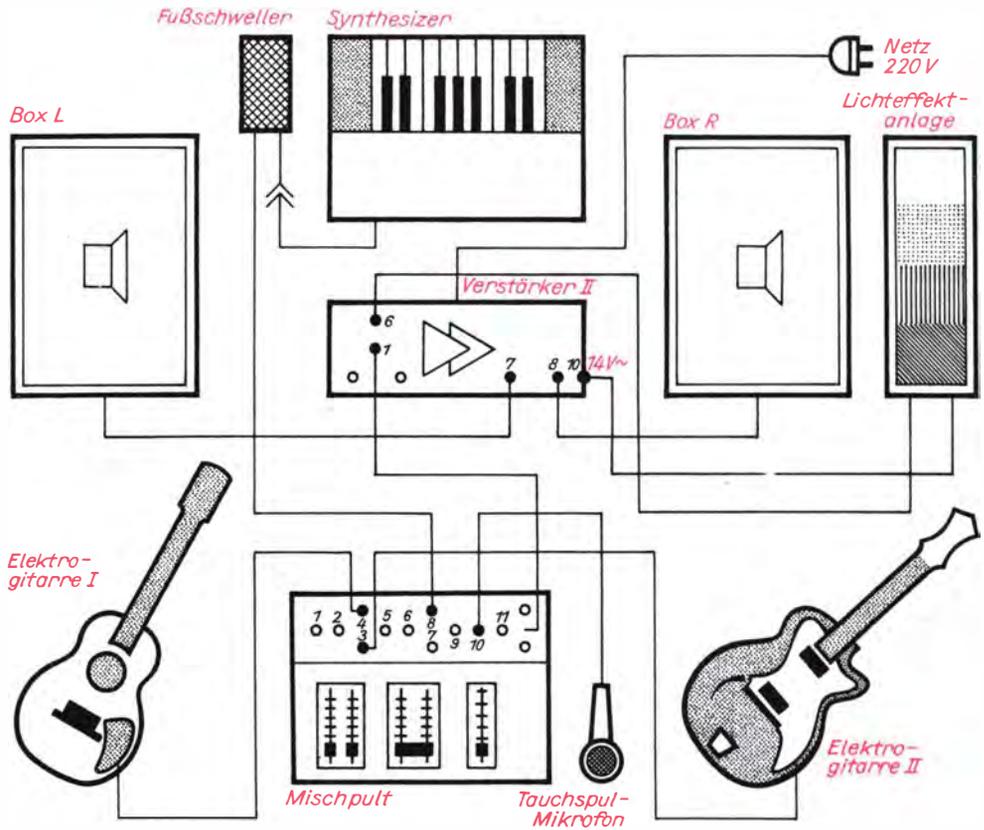


Bild 19.25. Die Schaltung unserer Hausmusikanlage

19.15 überein. Denken wir uns nun die schwarz dargestellten Schalterknöpfe durch eine Linie miteinander verbunden, so nimmt diese etwa den Verlauf der entsprechenden Durchlaßkurve nach Bild 19.15 b an. In der letzten Schalterstellung wird mittels S_2 und S_3 die Spannung der Flachbatterie von der Leiterplatte abgeklemmt und damit die gesamte Elektronik ausgeschaltet.

Zum ordentlichen Befestigen des Elektronikgehäuses ist es ratsam, lieber etwas länger zu überlegen, als voreilig zur Bohrmaschine zu greifen. Als günstige Stellen bieten sich der Steg, die Seitenflächen des auf dem Resonanzkörper endenden Halses sowie die Zargen (Seitenwand des Resonanzkörpers) an; im Bild 19.21 sind einige Möglichkeiten angedeutet. Am Steg stecken zwei Metallzylinder mit Innengewinde, an die kleine Stifte aus Fahrradspeichenmaterial angelötet sind. Mit je zwei Stiften aus dem gleichen Material kommen zwei Hart-

holzstückchen an den Hals, und für die Zargenbefestigung biegen wir passende Blechwinkel. Den Abschluß der mechanischen Vorfertigung bildet das Fach für die Flachbatterie, die natürlich leicht auswechselbar sein muß. Ihr Minuskontakt kommt direkt auf die Gehäusemasse, während für den Pluskontakt ein kleines Konservendosenblechstück isoliert auf die Gehäuseseitenwand geklebt wird; ein verschiebbarer Deckel hält die Batterie in ihrem Fach. Paßt alles, bauen wir die Einzelteile wieder aus, säubern die inneren Metallflächen des Gehäuses mit Spiritus und streichen sie bis auf die Kontaktfläche für den Minuspol der Batterie mit Elektroisierlack. Dann wird die Oberfläche der Montageplatte zur besseren Haftfähigkeit der Farbe mit feinem Sandpapier kreisförmig bearbeitet; am besten eignet sich dazu Naßschleifpapier. Die Farbauswahl selbst hängt natürlich wieder vom Farbton der Gitarre ab. Ist der Reso-

nanzkörper recht hell, bietet sich schwarz für das Elektronikgehäuse an; für einen dunklen Körper wirkt ein hellerer Farbton besser. Auf alle Fälle sollten wir mit einem Fahrzeuglack spritzen. Der Fachhandel bietet Reparatur-Spraydosen an, mit denen das recht problemlos ist – vorausgesetzt, wir lesen die Gebrauchsanleitung und befolgen sie auch. Besser, wir schütteln die Flasche einige Minuten länger als zu wenig und bespritzen zunächst probeweise eine Pappe; erst dann wird es Ernst. Nach ausreichender Trocknungszeit folgen das Beschriften und der Wiedereinbau der Teile bis auf die Leiterplatte. Zur Vermeidung von Kurzschlüssen zwischen deren Bauelementen und der Gehäusekupferschicht bekleben wir letztere mit Zeichenkarton. Alle Potentiometer- und Schaltergehäuse verbinden wir mit einer besonderen Masseleitung; zentraler Massepunkt ist die blanke Gehäusestelle für den Minuspolekontakt der Flachbatterie. Für den Anschluß der Potentiometer P_1 und P_2 an die Leiterplatte ist abgeschirmtes Kabel zu verwenden, dessen Abschirmgeflecht jeweils am betreffenden Potentiometer auf Masse kommt; die Zuleitungen der drei Umschalter können gemeinsam in einem Kabelbaum verlegt wer-

den. Bild 19.22 gestattet einen Blick in die fertige Gitarrenelektronik, Bild 19.23 zeigt das Ganze von der Seite. Und nun kann es losgehen! Wir gründen

Unsere kleine Hausmusik

für Keyboard, zwei Elektrogitarren und Mikrofon; zentrales Anschlußgerät ist wieder das Mischpult. Aus Bild 19.25 ist die Schaltung ersichtlich. Mikrofon und Keyboard gehen auf beide Kanäle, die Gitarren jeweils nur auf einen. Plattenspieler, Radio oder ein Tonbandgerät können auch jetzt noch analog Bild 13.24 ständig angeschlossen sein, so daß in den Pausen sofort Fremdprogramme einspielbar sind.

Überhaupt erlaubt unsere Tonanlage die unterschiedlichsten Kombinationen, so daß sich die Partygäste abwechslungsreich unterhalten und mitmachen können. Gesang zur Platte ist ebenso wie Gitarre zum Band möglich und noch eine ganze Reihe mehr. Probieren wir es aus! Und dabei ist nicht einmal unbedingt ein Netzanschluß notwendig; entsprechend Bild 13.27 können wir auch zum Gartenfest die beiden Elektrogitarren und unseren Synthesizer spielen.

