



# Schaltungen mit Halbleiterbauelementen

**Band 1: Grundlagen und Beispiele  
aus der NF-Technik**

# Schaltungen mit Halbleiterbauelementen

**Band 1: Grundlagen und Beispiele  
aus der NF-Technik**

von Erich Gelder und Walter Hirschmann

6., verbesserte Auflage

---

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT

**ISBN 3-8009-1110-8**

**Herausgeber und Verlag: Siemens Aktiengesellschaft, Berlin · München**

**© 1961 by Siemens & Halske AG, Berlin · München**

**Nachdruck und fotomechanische Wiedergabe nur mit ausdrücklicher  
Genehmigung des Herausgebers.**

**56. bis 62. Tausend**

**Printed in Germany**

**Für die in diesem Buch angegebenen Schaltungen wird keine Gewähr bezüglich  
Patentfreiheit übernommen.**

**Siferrit, Thernewid und Styroflex sind eingetragene Warenzeichen.**

## **Vorwort zur ersten Auflage**

Halbleiterbauelemente haben in den Jahren ihres Bestehens die Technik entscheidend beeinflußt. Man verwendet sie als Verstärkerelemente, für die Schwingungserzeugung, zu elektronischen Schaltzwecken und an vielen anderen Stellen in allen Gebieten der Nachrichtentechnik und Elektronik.

Für alle, die sich mit der interessanten und vielgestaltigen Anwendung der Halbleiterbauelemente beschäftigen oder beschäftigen möchten, ist dieses Buch geschrieben. Es enthält 200 erprobte Schaltungen aus allen Bereichen der Halbleiterschaltungstechnik einschließlich der Rundfunktechnik. Jeder Schaltung ist ein erläuternder Text mit Berechnungshinweisen beigelegt, so daß das Verständnis der Wirkungsweise gewährleistet ist und Abwandlungen der Schaltungen für andere Betriebsbedingungen oder verwandte Aufgabenstellungen erleichtert werden. Bei besonders wichtigen Anwendungsgebieten des Transistors, den Niederfrequenzverstärkern und Zerhackern, sind die Schaltungsdaten für verschiedene Versorgungsspannungen und Leistungen in Tabellenform zusammengestellt.

Die Einleitung des Buches bildet eine leicht faßliche Darstellung der physikalischen Vorgänge in den wichtigsten Halbleiterbauelementen, den Transistoren, Dioden, Heißleitern, fotoelektrischen Bauteilen und Hallgeneratoren.

München, im Juli 1964

## **Vorwort zur sechsten Auflage**

Durch die große Nachfrage kann bereits nach kurzer Zeit eine neue Auflage erscheinen. In der vorliegenden sechsten Auflage wurden neue Bauelemente berücksichtigt.

München, im Juni 1972

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT

# Inhalt

<b>1. Halbleiterbauelemente</b>	<b>13</b>
1.1 Vorgeschichte	13
1.2 Der Halbleiterwerkstoff	14
1.3 Heißleiter	14
1.4 Diode	15
1.5 Fotoelektrische Bauteile	19
1.6 Transistor	19
1.7 Tunnelodiode	26
1.8 Hallgenerator	27
<b>2. NF-Verstärker</b>	<b>29</b>
2.1 Die Dimensionierung von NF-Verstärkern mit Transistoren	29
2.1.1 Eingangsstufen	29
2.1.2 Vorstufen	34
2.1.3 Treiberstufen	34
2.1.4 Endstufen	41
2.1.5 Ausführungsbeispiel eines NF-Verstärkers mit Transistoren	45
2.1.6 Thermische Stabilität und Kompensation des Arbeitspunktes	51
2.1.7 Eintaktendstufe mit gleitendem Arbeitspunkt	54
2.2 Zusammenstellung von erprobten NF-Verstärkern für verschiedene Batteriespannungen und für verschiedene Ausgangsleistungen	58
2.3 Ermittlung von Kühlflächen für Leistungstransistoren	71
2.4 Kollektorstromstabilisierung in Gegentaktendstufen	75
2.5 Gemischt bestückter NF-Verstärker mit ECF 83 und $2 \times AD 130$	78
2.6 Gemischt bestückter NF-Verstärker mit ECF 83 und AD 130	81
2.7 NF-Teil für einen Autosuper	81
2.8 Schallplattenvorverstärker für einen elektrodynamischen Tonarm	83
2.9 Stereoverstärker für Schallplattenwiedergabe	85
2.10 Mikrophonverstärker	87

2.11	Verstärker für ein Diktiergerät	88
2.12	Verstärker für ein Tonbandgerät	90
2.13	Mischpult mit Transistoren	93
2.14	Verstärker für Hörgeräte	96
2.15	Einfacher NF-Verstärker für eine Ausgangsleistung von 50 mW	96
2.16	Fotoverstärker für Lichttonabtastung	97
2.17	NF-Endstufe mit kapazitiver Spannungsteilung	98
<b>3. Zerhacker mit Transistoren</b>		<b>101</b>
3.1	Die Dimensionierung von Zerhackern mit Transistoren	101
3.1.1	Eintaktsperrwandler	101
3.1.2	Eintaktdurchflußwandler	109
3.1.3	Gegentaktzerhacker	113
3.2	Zulässige Impulsbelastbarkeit von Leistungstransistoren	118
3.3	Gleichspannungswandler für 1000 V	124
3.4	Eintaktzerhacker für hohe Ausgangsspannung	125
3.5	Blitzlichtgerät mit Transistoren	126
3.5.1	Anschluß eines Kondensators an eine Gleichstromquelle	126
3.6	Daten von Eintaktdurchflußwandlern für verschiedene Batteriespannungen, Ausgangsleistungen und Schwingfrequenzen	132
3.7	Gleichspannungswandler mit Siebung	136
3.8	Daten von Gegentaktzerhackern für verschiedene Batteriespannungen, Ausgangsleistungen und Schwingfrequenzen	137
3.9	Gleichspannungswandler für 2000 V	143
3.10	Gleichspannungswandler mit hoher Schwingfrequenz	144
3.11	Gleichspannungswandler 12 V, 50 W	145
3.12	Gegentaktzerhacker mit hoher Ausgangsspannung	147
3.13	Leistungszerhacker für 12 V mit Anlaßschaltung	148
3.14	Gleichspannungswandler für einen großen Temperaturbereich	150
3.15	Zerhacker für eine Batteriespannung von 36 V	151
3.16	Zerhacker für eine Batteriespannung von 110 V	153
3.17	Zerhacker für 110 V mit geteilter Primärwicklung	155
3.18	Zerhacker für eine Batteriespannung von 140 V	158
3.19	Leistungszerhacker für 110 V, 230 W, 50 Hz	160
3.20	Frequenzkonstanter Zerhacker 50 Hz	162
3.21	Frequenzkonstanter Gegentaktzerhacker 6 V, 40 W	164
3.22	Rechteckimpulsgenerator	165