Ein Wort zum Schluß

Wir sind am Ende unseres Streifzuges durch die Tontechnik angekommen, und der Autor hofft, niemanden gelangweilt zu haben. Wenn nicht gleich alles auf Anhieb klappte, dann haben Sie sich hoffentlich nicht entmutigen lassen. Die Praxis ist auch für den erfahrenen Experimentator immer wieder neu und voller Überraschungen. Der Autor war bestrebt, neben Grundsätzlichem auch scheinbare Nebensächlichkeiten oder für den Fachmann Selbstverständliches in dem erforderlichen Umfang darzustellen; sollten Sie neue Ideen und Vorschläge zur Thematik und Darstellung haben, dann teilen Sie es bitte dem Verlag mit.

Zum Abschluß sei allen gedankt, die am

Zustandekommen dieses Buches maßgeblichen Anteil haben. An erster Stelle muß der Direktor des Industrie-Institutes der TU Dresden, Herr Prof. Dr. Harry Klinger, genannt werden, der das Vorhaben in jeder erdenklichen Weise förderte. Mein Dank gilt aber ebenso auch den Herren Werner Ullrich von der Dresdener Bezirksstelle für Unterrichtsmittel, der eine Reihe von Materialproblemen lösen half, Hagen Jakubaschk als Gutachter für die wertvollen Anregungen zur Verbesserung des Manuskripts, Lutz Liebert für die ersprießliche fototechnische Zusammenarbeit und nicht zuletzt meiner Frau Ruth für ihr Verständnis.

Dr. sc. paed. Lothar König

Empfehlenswerte Literatur

- Anders, R.:* Transistorisiertes Kleinmagnetbandgerät selbstgebaut. *electronica*, Bd. 136, Militärverlag der DDR, Berlin 1975
- Ausborn, W.:* Elektronik-Bauelemente. 3. Aufl., VEB Verlag Technik, Berlin 1976
- Autorenkollektiv:* *electronicum*. Militärverlag der DDR, Berlin 1976
- Autorenkollektiv:* Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateur, herausgegeben von K.-H. Schubert. Militärverlag der DDR, Berlin, ab 1965 jährlich
- Autorenkollektiv:* radio, fernsehen, fono. 2. unveränd. Aufl., VEB Verlag Technik, Berlin 1973
- Backe, H., und König, L.:* Elektrotechnik und Elektronik selbst erlebt, 2. Aufl. der Neubearb., Urania-Verlag Leipzig, Jena, Berlin 1980
- Finke, K.-H.:* Bauteile der Unterhaltungselektronik. VEB Verlag Technik, Berlin 1980
- Fischer, H.-J.:* Transistortechnik für den Funkamateur. 4. Aufl., Militärverlag der DDR, Berlin 1968
- Funke, R., und Liebscher, S.:* Grundsaltungen der Elektronik. 8., stark bearb. Aufl., VEB Verlag Technik, Berlin 1979
- Degenhardt, J., und Gläser, J.:* Elektronik-Baugruppenfertigung. VEB Verlag Technik, Berlin 1975
- Glaser, W., und Kohl, G.:* Mikroelektronik. 3. Aufl., VEB Fachbuchverlag, Leipzig 1973
- Hildebrand, S., und Markert, C.:* Zeichnungen und Darstellungen in der Elektrotechnik. 9. Aufl., VEB Verlag Technik, Berlin 1979
- Jakubaschk, H.:* Amateurtontechnik. 3., erw. und neubearb. Aufl., Militärverlag der DDR, Berlin 1981
- Jakubaschk, H.:* Das große Elektronikbaustelbuch. 4. Aufl., Militärverlag der DDR, Berlin 1974
- König, L.:* Rundfunk und Fernsehen selbst erlebt. 4. Aufl., Urania-Verlag Leipzig, Jena, Berlin 1978
- Kronjäger, O.:* Amateuertechnik. Militärverlag der DDR, Berlin 1973
- Kühn, E., und Schmied, H.:* Integrierte Schaltkreise. 3. Aufl., VEB Verlag Technik, Berlin 1976
- Monse, H. R.:* Tonbandbuch für alle. 10., neubearb. Aufl., VEB Fotokinoverlag, Leipzig 1977
- Monse, H. R.:* Tonbandtips. VEB Fotokinoverlag, Leipzig 1978
- Pabst, B., und Finke, K.-H.:* Rundfunk- und Fernsehbauteile mit Bauteilen der Elektroakustik. 3., stark bearb. Aufl., VEB Verlag Technik, Berlin 1977
- Rumpf, K. H.:* Bauelemente der Elektronik. 8. Aufl., VEB Verlag Technik, Berlin 1974
- Schlenzig, K.:* Amateuertechnologie. Militärverlag der DDR, Berlin 1969
- Streng, K. K.:* abc der Stromversorgungstechnik. Militärverlag der DDR, Berlin 1973
- Schulze, H. J.:* Musiksynthesizer selbst gebaut. *electronica*, Band 180, Militärverlag der DDR, Berlin 1980

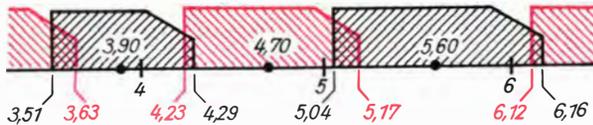
Tabellenanhang

Tafel 1 Internationale Normenreihen für Widerstände und Kondensatoren

Reihe	E6	E12	E24	E48	E6	E12	E24	E48
Toleranz	± 20%	± 10%	± 5%	± 2%	± 20%	± 10%	± 5%	± 2%
Werte	1,00	1,00	1,00	1,00	3,30	3,30	3,30	3,30
				1,05				3,45
			1,10	1,10			3,60	3,60
				1,15				3,75
		1,20	1,20	1,20		3,90	3,90	3,90
				1,25				4,10
			1,30	1,30			4,30	4,30
				1,40				4,50
	1,50	1,50	1,50	1,50	4,70	4,70	4,70	4,70
				1,55				4,90
			1,60	1,60			5,10	5,10
				1,70				5,35
		1,80	1,80	1,80		5,60	5,60	5,60
				1,90				5,90
			2,00	2,00			6,20	6,20
				2,10				6,50
	2,20	2,20	2,20	2,20	2,20	6,80	6,80	6,80
				2,30				7,15
			2,40	2,40			7,50	7,50
				2,55				7,85
	2,70	2,70	2,70		8,20	8,20	8,20	
			2,85				8,60	
		3,00	3,00			9,10	9,10	
			3,15				9,55	

Jeder Tabellenwert darf mit beliebigen Zehnerpotenzen multipliziert werden, so daß sich beispielsweise für 4,70 die Werte 4,7Ω 47Ω 470Ω 4,7kΩ 47kΩ 470kΩ 4,7 MΩ 47 MΩ 470 MΩ bzw. 4,7 pF 47 pF 470 pF 4,7 nF 47 nF 470 nF 4,7 μF 47 μF 470 μF ergeben.