<b>4. Sinusoszillatoren und -generatoren</b>	<b>168</b>
4.1 RC-Generator	168
4.2 Stabilisierter Sinusoszillator 1 kHz	169
4.3 Sinusoszillator 50 kHz	171
4.4 Quarzstabilisierter Oszillator für 70 kHz	172
4.5 Sinusgenerator 400 Hz	174
4.6 Sinusgenerator 500 Hz	174
4.7 Sinusgenerator für 24 V, 75 W	176
<b>5. Drehstromgeneratoren</b>	<b>179</b>
5.1 Drehstromgenerator 10 W	180
5.2 Drehstromgenerator 30 W	181
<b>6. Transistoren als Gleichrichter</b>	<b>184</b>
6.1 Gleichrichter 6 V, 10 A	184
6.2 Niedervoltgleichrichter 2 V, 20 A	185
6.3 Drehstromgleichrichter mit Transistoren 12 V, 180 W	187
6.4 Transistor als Einweggleichrichter	188
<b>7. Multivibratoren und Anordnungen zur Relaisverzögerung</b>	<b>189</b>
7.1 Der monostabile Multivibrator	189
7.2 Der bistabile Multivibrator	192
7.3 Der astabile Multivibrator	194
7.4 Monostabile Kippschaltung für ein Zeitglied	197
7.5 Schaltverzögerung	199
7.6 Relais mit Anzugsverzögerung	201
7.7 Relais mit Abfallverzögerung	202
7.8 Einfache Verzögerungsschaltungen	203
7.8.1 Einschaltverzögerung	204
7.8.2 Ausschaltverzögerung	205
7.9 Relaisverzögerung mit Heißeitern	206
7.10 Multivibratoren mit Komplementärtransistoren	207
7.10.1 Periodische Schalter	208
7.10.2 Blinker	210
7.11 Astabiler Multivibrator für kleine Schwingfrequenz	212
7.11.1 Blinker für 6 V, 2,4 W	214
7.11.2 Blinker für 2,6 V, 2,6 W	215

<b>8. Fotoverstärker</b>	<b>216</b>
8.1 Einfache Fotoverstärker	216
8.2 Fotoschaltverstärker	218
8.3 Hochempfindliche fotoelektrische Steuerschaltung	220
8.4 Zählgerät mit einer Fotodiode	222
8.5 Steuerschaltung mit einem Fotoelement	224
8.6 Lichtempfindlicher Schaltverstärker	224
8.7 Fotoverstärker	228
<b>9. Steuer- und Regelschaltungen</b>	<b>230</b>
9.1 Automatische Temperaturregelung	230
9.2 Temperaturregelschaltungen	232
9.3 Elektronische Überwachung von Temperaturen an mehreren Meßstellen	233
9.4 Integralregler zur Steuerung einer Heizung	234
9.5 Maximum-Minimum-Temperaturregler	236
9.6 Steuerschaltung mit einem Hallgenerator	238
9.7 Magnetempfindliche Steuerschaltung	241
9.8 Elektronische Zähleinheit mit Vorwahl	243
9.9 Anzeigelampe für Transistorschaltungen	246
9.10 Schaltverstärker mit guten Sperreigenschaften	246
9.11 Steuerschaltung mit sich überschneidendem Ansprech- und Abfallpegel	249
9.12 Nachlaufsteuerung zur Synchronisierung von Maschinen	250
9.13 Gleichlaufsteuerung	252
9.14 Schwellwertverstärker	253
9.15 Frequenzkonstanter Taktgeber	255
9.16 Spannungsgesteuerter astabiler Kippgenerator	256
<b>10. Meßgeräte</b>	<b>258</b>
10.1 Geschwindigkeitskontrollgerät	258
10.2 Phasenmeßgerät	260
10.3 Spannungsintegrator zur Konstanthaltung der elektrischen Arbeit	262
10.4 Kippteil für einen Elektronenstrahloszillografen	262
10.5 Geiger-Müller-Indikator	264
10.6 Ein kontaktloses Auswahlssystem mit Hallgeneratoren	267
10.7 Transistorchopper	268
10.8 Transistorchopper mit Ansteuerung	271
10.9 Gleichspannungsmeißverstärker	273



<b>11. Geregelte Netzgeräte</b>	<b>277</b>
11.1 Berechnungshinweise	277
11.2 Geregeltes Netzgerät 15 V, 15 A	288
11.3 Elektronische Sicherung	292
11.4 Geregeltes Netzgerät 20 V, 2 A	293
11.5 Netzgerät für eine feste Ausgangsspannung	294
11.6 Stromkonstantgerät	295
<b>12. HF- und Rundfunkschaltungen</b>	<b>296</b>
12.1 Leistungsverstärker 200 MHz, 200 mW	296
12.2 Oszillator für 200 MHz, 75 mW	297
12.3 Oszillator für 500 MHz	298
12.4 FM-Sender für 5,5 MHz	299
12.5 Meßschaltung für Leistungsverstärkung	300
12.6 Kleinstempfänger in Reflexschaltung	300
12.7 Transistorsuper für Mittelwellenempfang	303
12.8 UKW-Tuner	307
12.9 ZF-Verstärker für FM	309
<b>Stichwortverzeichnis</b>	<b>312</b>

# 1. Halbleiterbauelemente

## 1.1 Vorgeschichte

Im Jahre 1948 wurde die Entdeckung gemacht, daß mit Halbleitern unter gewissen Voraussetzungen Verstärkungseffekte erzielt werden können. Durch die Transistoren, bei denen dieser Verstärkungseffekt ausgenützt wird, hat die Halbleitertechnik eine große Bedeutung erlangt.