Die Toleranzen der Reihen sind so bemessen, daß der Kleinstwert in den Größtwertbereich der nächst kleineren und der Größtwert in den Kleinstwertbereich des nächst größeren Wertes fällt (Beispiel der Reihe E 12):



Tafel 2 Internationale Farbkennzeichnung für Schichtwiderstände und Kondensatoren

Farbe des Punktes ¹	1. u. 2. Punkt	3. Punkt	4. Punkt	5. Punkt ³
	1. u. 2. Ziffer	Multiplikator ²	Toleranz	Kondensatorspannung in V
Schwarz	0	1		—
Braun	1	10	± 1%	100
Rot	2	10 ²	± 2%	200
Orange	3	10 ³		300
Gelb	4	10 ⁴		400
Grün	5	10 ⁵		500
Blau	6	10 ⁶		600
Violett	7	10 ⁷		700
Grau	8	10 ⁸		800
Weiß	9	10 ⁹		900
Gold	—	10 ⁻¹	± 5%	1000
Silber	—	10 ⁻²	± 10%	2000
ohne	—	—	± 20%	500

¹ oder Ringes

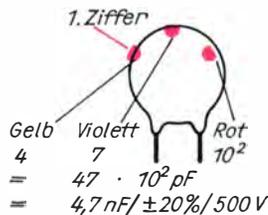
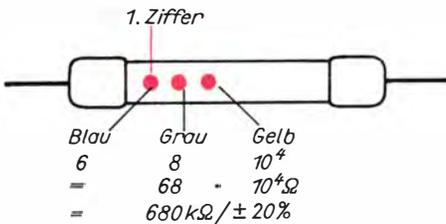
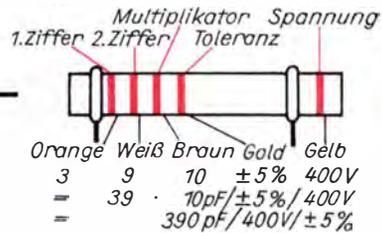
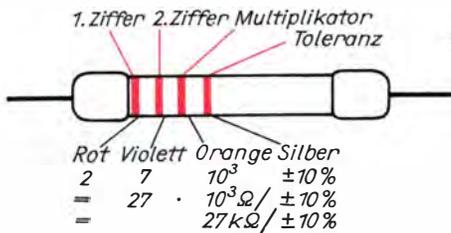
² bei Widerständen Grundeinheit 1 Ω, bei Kondensatoren 1 pF

³ 5. Punkt nur bei Kondensatoren

Beispiele:

Widerstand

Kondensator



Tafel 3 Kennzeichnung von Keramik-Kleinkondensatoren

Kapazität	ein- bis dreistellige Zahl: Kapazität in pF ein- bis dreistellige Zahl mit beigefügtem „n“: Kapazität in nF										
Toleranz in pF* bzw. %	C	D	F	G	J	K	M	S	W	Z	
	± 0,25*	± 0,5*	± 1	± 2	± 5	± 10	± 20	+50 -20	+80 -20	+100 -20	
Nenngleich- spannung in V	a	b	c	d	e	—	f	g	h	i	m t
	50	125	160	250	350	400	500	700	1000	630	10 63
Nenn- wechsel- spannung in V	u				v				w		
	250				350				500		

Tafel 4 Daten für Kupferlackdraht (CuL)

Durchmesser (blank) in mm	Durchmesser (lackisoliert) in mm	Querschnitt in mm ²	Höchststrom in A für einen	
			freien Draht $\left(J = 4 \frac{A}{mm^2}\right)$	Spulendraht $\left(J = 2,55 \frac{A}{mm^2}\right)$
0,05	0,062	0,0020	0,008	0,005
0,08	0,095	0,0050	0,020	0,013
0,10	0,115	0,0079	0,032	0,020
0,15	0,17	0,0177	0,071	0,045
0,20	0,22	0,0314	0,126	0,080
0,25	0,27	0,0491	0,196	0,125
0,30	0,33	0,0707	0,283	0,180
0,35	0,38	0,0962	0,385	0,245
0,40	0,43	0,126	0,504	0,321
0,45	0,48	0,159	0,636	0,405
0,50	0,54	0,196	0,784	0,500
0,55	0,59	0,238	0,952	0,607
0,60	0,64	0,283	1,13	0,722
0,65	0,69	0,332	1,33	0,847
0,70	0,74	0,385	1,54	0,982
0,75	0,79	0,442	1,77	1,13
0,80	0,84	0,503	2,01	1,28
0,85	0,90	0,567	2,27	1,45
0,90	0,95	0,636	2,54	1,62
0,95	1,00	0,709	2,84	1,81
1,00	1,05	0,785	3,14	2,00
1,10	1,16	0,950	3,80	2,42
1,20	1,26	1,13	4,52	2,88
1,30	1,36	1,33	5,31	3,38
1,40	1,46	1,54	6,16	3,92
1,50	1,56	1,77	7,07	4,51

Tafel 5 Daten der Eisenkerne für Transformatoren

a) Eisenkerne mit M-Schnitt

	M 42	M 55	M 65	M 74	M 85a	M 85b	M 102a	M 102b
Maximale Leistung in W	4	12	25	50	70	100	120	180
Eisenquerschnitt in cm ²	1,8	3,4	5,4	7,4	9,4	13	12	18
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
Ausnutzbare Wickelhöhe in mm	7	8,5	10	12	11	11	13,5	13,5
Ausnutzbare Wickelbreite in mm	26	33,5	37	44	49	49	61	61
Windungszahl je Volt, primär	25	12	7,5	5,5	4,4	3,1	3,3	2,3
Windungszahl je Volt, sekundär	29	15	8,2	5,8	4,6	3,25	3,5	2,4

b) Eisenkerne mit EI-Schnitt

	EI 54	EI 60	EI 66	EI 78	EI 84a	EI 84b	EI 106a	EI 106b
Maximale Leistung in W	10	15	20	35	50	75	100	140
Eisenquerschnitt in cm ²	3,24	4	4,8	6,8	7,8	11,8	12,3	15,8
Blechbreite in mm	54	60	66	78	84	84	106	106
Blehhöhe (mit Joch) in mm	45	50	55	65	70	70	88	88
Zungenbreite in mm	18	20	22	26	28	28	35	35
Paketstärke in mm	18	20	22	26	28	42	35	45
Ausnutzbare Wickelhöhe in mm	7	8	9	10,5	11,5	11,5	21	21
Ausnutzbare Wickelbreite in mm	24	27	30	35	38	38	49	49
Windungszahl je Volt, primär	13,6	10,9	9,1	6,5	5,7	3,7	3,5	2,7
Windungszahl je Volt, sekundär	15,4	12	10	7	6,1	3,4	3,64	2,8

Tabellenanhang

c) Si-Gleichrichterdioden

Typ	U_{spm} in V	I_{dm} in A	R_{thi} in $\frac{^{\circ}C}{W}$	Bauform
SY 200	75			
SY 201	100			
SY 202	200			
SY 203	300			
SY 204	400	0,95	100	4
SY 205	500			
SY 206	600			
SY 207	700			
SY 208	800			
SY 210	1000			
SY 320/0,75	75			
SY 320/1	100			
SY 320/2	200			
SY 320/3	300			
SY 320/4	400	0,95	100	5
SY 320/5	500			
SY 320/6	600			
SY 320/7	700			
SY 320/8	800			
SY 320/10	1000			
SY 360/05	35			
SY 360/1	70			
SY 360/2	140	1,0	60	6
SY 360/4	280			
SY 335/05K	50	1,4		
SY 335/1K	100	1,4		
SY 335/2K	200	1,4	100	
SY 335/4K	400	1,2		
SY 335/05L	50	1,4		5
SY 335/1L	100	1,4		
SY 335/2L	200	1,4	60	
SY 335/4L	400	1,2		
SY 335/6L	600	1,1		
SY 335/8L	800	1,0		
SY 330/1	100	0,46		
SY 330/2	200	0,43		
SY 330/4	400	0,37		
SY 330/6	600	0,32		
SY 330/8	800	0,29	60	5
SY 330/10	1000	0,27		
SY 330/12	1200	0,24		
SY 330/15	1500	0,21		

d) Si-Z-Dioden

Typ	U_Z in V bei $I_Z = 5$ mA	P_{Vm} in mW	Bauform
SZX 21/1	0,73 ...	0,83	
SZX 21/5,1	4,8 ...	5,4	
SZX 21/5,6	5,2 ...	6,0	
SZX 21/6,2	5,8 ...	6,6	
SZX 21/6,8	6,4 ...	7,2	
SZX 21/7,5	7,0 ...	7,9	
SZX 21/8,2	7,7 ...	8,7	
SZX 21/9,1	8,5 ...	9,6	
SZX 21/10	9,4 ...	10,6	250 8
SZX 21/11	10,4 ...	11,6	
SZX 21/12	11,4 ...	12,8	
SZX 21/13	12,5 ...	14,0	
SZX 21/15	13,8 ...	15,5	
SZX 21/16	15,3 ...	17,0	
SZX 21/18	16,8 ...	19,0	
SZX 21/20	18,8 ...	21,0	
SZX 21/22	20,8 ...	23,0	
SZX 21/24	22,8 ...	25,6	

e) Si-Leistungs-Z-Dioden

Typ	U_Z in V	P_{Vm} in W	Bauform
SZ 600/0,75	0,65 ...	0,85	
SZ 600/5,1	4,8 ...	5,4	
SZ 600/5,6	5,2 ...	6,0	
SZ 600/6,2	5,8 ...	6,6	
SZ 600/6,8	6,4 ...	7,2	
SZ 600/7,5	7,0 ...	7,9	
SZ 600/8,2	7,7 ...	8,8	
SZ 600/9,1	8,5 ...	9,6	
SZ 600/10	9,4 ...	10,6	1,0 ¹ 9
SZ 600/11	10,4 ...	11,6	
SZ 600/12	11,4 ...	12,7	
SZ 600/13	12,4 ...	14,1	
SZ 600/15	13,8 ...	15,7	
SZ 600/16	15,2 ...	17,1	
SZ 600/18	16,8 ...	19,1	
SZ 600/20	18,8 ...	21,2	
SZ 600/22	20,8 ...	23,3	

¹ Bei Verwendung eines Kühlbleches von 200 mm × 200 mm × 3 mm beträgt die maximale Verlustleistung $P_{Vm} = 8$ W

Tafel 8 Technische Daten von Transistoren

Bedeutung der Kurzzeichen:

- U_{CEm} : maximale Kollektorspannung
- U_{DSm} : maximale Drainspannung
- U_{GSm} : maximale Gatespannung
- I_{Cm} : maximaler Kollektorstrom
- I_{Dm} : maximaler Drainstrom
- P_{Vm} : maximale Verlustleistung
- R_{thi} : innerer Wärmewiderstand
- f_T : Transitfrequenz

a) Si-npn-NF-Transistoren

Typ	U_{CEm} in V	I_{Cm} in mA	P_{Vm} in mW	Bauform
SC 236	20			
SC 237	45	100	200	10
SC 238	20			
SC 239	20			

b) Si-npn-HF-Transistoren

Typ	U_{CEm} in V	I_{Cm} in mA	P_{Vm} in mW	f_T in MHz	Bauform
SF 126	20	500	600	> 60	12
SF 127	30	500	600	> 60	12
SF 128	60	500	600	> 60	12
SF 129	80	500	600	> 60	12
SF 131	12	50	300	> 200	13
SF 132	15	50	300	> 200	13
SF 136	12	200	300	> 300	13
SF 137	20	200	300	> 300	13
SF 225	25	25	200	500	11
SF 235	25	25	200	400	10
SF 240	30	25	160	430	11
SF 245	25	25	200	780	11

c) Si-npn-Leistungstransistoren

Typ	U_{CEm} in V	I_{Cm} in A	P_{Vm} in W	R_{thi} in $\frac{^{\circ}C}{W}$	Bauform
SD 168	300	3	12,5	2,5	16
KU 601 ¹	60	2	10	5	14
KU 602 ¹	120	2	10	5	14
KU 611 ¹	60	3	10	5	14
KU 612 ¹	120	3	10	5	14

¹ Hersteller: TESLA Roznov, ČSSR

d) Ge-pnp-Leistungstransistoren

Typ	U_{CEm} in V	I_{Cm} in A	P_{Vm} in W	R_{thi} in $\frac{^{\circ}C}{W}$	Bauform
GD 160	18				
GD 170	30				
GD 175	48	3	5,3	7,5	14
GD 180	60				
GD 240	25				
GD 241	35				
GD 242	48	3	10	4	15
GD 243	60				
GD 244	70				

e) Si-MOS-Feldeffekttransistoren (n-Kanal-Verarmungstyp)

Typ	U_{DSm} in V	I_{Dm} in mA	U_{GSm} in V	P_{Vm} in mW	Bauform
SM 103	20	15	-15 ... +5	150	17
SM 104					

f) Si-MOS-Feldeffekttransistoren (p-Kanal-Anreicherungstyp)

Typ	U_{DSm} in V	I_{Dm} in mA	U_{GS} in V	P_{Vm} in mW	Bauform
SMY 50	31	10		225	18
SMY 51	31	12	-31 ... +0,3	240	19
SMY 52	31	50		300	18

Tafel 9 Technische Daten von optoelektronischen Bauelementen

Bedeutung der Kurzzeichen:

- U_{spm} : maximale Sperrspannung
- U_{CEm} : maximale Kollektorspannung
- I_{spm} : maximaler Sperrstrom
- I_{dm} : maximaler Durchlaßstrom
- I_C : Kollektorstrom
- P_{Vm} : maximale Verlustleistung
- E : Beleuchtungsstärke

a) Si-Fotodioden

Typ	U_{spm} in V	I_{spm} in mA	P_{Vm} in mW	Bauform
SP 101		1	10	20
SP 102	25	1	30	21
SP 103		3	10	20

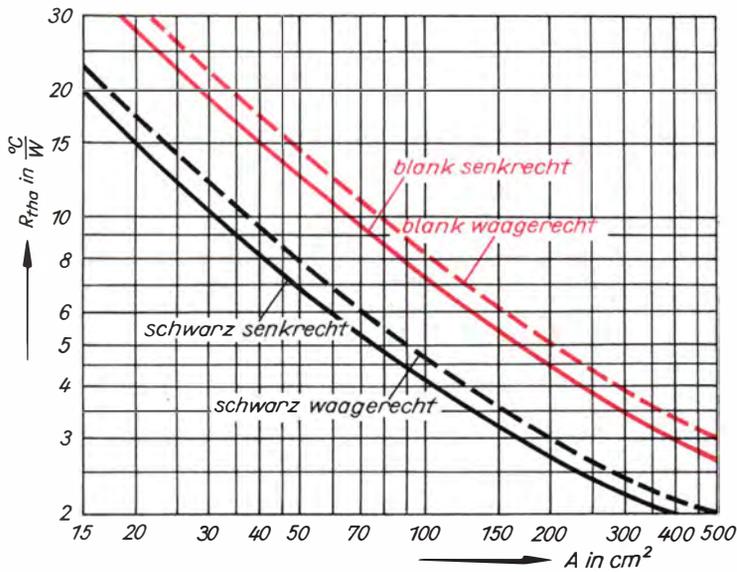
b) Si-Fototransistoren

Typ	U_{CEm} in V	I_C in mA bei $E = 1000 \text{ lx}$	P_{Vm} in mW	Bauform
SP 201		0,25		
SP 201 A		1,2 ... 3,3		
SP 201 B	32	2,7 ... 5,7	50	22
SP 201 C		4,7 ... 5,8		
SP 201 D		7		