Die Verwendbarkeit von Halbleitern zur Herstellung von elektronischen Bauelementen ist schon lange bekannt. Bereits in den Anfängen der drahtlosen Telegrafie, am Ausgang des vorigen Jahrhunderts, wurde der Kristalldetektor verwendet.

Später folgte dann die Entwicklung der Selengleichrichter, die heute noch in großem Umfang eingesetzt werden. Der Versuch, auf dieser Basis ein Verstärkerelement zu entwickeln, führte nicht zum Erfolg. Der heute neben Silizium gebräuchlichste Halbleiterwerkstoff Germanium wurde erstmals 1914 für die Herstellung von Gleichrichtern verwendet. Diese Germanium-Spitzendioden waren in vielen Anwendungen den bisher gebräuchlichen Gleichrichtern überlegen. Sie werden heute noch in großer Zahl — vor allem zur Gleichrichtung hochfrequenter Spannungen — eingesetzt.

Bei Untersuchungen am Germanium entdeckten die Physiker *Bardeen*, *Brattain* und *Shockley* im Jahre 1948 den Transistoreffekt. Der zunächst entwickelte Spitzentransistor erlangte nur geringe technische Bedeutung. Seine Herstellung war technologisch schwierig: Zwei dünne Drähte mußten in geringem Abstand (etwa 50  $\mu\text{m}$ ) auf einem Germaniumplättchen angebracht werden, und er war wegen dieser punktförmigen Kontakte nur für kleine Ströme und Leistungen geeignet.

Den entscheidenden Aufschwung erlebte die Transistortechnik, nachdem im Jahre 1950 *Shockley* den Flächentransistor beschrieben hatte. Durch die flächenhaften sogenannten pn-Übergänge dieses Transistors ist es heute möglich, Transistoren für hohe Ströme und große Leistungen herzustellen.

## 1.2 Der Halbleiterwerkstoff

Ein („physikalisch“) reiner Halbleiter ist dadurch gekennzeichnet, daß sein spezifischer Widerstand am absoluten Nullpunkt ( $-273\text{ °C}$ ) unendlich ist und mit wachsender Temperatur abnimmt (negativer Temperaturkoeffizient). Bei Zimmertemperatur ist er erheblich größer als der spezifische Widerstand von Metallen.

In metallischen Leitern stehen genügend freie Elektronen zur Verfügung, die unter der Wirkung eines elektrischen Feldes sich mehr oder weniger ungehindert durch das Kristallgitter hindurchbewegen und einen Stromfluß verursachen. Beim Halbleiter sind alle Elektronen zunächst fest im Kristallgitter gebunden. Bereits bei Raumtemperatur sind jedoch aufgrund der Wärmeenergie schon einzelne Elektronen aus dem festen Gitterverband gelöst und stehen als freie Ladungsträger zur Verfügung. Auf diesem Umstand beruht die sogenannte Eigenleitung eines halbleitenden Stoffes bei Raumtemperatur und der negative Temperaturkoeffizient seines Widerstandes.

## 1.3 Heißleiter

Der negative Temperaturkoeffizient von Widerständen aus Halbleiterwerkstoffen wird in den sogenannten *Heißleitern* ausgenützt. Man verwendet zur Herstellung dieser Heißleiter allerdings nicht Germanium oder Silizium, sondern eine Mischung aus Oxyden von Metallen, vorwiegend Schwermetallen. Diese werden zu Plättchen oder Kügelchen gepreßt, deren Form vor allem durch den Verwendungszweck bestimmt ist, und schließlich gesintert. Durch das Sintern wird eine hohe Beständigkeit der Bauteile erzielt.

Das Bild 1.1 zeigt die Änderung des Widerstandes eines Heißleiters im Vergleich zur Widerstandsänderung von Kupfer bei Temperaturänderung.

Es ist darin erkennbar, daß bei einer Temperaturänderung, die den Widerstand von Kupfer auf das 2,5fache steigen läßt, der Widerstand eines Heißleiters um fast 3 Zehnerpotenzen sinkt. Das für diese Heißleiter verwendete geschützte Warenzeichen Thernewid® kennzeichnet die Eigenschaften dieser Bauteile (*thermisch-negativer Widerstand*).

Heißleiter werden zur Temperaturmessung, zur Kompensation des Temperaturganges von Schaltungen, in denen andere temperaturabhängige Bauteile — z. B. Transistoren — vorkommen, und für

Regel- und Anlaßzwecke verwendet. Ferner sind sie geeignet zur Kompensation des positiven Temperaturganges von metallischen Leitern — z. B. Kupferspulen —, und in einer Sonderbauform, als fremdgeheizte Heißleiter, dienen sie zur Pegelregelung.