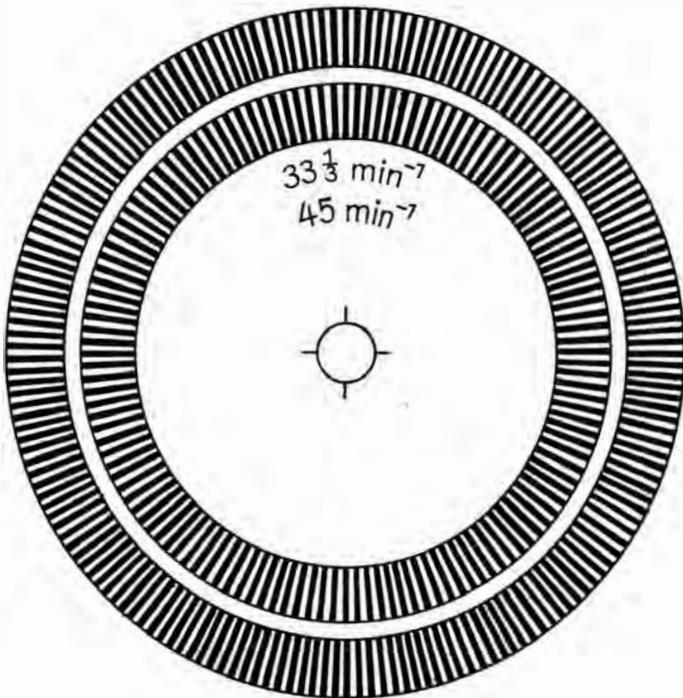
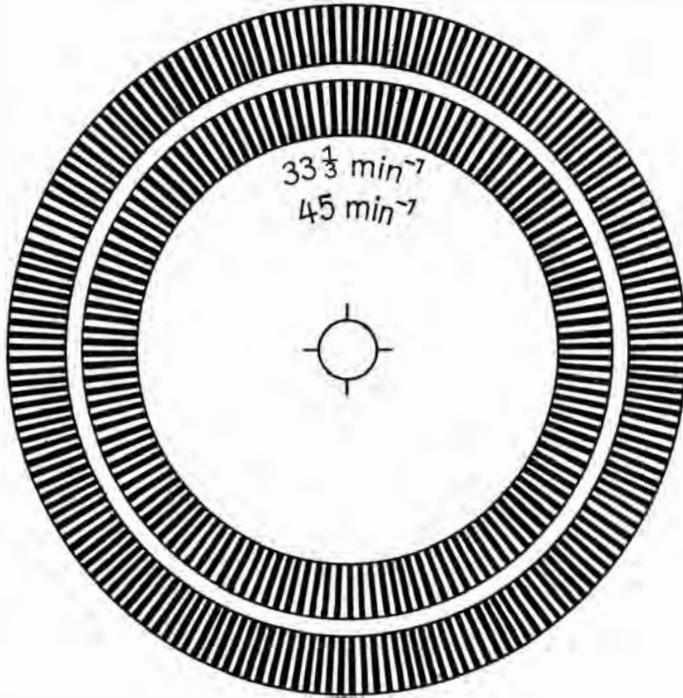
c) GaAsP-Lichtemitterdioden

Typ	U_{spm} in V	I_{dm} in mA	Farbe	Bauform
VQA 12		30	rot	23
VQA 13		50	rot	24
VQA 15	5	30	rot	25
VQA 23		50	gelb	24
VQA 33		50	grün	24

Tafel 10 Wärmewiderstand quadratischer Kühlbleche aus 2 mm dickem Aluminiumblech



Tafel 11 Stroboskopscheiben zur Drehzahleinstellung und Kontrolle des Plattenspieler



Sachwörterverzeichnis

A

Abhörverstärker 158
 Abschwächung der Höhen 146, 149
 Abschwächung der Tiefen 149
 Abtastsystem 130
 Abwickeltrieb 199
 Acht-Fuß-Register 256
 Adapter 131, 175
 Alkali-Mangan-Zelle 159
 Amplitude 22
 Amplitudenmodulation 274
 Analog-Digital-Wandler 194
 Analog-Lichteffektanlage 179
 Andruckhebel 203
 Andruckrolle 203
 Anpassung 11
 Antimon 32
 Antriebsmotor 120
 Arbeitskennlinie der Diode 33
 Arbeitskennlinie des Transistors 41, 80
 Arbeitspunkt 41, 64
 Arbeitswiderstand 33
 Aufnahmeschaltung, Meßband- 220, 228
 Aufnahme-Wiedergabe-Verstärker 234
 Aufwickeltrieb 199
 Aufzeichnungskopf 218
 Aufzeichnungsspannung 221
 Aufzeichnungsverstärker 218
 Aufzeichnungsversuche 218

B

Bahngeschwindigkeit 202
 Balanceeinsteller 141
 Bandführung 201
 Bandgeschwindigkeit 216
 Bandpaß 195
 Bandrauschen 222
 Bandsperre 180, 276
 Bandtypen 205
 Basisbreite 141
 Begrenzerverstärker 290
Bell, Graham 31
 Berechnung der Kühlblechgröße 62
 Berechnung einer Endstufe mit Übertrager 64
 Berechnung einer Gegentaktendstufe 108
 Berechnung eines Lautsprecherübertragers 65
 Berechnung eines Plattenspieler-Tonarmes 130

Bezugsband 214
 Blindwiderstand 23, 26
 Blinklichtversuche 189
 Brückenschaltung 26, 81
 Brummspannung 34

C

CuL, Daten von 306
Curie, Paul Jacques 131
Curie, Pierre 130

D

Dämpfungsglied 153
 Darlingtonschaltung 60
 Daten der Eisenkerne für Transformatoren 307
 Daten von Kupferlackdraht 306
 Daten von optoelektronischen Bauelementen 311, 312
 Dezibel 142
 Diamantnadel 131
 Differenzverstärker 124
 Diffundieren 32
 Digitale Schaltungen 129
 Digital-Lichteffektanlage 188
 Diode 33, 43
 Diodenbegrenzer 290
 Diodendaten 308, 309
 Diodenempfänger 47
 Diodenkabel 176
 Diodenprüfung 46
 Dioden-Transistor-Meßgerät 44
 Doppelspielband 236
 Dotieren 32
 Drehzahl-Regelschaltung 124
 Dreifachspielband 237
 Double play 237
 Dunkelwiderstand 274
 Durchlaßkurve des Aufzeichnungsverstärkers 223
 Durchlaßkurve des Wiedergabeverstärkers 216
 Durchlaßkurven des Wow-Verstärkers 277
 Durchlaßkurven von RC-Gliedern 94
 Durchlaßstrom, maximal zulässiger 36
 Dynamik 280

E

Edison, Thomas Alva 129
 Effekt, piezoelektrischer 130

Effekte, elektronische 270
 Effektivwert 22
 Eigenbau-Magnetkopf 208
 Eigenfrequenz 48
 Einbauhinweise für MOSFET 81
 Einweggleichrichtung 35
 Eisenkerne für Transformatoren 307
 Elektrogitarre 283
 Elektrogitarre I 288
 Elektrogitarre II 300
 Elektromagnet für Aufzeichnungsversuche 196
 Elektronenorgel 265
 Elektronische Effekte 270
 Elektrophon 246
 Elementarinformation 127
 Emitterkondensator 53
 Emitterwiderstand 53
 Empfindungsstärke 95
 Endverstärker 59
 Endverstärker EV 1 64
 Endverstärker EV 2 72
 Entstörfilter 123
 Entzerrer, Schneidkennlinien- 142
 Entzerrerfilter 218
 Entzerrerverstärker 146
 Ersatzschaltung 10
 Europabuchse 166
 Europastecker 173
 Experimentierbrett 11, 14, 43
 Experimentiergerät für integrierte Schaltungen 248
 Experimentierlaufwerk für Magnetbandversuche 207
 Experimentiertonkopf 208
 Experimentiertrafo 18, 20
 Experimentierverstärker für Magnettonversuche 212

F

Farad 12
 Farbcodescheibe 13, 15
 Farbkennzeichnung für Schichtwiderstände und Kondensatoren 305
 Fehlstelle 32
 Feldeffekt 79
 Feldeffekttransistor 77
 Fernhörer 30
 Ferritstabspule 49
 Flankenmodulation 131
 Flip-Flop 129, 252
 Fotodiode 311

Fototransistor 274, 311
 Frequenz 32
 Frequenzganglinearisierung 106
 Frequenzkorrektur im Aufzeichnungsverstärker 223
 Frequenzkurven der Klangeinstellschaltung 146
 Frequenzmodulation 272
 Frequenzteiler 252
 Frequenzverdupplung 293
 Füllfaktor 66
 Fuß 256
 Fußschweller 280
 Fuzz-Effekt 290
 Fuzz-Effekt-Verzerrer 290

G

Gegengewicht des Tonarmes 135
 Gegentakt 106
 Gegentaktendstufe 108
 Germanium 32
 Gewinn 142
 Gitarre 72
 Gitarre, Elektro- 283
 Gitarrenelektronik I 286
 Gitarrenelektronik II 288
 Gitarrentonabnehmer 284
 Gitarrenverstärker 286
 Gleichrichterdiode 309
 Gleichrichterwirkung der Diode 34
 Gleichrichterzusatzgerät 39
 Gleichstromkreis 9
 Gleichstromlöschung 219
 Gleichstromverlustleistung 59
 Gleichstromverstärkung 42
 Gleichstromvormagnetisierung 221
 Grenzfrequenz 95
 Griffbrett der E-Gitarre 287
 Grundstromkreis 10
 Grundschwingung 99
 Grundversuche zum Magnettonverfahren 195
 Grundversuche zur elektronischen Tonerzeugung und Klangbildung 239

H

Halbleiterbauelemente 32
 Handmikrofon 73
 Harmonische (Schwingung) 1. Ordnung 99
 Hausmusikanlage 302
 Heimdisco 155
 Hellwiderstand 274

Henry 17
 Hertz 22
 HF-Generator 224
 HF-Löschung 228
 HF-Spannungsmesser 224
 HF-Transistor 310
 HF-Vormagnetisierung 222
 HiFi-Qualität 101
 Hochpaß 95, 149, 287, 290
 Höhenabschwächung 149
 Höhenanhebung 149
 Hörschwellen 216
 Hörschwelle, untere 95

I

Indium 32
 Induktionsspannung 16
 Induktivität 17, 26
 Induktivitätsfaktor 17, 26
 Innenwiderstand 10
 integrierte Schaltung 113, 248
 integrierter 1-W-NF-Verstärker 165
 integrierter 5-W-NF-Verstärker 116
 Internationale Farbkennzeichnung für Schichtwiderstände und Kondensatoren 305
 Internationale Normenreihen für Widerstände und Kondensatoren 304
 Impedanz 54
 Impedanzwandler 54, 156
 Impulsformung durch RC-Glieder 292
 IS-Experimentiergerät 245

K

Kaltleiter 82
 Kapazität 12
 Kapazitätsmeßbrücke 26
 Kehlkopfmikrofon 72
 Keramik-Kleinkondensator 306
 Keyboard 257
 Klang 239
 Klangbildauswahl 295
 Klangbildung 239, 255
 Klangeffektschaltungen 259
 Klangeinstellschaltung 145
 Klangfilter 255, 286
 Klaviatur 257
 Klemmenspannung 11
 Klemmvorrichtung des Tonarmes 135
 Klirrfaktor 99, 100, 290
 Klirrfaktormessung 105
 Knopfpotentiometer 287
 Kollektorruhestrom 41

Kollektorschaltung 55, 156
 Kollektorspitzenstrom 109
 Kombikopf 220
 Kompaktbox 67
 komplementäre Transistoren 106
 Kondensator 11, 23
 Kopfspiegel 212
 Kopfträgerwippe 213
 Körperschallmikrofon 72
 Kraftfluß 16
 Kreisdiagramm 104
 Kreisfrequenz 22
 Kristallabtastsystem 131
 Kristallwandler 131
Ktesibios 256
 Kühlblech 62
 Kühlkörper 63
 Kupferlackdraht, Daten von 306
 Kurven gleicher Lautstärke 96
 Kurzschluß 11

L

Ladekondensator 34
 Ladungsmenge 12
 Langspielband 237
 Laufwerk des Magnettonbandgerätes 199
 Laufwerk des Plattenspielers 120
 Laufwerkelektronik 123
 Lautsprecher 67
 Lautsprecherkompaktbox 67
 Lautsprecherübertrager 65
 Lautstärke 95
 Lautstärkeeinstellung, gehörliche 97
 Lautstärkepedal 280
 Leak-Proof-Zelle 159
 LED 249
 Leerlauf 11
 Legieren 32
 Leistungsgewinn 142
 Leistungsregelnetzteil LR 56
 Leistungstransistor 310
 Leistungsverstärker EV 3 107
 Leistungsverstärker EV 4 116
 Leistungs-Z-Diode 309
 Leiterplatte 39, 48
 Leuchtdiode 249
 Lichteffektanlage 179, 189
 Lichtemitterdiode 249
 Lichtmusik 178
 Linearskala 96
 Logikschaltungen 194
 Löschfrequenz 224
 Löschgenerator 224, 226
 Löschkopf 219, 226

Luftkühlung von Leistungsbau-
elementen 61

M

Magnetband 199
Magnetband für Meß-
zwecke 214
Magnetbandtypen 205
Magnettonverfahren 195
Magnettonverstärker 215
Masse 92
Mehremittertransistor 251
Meßband-Aufnahmeschaltung
220, 228
Meßbrücke 26
Meßgerät für Dioden und Tran-
sistoren 43
MET 251
Mikroelektronik 113
Mikrofon 72, 73
Mischeinrichtung 140
Mischeinrichtung für zwei Ton-
abnehmerspannungen 289
Mischpult 161, 288
Mischstufe 156
Misch- und Überblendeinrich-
tung 140
Mischverstärker 156
Mono-Adapter für Stereokopf-
hörer 175
Mono-Diodenkabel 176
Monofones Abtastsystem 131
Mono-Überspielkabel 225
MOSFET 79
Motorhalterung 121
Motorseilrad 206
Multivibrator 190, 239
Musikinstrumente, elektroni-
sche 239

N

NAND-Schaltung 251
Negator 127, 195
Netzteil des Tonbandgerätes
230
Netzteil des Tongenerators 92
Netzteilstrom 109
NF-Meßgerät 97
NF-Transistor 310
NICHT-Schaltung 195
Normaltonlage 256
Normenreihen für Widerstände
und Kondensatoren 304
Notentafel, spielbare 255

O

Oberflächenleitfähigkeit 79
Oberwellen 99, 293

Oberwellenspannung 100
ODER-Schaltung 195
Oktave 240
Orgel, elektronische 256

P

Paraboloidspiegel 187
Pegeleinsteller 141, 155
Pegelvoreinsteller 155
Pegelmesser 231
Periode 22
Periodendauer 22
Pfeifenorgel 256
Pfleumer, Fritz 199
Phasenschieberkette 270
Phasenverschiebung 24
Phon 97
piezoelektrischer Effekt 130
Planartransistor 40
Plattenspieler 120
Plattenteller 120
Plattenpflege 137
Plektrum 298
Plektrumgitarre 298
pn-Übergang 33
Poulsen, Valdemar 195
Primärspule 18

Q

Querstrom 50

R

Raumladung 33
Rauschpegel 222
RC-Generator 76
RC-Glied 94
RC-Filter 94, 295
RC-Phasenschieber-Genera-
tor 270
Regelnetzteil 60, 230
Register 256
Registerfußlagen 258
Reibradantrieb 122
Reis, Philipp 31
Reizschwelle 95
Resonanzfrequenz 75, 180
Restmagnetismus 198
Reststrommessung 47
RS-Flip-Flop 253
Rumpelgeräusche 122
Rutschkupplung 199