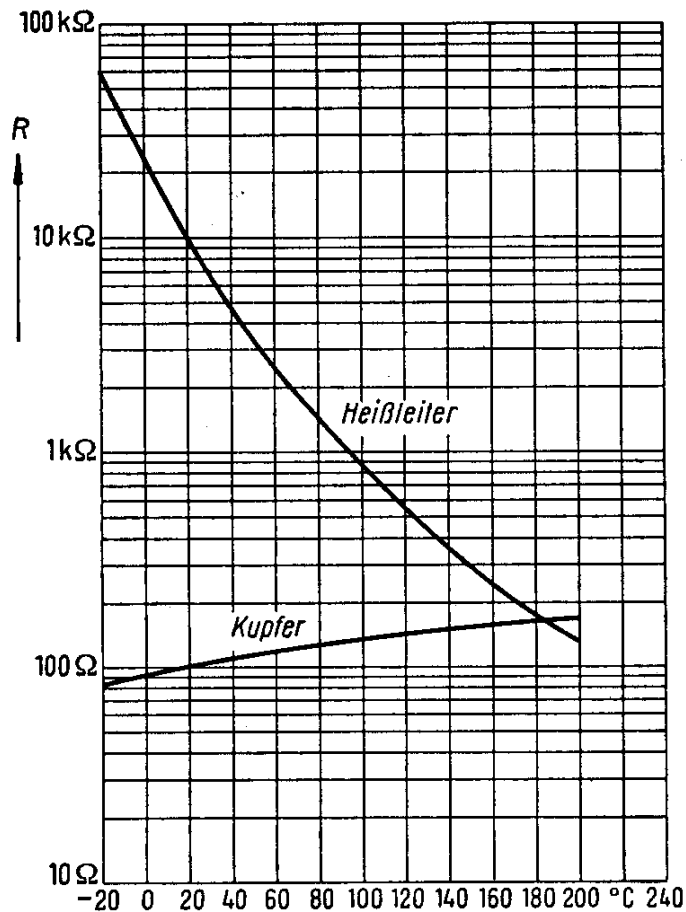


Bild 1.1

#### 1.4 Diode

Kennzeichnend für Halbleiterwerkstoffe ist, daß die geringe Leitfähigkeit (Eigenleitfähigkeit) durch den Zusatz von kleinsten Mengen an Fremdstoffen wesentlich verändert werden kann. Die reinsten heute herstellbaren Germaniumeinkristalle haben einen Reinheitsgrad von  $10^{-9}$  bis  $10^{-10}$ , d. h., auf  $10^9$  bis  $10^{10}$  Germaniumatome entfällt noch 1 Fremdatom. Um die zur Herstellung guter Halbleiterbauelemente erforderliche Reinheit des Grundmaterials besser zu veranschaulichen, sei hier ein oft gebrauchter Vergleich zitiert: „Wenn seit dem Jahre 0 in jeder Minute 1 Reiskorn auf einen Haufen gelegt worden wäre, so dürfte im Jahre 2000 zum erstenmal 1 Erbse dazugegeben werden.“

In der Praxis werden solche hochreinen Halbleiterkristalle im Zonenreinigungungsverfahren hergestellt.

Verunreinigt man nun diese Kristalle durch den Zusatz von bestimmten Fremdstoffen so stark oder besser so wenig, daß die Reinheit noch etwa  $10^{-6}$  beträgt, so erhöht sich die Leitfähigkeit des Materials um mehrere Zehnerpotenzen. Der Grund für diese Verringerung des Widerstandes ist in Bild 1.2 dargestellt.

Germanium ist ein Element aus der vierten Gruppe des periodischen Systems, d. h., es hat 4 Elektronen in der äußeren Schale (Valenzelektronen), die im Gitter eines Einkristalls fest eingebaut sind. Wird nun in ein solches gleichmäßiges Kristallgitter zum Beispiel ein Atom des 5wertigen Elementes Arsen eingebaut, so findet an dieser Stelle ein Elektron des Arsenatoms keinen festen Platz im Gitter und steht als freier Ladungsträger zur Verfügung. Trotz dieses freien negativen Elektrons ist ein derart verunreinigter (dotierter) Germaniumkristall elektrisch neutral, weil die Ladung des Elektrons durch die positive Ladung des Donatoratoms (Donator = Spender, da es ein Elektron abgibt) kompensiert wird. Wird in einem Germaniumkristall ein Atom eines 3wertigen Stoffes, zum Beispiel ein Indiumatom, eingebaut, so fehlt an der Stelle, an der dieses Atom sitzt,