S

Schalenkern 101, 230
Schallintensität 95
Schallsender 30

Schallstärke 95
Schallwandler 31
Schaltdiode 308
Scheinwiderstand 24, 26
Schiebewiderstand 161
Schlaggitarre 298
Schmitt-Trigger 77, 84
Schneidkennlinie 141
Schneidkennlinien-Entzerrer
142, 144
Schwebung 245
Schwebungsnull 246
Schweller 280
Schwingkreis 48, 101
Schwingmasse 202
Seignettesalzkrystall 131
Seilrad, Motor- 206
Sekundärspule 18
Siebglied 38
Signalaufzeichnung und -wie-
dergabe 198
Silizium 32
Sinus-Rechteck-Generator 77
Spaltbreite 216
Spannungsabfall, innerer 11
Spannungsänderungsge-
schwindigkeit 24
Spannungsgegenkopplung 50
Spannungsstoß 14
Spannungsverdopplerschal-
tung 178
Spannungsverstärker 50
Spannung von Spitze zu Spitze
23
Sperrkreis 101, 230
Sperrspannung, maximal zuläs-
sige 37
Sperrstrommessung 47
spezifischer Widerstand 10
Spitzendiode 308
Sprechkopf 218
Sprechleistung 59, 109
Spule 14, 25
Spulenkern 199
Spulenteller 200
Spulenwicklung 16
Spuraufteilung auf Tonbän-
dern 216
Standardwinkel 308
Steilheit 80
Stereoabhörverstärker 159
Stereo-Diodenkabel 177
stereofones Abtastsystem 131
Stereofonie 141
Stereofoniehörzone 141
Stereokopfhörer 172
Stereomischpult 155
Stereo-Mono-Anpaßkabel 136
Stereo Plattenspieler 155
Stereoschallplatte 131

Stereo-Überspielkabel 225
 Stereoverstärker 151
 Stroboskopscheibe 125, 313
 Stromdichte 10
 Strom- und Spannungsmessungen mit NF-Meßgerät 103
 Summeneinsteller 141
 Synthesizer 256, 279

T

Taktspannung 254
 Tastatur 257
 Tastenfeder 260
 Tastenkontaktsatz 266
 Tauchspulmikrofon 73
 Technische Daten von Dioden 308, 309
 Technische Daten von optoelektronischen Bauelementen 311
 Technische Daten von Transistoren 310
 Telefon 31
 Telefonversuch, historischer 32
 T-Flip-Flop 249, 254
 Tiefenabschwächung 149
 Tiefenanhebung 149
 Tieffrequenzgenerator 270
 Tiefpaß 95, 149, 286, 290
 Tonabnehmer, Gitarren- 71, 283
 Tonanlage 139, 176
 Tonanlage I 140
 Tonanlage IIa 176
 Tonanlage IIb 177
 Tonarm 132
 Tonarmlager 132
 Tonarmlift 138
 Tonband 199
 Tonbandandruckhebel 205
 Tonbandgerät 222, 231
 Tonbandpflege 238
 Tonerzeugung 239
 Tonfilter 94
 Tonfrequenzen 241
 Tongenerator 74, 239
 Tonhöhe 95
 Tonkopf 211
 Tonmischung 255
 Tonstudio 237
 Tonträger 120
 Tonverzerrung 290
 Tonwelle 202
 Transformator 18
 Transistor 40, 43, 310
 Transistormessung 47
 Transistorschalter 126

Transistor-Transistor-Logik 250
 Treibertransistor 106
 Tremolo 274
 Trennlinienverfahren 39
 Trickverstärker 287
 Trigger 84
 Triple play 237
 TTL-Schaltkreis 250

U

Überspielkabel 225
 Übertrager 65
 UND-Schaltung 194
 Universal-NF-Meßgerät 98
 Umfangsgeschwindigkeit 202
 Ursprungung 11

V

Verlöten von Gehäusekanten 28
 Verstärkeranlage Ia 69
 Verstärkeranlage Ic 113
 Verstärkeranlage Id 118
 Verstärkeranlage II 150
 Verstärker, einstufiger 42
 Verstärker, zweistufiger 53
 Verstärker für Tonbandgerät 231
 Verstärker mit MOSFET 81
 Verstärker mit Schaltkreis 115, 158
 Verstärkung, relative 142
 Verzerrung 141, 290
 Vibrato 270, 272
 Vibratogenerator 268
 Vormagnetisierungsstrom 198, 221
 Vorverstärker 50, 141, 151
 Vorverstärker VV 1 54
 Vorverstärker VV 2 147

W

Wahrheitswerte, logische 127
 Wärmeleistung 61
 Wärmeleitung 62
 Wärmestrom 61
 Wärmeübertragung 62
 Wärmewiderstand 62, 312
 Wechselspannung 17
 Wechselstromkreis 21
 Wellenlänge 216, 256
 Welligkeitsspannung 34
 Wickelraum 66
 Widerstandkette 247
 Widerstandsmeßbrücke 26
 Widerstand, spezifischer 10

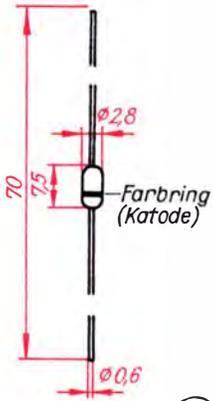
Widerstandstransformation 65
 Wiedergabespannung 217, 221, 223, 229
 Wiedergabeverstärker 216
 Wienerteiler 74
 Winkelgeschwindigkeit 22
 Wirkwiderstand 21, 25
 Wow-Effekt 276
 Wow-Verstärker 276

Z

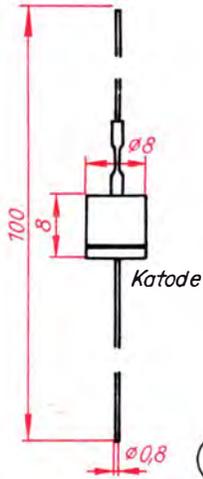
Zählerstufe 254
 Z-Diode 38, 309
 Zeigerdiagramm 24
 Zeitkonstante 292
 Zoll 256
 Zweiweggleichrichtung 34