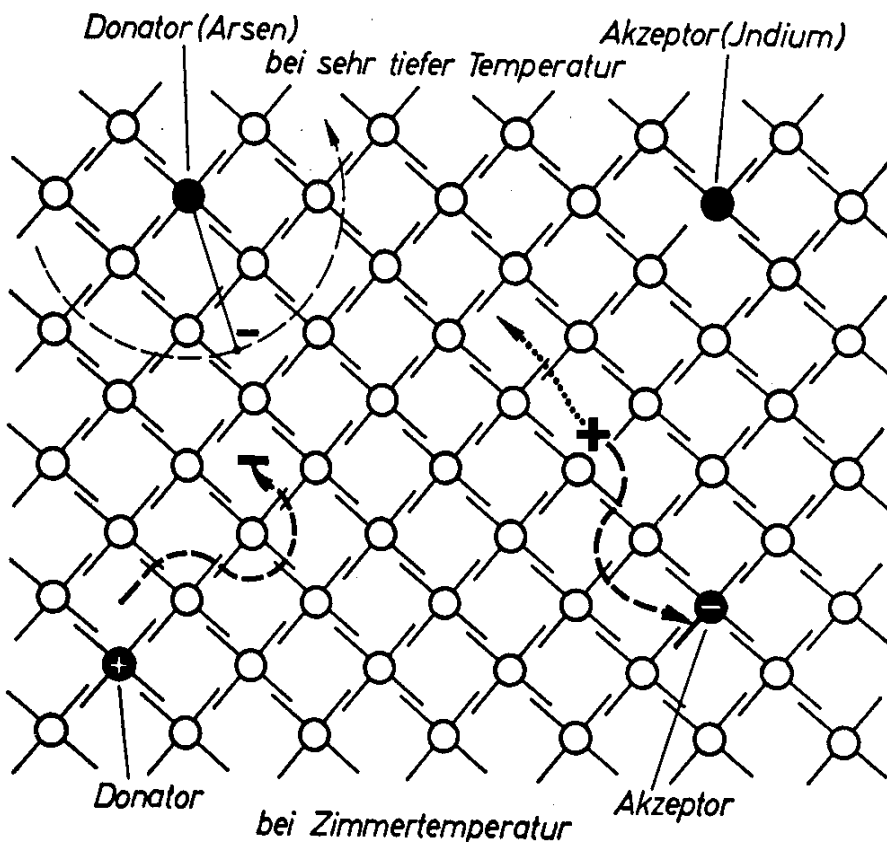


Bild 1.2

ein Elektron. Dieses sogenannte Loch hat das Bestreben, sich mit einem Elektron aufzufüllen. Man nennt deshalb diese Indiumatome auch Akzeptoratome, weil sie ein Elektron aufnehmen. Das Elektron wandert also zum Loch bzw. das Loch zum Elektron. Wenn man eine Richtung festlegen will, so könnte man sagen, der Elektronenstrom geht in Bild 1.2 von links nach rechts und der Löcherstrom von rechts nach links. Die Löcher stellen also positive Ladungen dar. Man spricht deshalb von positiv-leitenden oder p-Schichten, wenn das Dotierungsmaterial 3wertig ist; man spricht von negativ-leitenden oder n-Schichten, wenn das Dotierungsmaterial ein 5wertiger Stoff ist, wenn also die Elektronen den Stromfluß ermöglichen. Treffen in einem Germaniumkristall eine n- und eine p-Schicht aufeinander, so hat dieser Kristall gleichrichtende Eigenschaften. Legt man eine äußere Spannung an (Bild 1.3 oben), also den Minuspol der Batterie an die n-Schicht und den Pluspol der Batterie an die p-Schicht, so werden die negativen Ladungsträger der n-Schicht und die positiven Ladungsträger der p-Schicht zur Mitte des Kristalls, zum pn-Übergang, abgedrängt, weil gleichnamige Ladungen sich abstoßen. Durch das hohe Angebot an Ladungsträgern in der Grenzzone wird ein starker Austausch von Elektronen und Löchern entstehen und ein großer Strom fließen. Das Bauteil hat also einen kleinen Widerstand. Wird die äußere Spannung umgepolt (Bild 1.3 unten), so werden die negativen und die positiven Ladungsträger von der Grenzzone abgezogen, weil sich ungleichnamige Ladungen anziehen. An der Grenzzone, der sogenannten Sperrschicht, stehen jetzt keine Ladungsträger zur Verfügung, und es kann kein Strom fließen. Praktisch fließt jedoch immer ein kleiner Strom, der sogenannte Sperrstrom. Jetzt hat also das Bauteil einen sehr hohen Widerstand. Ein Schaltelement, das bei einer Polarität der außen angelegten Spannung einen kleinen Widerstand und bei umgekehrter Polarität einen hohen Widerstand hat, kann als Gleichrichter verwendet werden.

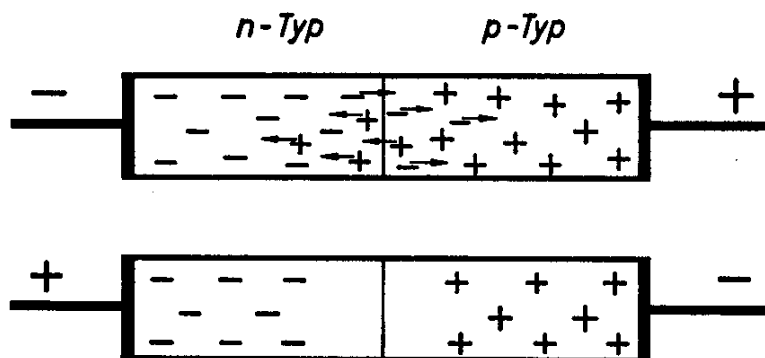


Bild 1.3

Neben den vielen hergestellten *Flächendioden* hat wegen ihrer guten Hochfrequenzeigenschaften auch die *Spitzendiode* bis heute ihren Platz behauptet. Als Ausgangsmaterial für die Spitzendiode dient ein n-leitendes Germaniumplättchen. Dieses Plättchen wird folgendermaßen hergestellt: Das zonengereinigte Germanium wird geschmolzen, die Fremdstoffe (Arsen oder Antimon) werden zugefügt, und dann wird mit einer geeigneten Vorrichtung ein n-dotierter Germaniumeinkristall gezogen. Durch Zersägen dieses Germaniumstabes erhält man die für die Herstellung von Germanium-Spitzendioden erforderlichen Plättchen. Auf diese wird nun eine Metallspitze aufgesetzt. Mit Hilfe von Stromstößen, die um ein Vielfaches größer sind als die später im Betrieb zugelassenen Werte, entsteht unter der Metallspitze durch die starke Erwärmung ein pn-Übergang. Gleichzeitig wird die Metallspitze mit dem Grundplättchen verschweißt; deshalb ist die mechanische Stabilität der Spitzendioden sehr groß.

Das Bild 1.4 zeigt die Kennlinien einer Germanium- und einer Siliziumdiode. Die Charakteristiken der Durchlaßkennlinien unterscheiden sich nur wenig voneinander. Der Stromanstieg beginnt bei Siliziumdioden erst bei höheren Spannungswerten. Bei einer weiteren Erhöhung der Spannung steigt der Strom aber dann stärker an als bei der Germaniumdiode. In Sperrichtung zeigen die Siliziumdioden, vor allem die Silizium-Flächendioden, ein sehr interessantes Verhalten. Bis zu einem bestimmten Spannungswert steigt der Sperrstrom nur gering an. Dann aber nimmt der Sperrstrom lawinenartig

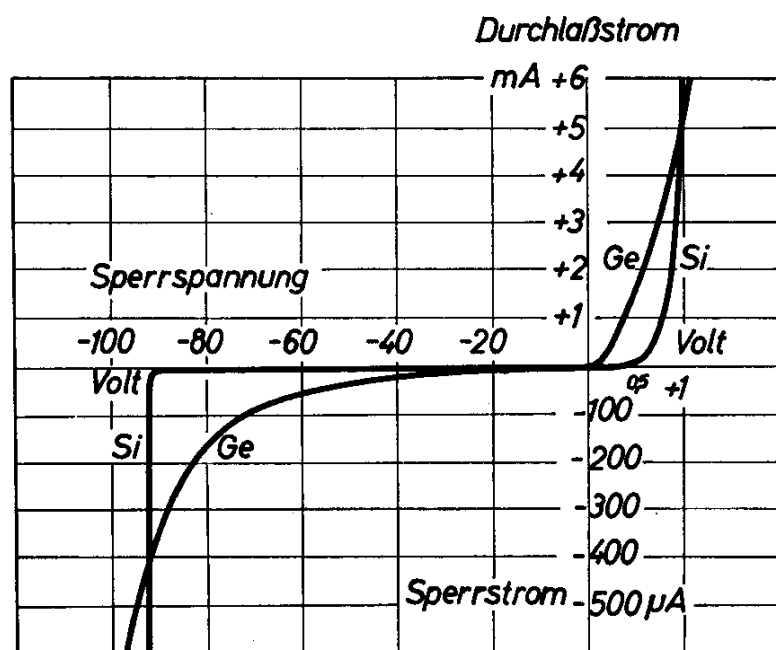


Bild 1.4

zu und kann nur mehr durch äußere Schaltmaßnahmen begrenzt werden. Man nennt diesen bei verhältnismäßig kleinen Spannungen fast rechtwinkligen Knick der Kennlinie den Zenerknicke (Zener: amerikanischer Physiker) und die Spannung, bei der dieser auftritt, die Zenerspannung. Solche Zenerdioden sind sehr gut geeignet zur Spannungsstabilisierung und zur Herstellung von Vergleichsspannungen, weil an ihnen keine höhere Spannung als die Zenerspannung auftreten kann.

### 1.5 Fotoelektrische Bauteile

Der Widerstand einer gesperrten Halbleiterdiode kann auch noch auf andere Weise beeinflusst werden. Praktisch ausgenutzt wird die Abhängigkeit dieses Sperrwiderstandes von der Stärke des Lichtes, dem die Sperrschicht ausgesetzt ist. Licht stellt eine Energieform dar. Durch die Energiezufuhr werden positive und negative Ladungsträger in der Sperrschicht erzeugt, der Sperrwiderstand sinkt, wodurch der Sperrstrom ansteigt. Bei Germanium-*Fotodioden* gibt es einen linearen Zusammenhang zwischen Lichtstärke und dem sogenannten Fotostrom. Man kann diese Erzeugung von Ladungsträgern durch Lichteinfall auch direkt zur Umwandlung von Lichtenergie in elektrische Energie verwenden. Während Fotodioden vor allem als Fotowiderstände, also mit Vorspannung betrieben werden, arbeiten die sogenannten *Solar-elemente* als Generatoren. Diese auch Sonnenzellen genannten Halbleiterbauteile werden vorwiegend aus Silizium hergestellt. Der heute damit erreichte Wirkungsgrad bei der Umwandlung von Sonnenenergie in elektrische Energie liegt bei etwa 11%.

### 1.6 Transistor

Der Transistor besteht im schematischen Aufbau aus zwei gegeneinandergeschalteten Dioden, die eine Elektrode gemeinsam haben (Bild 1.5). Ein npn-Transistor ist im Betrieb dann richtig gepolt, wenn am Emitter der Minuspol der Batterie liegt und am Kollektor der Pluspol. An der Basis liegt ein Potential „Null“, d. h., das Potential liegt zwischen dem des Emitters und dem des Kollektors. Die Spannung an der Basis ist also positiv gegenüber dem Emitter und negativ gegenüber dem Kollektor. Die Emitter-Basis-Diode ist demzufolge in Durchlaßrichtung gepolt (vgl. Bild 1.3 oben). Dies ist



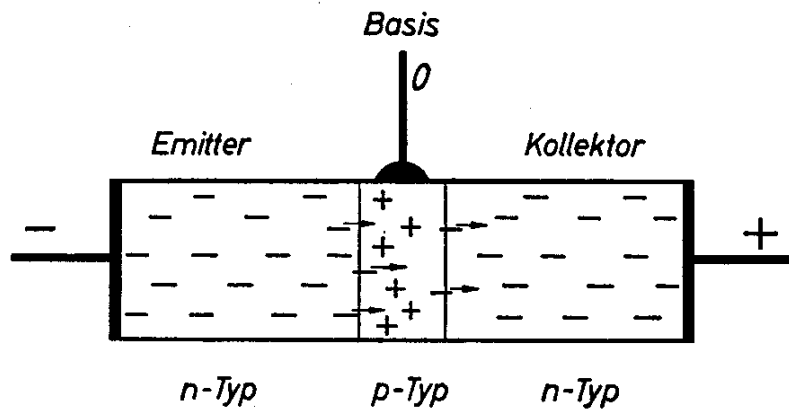


Bild 1.5

erforderlich, damit im Betrieb ein Strom aus dem Emitter fließt. Die Basiszone wird nun sehr dünn und ladungsträgerarm ausgeführt, so daß nur ein kleiner Teil der aus dem Emitter „emittierenden“ Ladungsträger in der Basis aufgefangen wird und ein Großteil durch den gesperrten pn-Übergang zwischen Kollektor und Basis (vgl. Bild 1.3 unten) hindurchwandert und vom Kollektor aufgenommen wird. Je größer nun das Verhältnis zwischen dem in den Kollektor fließenden Strom und dem über die Basis abfließenden Strom ist, um so größer ist die Stromverstärkung des Transistors. Wenn z. B. der Basisstrom nur  $\frac{1}{100}$  des Wertes des Kollektorstromes beträgt, so kann, wenn die Basis als Steuerelektrode verwendet wird, durch eine Stromänderung von 1 mA am Eingang eine Stromänderung von 100 mA am Ausgang (Kollektor) verursacht werden. Bei geeigneter Schaltung, der Emitterschaltung und der Basisschaltung (siehe Kapitel NF-Verstärker), kann mit Transistoren außerdem noch eine Spannungsverstärkung erzielt werden. In beiden genannten Schaltungen wird zwischen Emitter und Basis gesteuert, der Eingangswiderstand des Transistors ist also klein, weil diese Diode in Flußrichtung betrieben wird. Der Ausgangskreis liegt zwischen Kollektor und Emitter bzw. Kollektor und Basis. Die Kollektor-Basis-Diode ist jedoch in Sperrrichtung gepolt, d. h., der Ausgangswiderstand des Transistors ist groß. Es kann deshalb ein Verbraucher mit hohem Widerstand in den Ausgangskreis geschaltet und eine Spannungsverstärkung erzielt werden. In Emitterschaltung kann mit Transistoren die größte Leistungsverstärkung erreicht werden, weil hier Stromverstärkung und Spannungsverstärkung gleichzeitig auftreten. Die Leistungsverstärkung ist proportional dem Produkt aus Stromverstärkung und Spannungsverstärkung.

Ein immer noch sehr gebräuchliches Verfahren für die Herstellung von Transistoren ist das Legierverfahren. Bei der Herstellung eines *legierten*