Bauformen von Halbleiterbauelementen

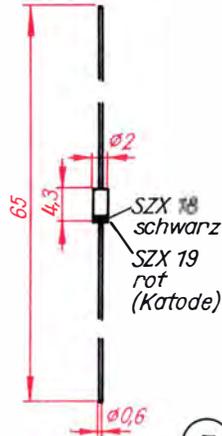
Dioden



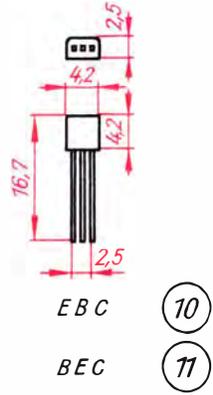
1



4

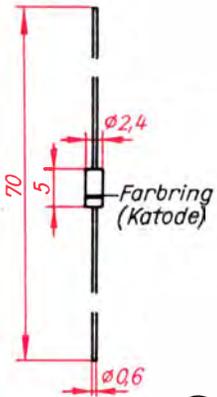


7

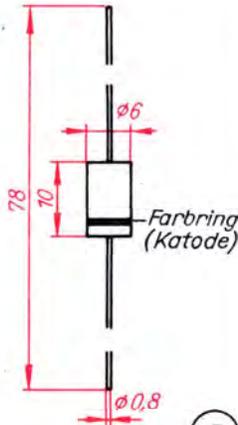


10

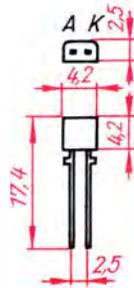
11



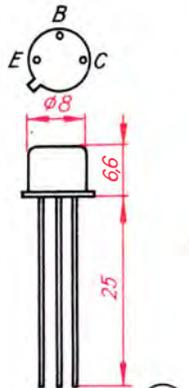
2



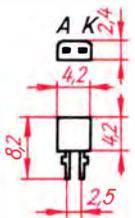
5



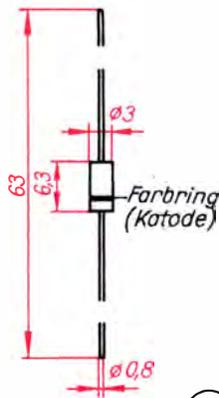
8



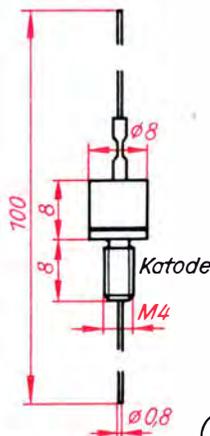
12



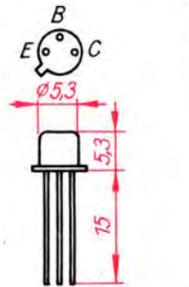
3



6



9



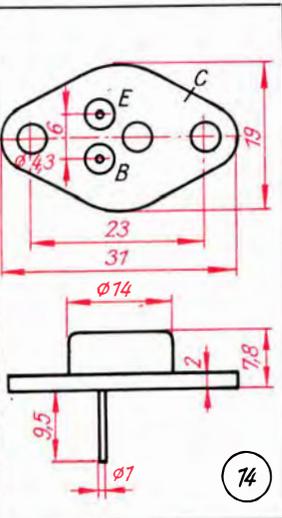
13

16.80

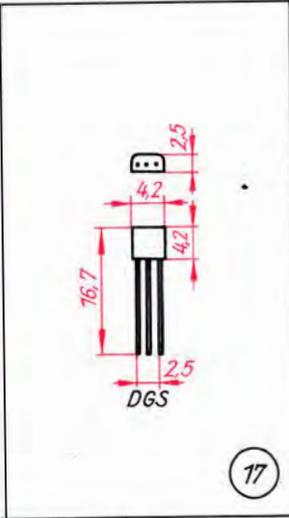
13.50

Transistoren

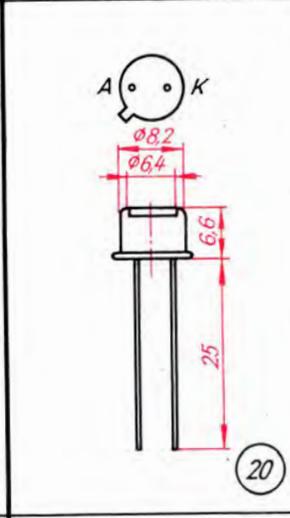
Optoelektronische Bauelemente



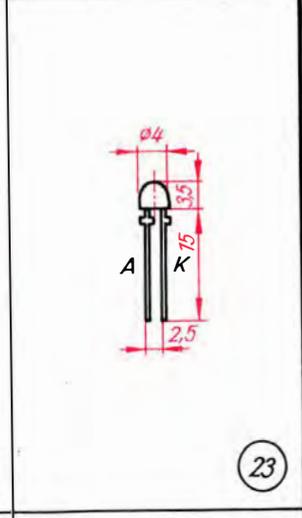
14



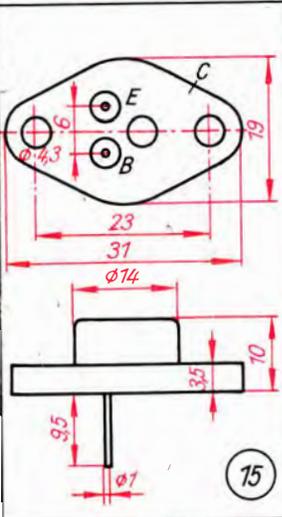
17



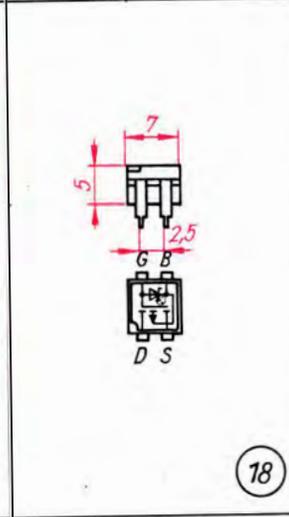
20



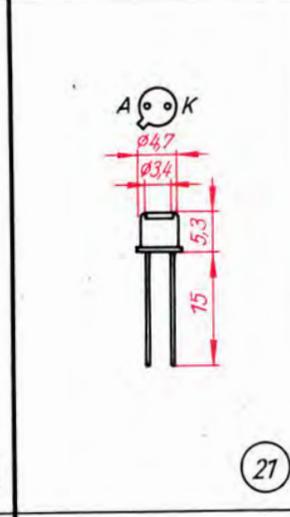
23



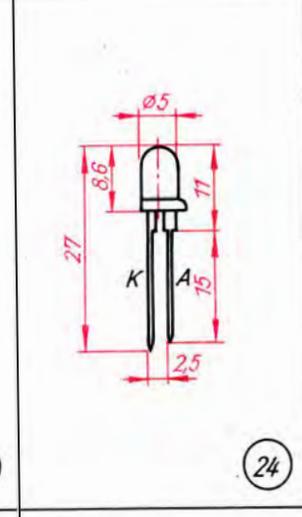
15



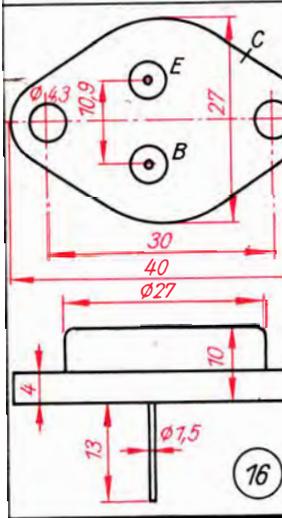
18



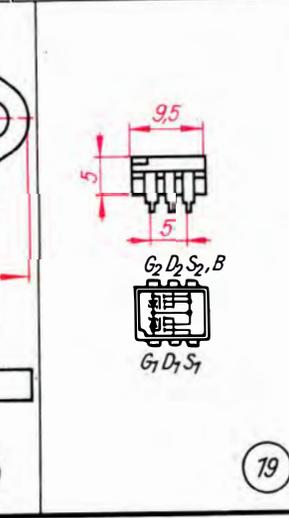
21



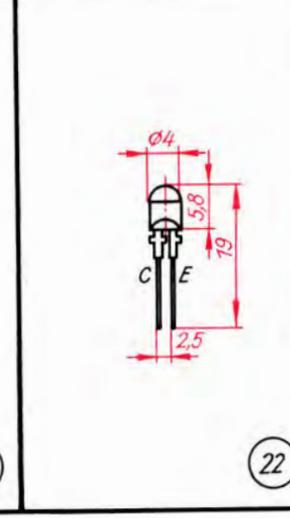
24



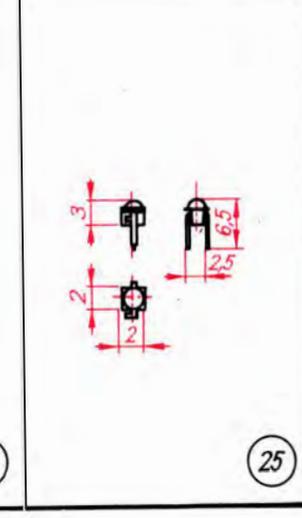
16



19



22



25