*pn*p-Germaniumtransistors wird in ein n-leitendes Germaniumplättchen, das auf ähnliche Weise wie das Grundplättchen für die Spitzendiode hergestellt wird (siehe Kapitel 1.4), auf beiden Seiten je eine Indiumpille einlegiert. An der Übergangszone zwischen Indium und Germanium bilden sich p-leitende Schichten; das Ergebnis ist ein *pn*p-Transistorsystem. Für die gute Qualität eines Transistors ist es nötig, daß die Emitter- und die Kollektorsperrschicht planparallel verlaufen, d. h., daß die Basis an jeder Stelle gleich dick ist. An die Transistoren werden heute im wesentlichen 3 Grundforderungen gestellt: Sie sollen eine hohe Spannungsfestigkeit aufweisen, eine hohe Stromverstärkung und eine hohe Grenzfrequenz haben. Eine hohe Spannungsfestigkeit haben sie unter anderem, wenn die mittlere Schicht, die Basisschicht, dick ist. Eine hohe Stromverstärkung und eine hohe Grenzfrequenz wird jedoch dann erreicht, wenn die Basisschicht sehr dünn ist. Es bleiben in der Basiszone um so weniger Ladungsträger zurück, je dünner sie ist. Für die Grenzfrequenz ist wesentlich die Laufzeit der Ladungsträger durch die Basis verantwortlich, die natürlich um so kürzer sein wird, je dünner die Basisschicht ist. Einmal besteht also die Forderung nach einer dicken Basiszone, zum andernmal nach einer dünnen Basiszone, und das Optimum ist somit dann erreicht, wenn die Basiszone an jeder Stelle gleich dick ist. In einem Transistorsystem mit ungleich dicker Basiszone wird die dünnste Stelle für die Spannungsfestigkeit verantwortlich sein und je nach Arbeitspunkt eine mittlere Dicke für Stromverstärkung und Grenzfrequenz.

Aus technologischen Gründen kann die mittlere Schicht, die Basisschicht eines legierten Transistors, nicht beliebig dünn hergestellt werden. Die Wanderungsgeschwindigkeit der Indiumatome im geschmolzenen Germanium ist so groß, daß beim Erreichen eines minimalen Abstandes der beiden p-Zonen der Legiervorgang gestoppt werden muß, um ein Ineinanderlaufen der beiden p-Zonen zu verhindern, was einen elektrischen Kurzschluß zwischen Kollektor und Emitter bedeuten würde. In der Praxis können Basisschichten mit einer Dicke von 10  $\mu\text{m}$  nach diesem Verfahren noch gut hergestellt werden. Die erreichbare Grenzfrequenz in Basisschaltung mit legierten Transistoren liegt etwa bei 30 MHz. Will man Transistoren herstellen, die für noch höhere Grenzfrequenzen geeignet sind, so müssen andere Fertigungsverfahren angewendet werden, z. B. das Diffusionsverfahren.

Beim diffundierten Transistor wird die sehr dünne Basisschicht hergestellt, indem man z. B. auf einen p-leitenden Germaniumriegel bei

erhöhter Temperatur die Dotierungsstoffe in gasförmigem Zustand einwirken läßt. Der Einbau der Fremdstoffe in den Germaniumriegel geht relativ langsam vor sich; es kann so die Herstellung sehr dünner Schichten gut gesteuert werden. Auf diese Weise ist es heute möglich, Basisschichten mit einer Dicke von 1 bis  $0,5 \mu\text{m}$  herzustellen. Durch das ständige Nachdringen von neuen Fremdatomen in den Germaniumriegel wird die Verunreinigung oder die Dotierung nicht gleichmäßig über die ganze Breite der Basisschicht verteilt sein. Die Dotierung wird vielmehr an der Oberfläche sehr stark sein und gegen das Innere des Germaniumriegels hin exponentiell abnehmen. Durch die nicht konstante Störstellenkonzentration entsteht eine zusätzliche Feldstärke, wodurch beim Betrieb dieses Transistors die vom Emitter kommenden Ladungsträger in der Basisschicht zusätzlich beschleunigt werden (Bild 1.6). Die Laufzeit der Ladungsträger durch die Basis eines so gebauten Transistors ist deshalb kürzer als die Laufzeit durch eine gleich dicke Basisschicht eines legierten Transistors, bei dem die Störstellen in der Basis gleichmäßig verteilt sind. Die zwei Vorteile, dünnere Basisschicht und höhere Geschwindigkeit der Ladungsträger, wirken zusammen, so daß mit dem Diffusionsverfahren Transistoren für sehr hohe Frequenzen hergestellt werden können.

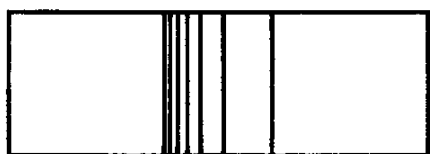


Legierungstransistor

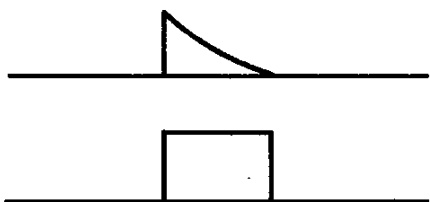


Basisdotierung

Feldstärke



Diffusionstransistor



Basisdotierung

Feldstärke

Bild 1.6

Auf diesem Prinzip beruhen mehrere Fertigungsverfahren für Hochfrequenztransistoren. Zu sehr guten Ergebnissen hat die Mesatechnik geführt. Dieses Verfahren ermöglicht den Bau von Transistoren mit sehr guten Hochfrequenzeigenschaften, verbunden mit günstigen Werten der zulässigen Verlustleistung. Das Fertigungsverfahren kann außerdem weitgehend automatisiert werden.

Bei der Herstellung der Siemens-*Mesatransistoren* wird in eine p-leitende Germaniumscheibe mit einem Durchmesser von etwa 30 mm eine dünne n-leitende Basisschicht eindiffundiert. Mit Hilfe einer Maske werden dann auf diese Scheibe etwa 1000 Aluminiumstreifen und parallel dazu die gleiche Anzahl Goldstreifen aufgedampft. Jeder dieser Streifen hat eine Größe von z. B.  $30 \mu\text{m} \times 70 \mu\text{m}$ . Auf diese Weise werden in einem Arbeitsgang etwa 1000 Mesasysteme hergestellt. Der aufgedampfte Goldstreifen stellt einen sperrschichtfreien Kontakt zur eindiffundierten Basisschicht her. Der Aluminiumstreifen wird durch Erwärmen der Scheibe einlegiert, so daß unter ihm eine dünne p-leitende Zone entsteht. Das p-leitende Grundmaterial, die eindiffundierte n-leitende Basis und die legierte p-Schicht unter dem Aluminiumstreifen ergeben einen pnp-Transistor. Ein Mesasystem, dessen Größe im wesentlichen durch die beiden benachbarten Streifen bestimmt ist, hat eine Kantenlänge von etwa  $120 \mu\text{m}$ . Die große Scheibe mit den vielen Systemen wird dann in kleine Stückchen zerteilt. Dazu ätzt man das Germanium rund um das eigentliche System etwas ab und zerteilt die Scheibe in einzelne Plättchen mit einer Kantenlänge von etwa 1 mm. Durch das Wegätzen des überflüssigen Germaniums werden schädliche Kapazitäten verringert. Von dem dabei entstehenden „Tafelberg“ hat der Transistor seinen Namen erhalten (Bild 1.7), da er eine Ähnlichkeit mit den Tafelbergen Nordamerikas (genannt Mesas) hat. Das beschriebene Fertigungsverfahren wurde erstmals in Amerika angewendet.

Die schon erwähnte streifenförmige Ausbildung des Basis- und des Emitterkontaktes hat mehrere entscheidende Vorteile. Neben der Grenzfrequenz  $f_a$ , die bei einem Mesatransistor wegen der dünnen Basis auf jeden Fall sehr hoch ist, sind für gute Hochfrequenzeigenschaften auch noch die Größe des Basisausbreitungswiderstandes  $r_{bb}'$  und der Kollektorkapazität  $C_c$  bzw. das Produkt aus beiden Werten maßgebend. Die Leistungsverstärkung des Transistors bei hohen Frequenzen ist proportional dem Ausdruck:

$$V_{L \text{ opt}} \sim \frac{f_a}{r_{bb}' \cdot C_c}$$

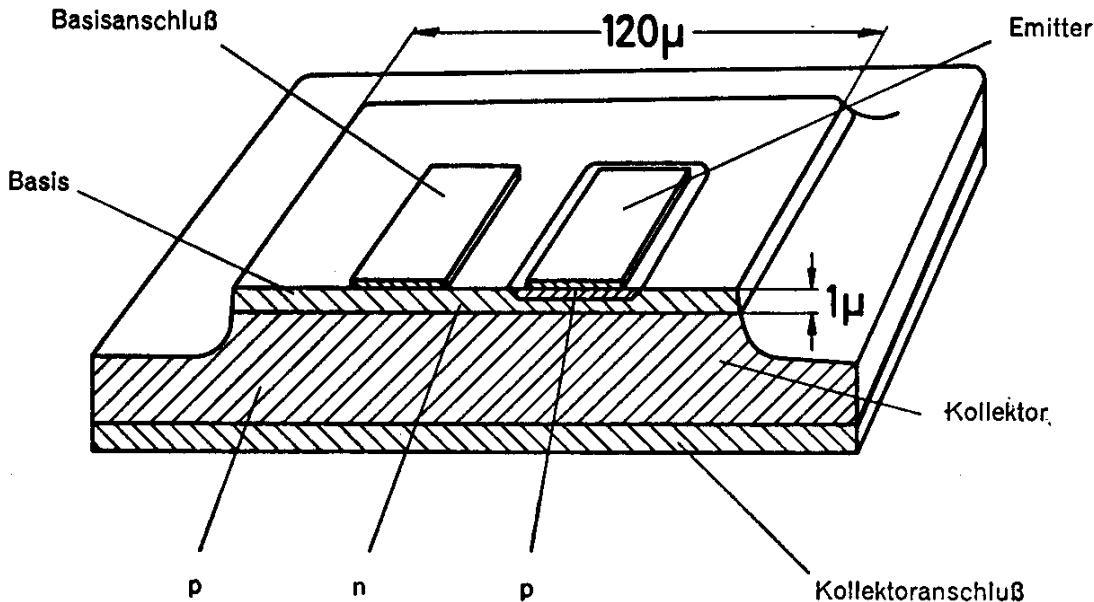


Bild 1.7

Das Produkt  $r_{bb}' \cdot C_c$  sollte also möglichst klein sein, wenn man eine hohe Leistungsverstärkung erzielen will.

Der Basisausbreitungswiderstand  $r_{bb}'$  ist der innere Widerstand der Basiszone. Er ist beim Mesatransistor sehr klein, weil die Basissschicht an der Oberfläche sehr stark dotiert ist, also eine hohe Leitfähigkeit hat. Es kommt hinzu, daß der Abstand zwischen Basis- und Emitterstreifen klein und die Länge des Basis- und des Emitterkontaktes relativ groß ist. Die Größe der Kollektorkapazität  $C_c$  (das ist die Kapazität zwischen Kollektor und Basis) wird durch die Fläche der Kollektorsperrschicht bestimmt, deren Größe von der Fläche des Basis- und Emitterkontaktes abhängt. Deshalb sollen beide Streifen möglichst schmal sein, damit neben einem kleinen Basisausbreitungswiderstand auch eine möglichst kleine Kollektorkapazität erreicht wird. Die Wärmeableitung ist beim Mesatransistor wegen des großen Kollektors gut. Sie kann noch verbessert werden, wenn das ganze System in der Längsrichtung der aufgedampften Streifen vergrößert wird. Dabei verschlechtern sich die Hochfrequenzeigenschaften nicht. Die Kollektorkapazität wird zwar linear mit der Verlängerung größer, der Basisausbreitungswiderstand nimmt aber wegen der Verlängerung des Basis- und des Emitterkontaktes linear ab. Das die Verstärkung des Transistors bei hohen Frequenzen bestimmende Produkt aus beiden Werten bleibt konstant.

An den beiden aufgedampften Streifen werden Zuleitungsdrähte befestigt. Dies geschieht nach dem sogenannten Thermo-Kompressionsverfahren. Hierzu wird das Transistorsystem kollektorseitig auf die

Bodenplatte des Gehäuses auflegt. Das Transistorsystem wird erwärmt und der Golddraht an die Kontaktfläche angepreßt. Durch dieses Zusammenwirken von Druck und Temperatur wird der  $13\ \mu\text{m}$  (etwa  $\frac{1}{3}$  Haaresstärke) dicke Golddraht gut mit den Kontaktflächen verbunden. Das Justieren der Golddrähte zu den Kontaktflächen geschieht unter dem Mikroskop mit Hilfe eines Mikro-Manipulators. Der Mikro-Manipulator untersetzt die von der Hand ausgeführte Bewegung. Nur dadurch wird es möglich, diese dünnen Drähte an die kleinen Kontaktflächen heranzuführen. Bei allen Arbeiten während der Montage des Mesatransistors wird auf peinlichste Sauberkeit geachtet. Wegen des kleinen Abstandes von etwa  $10\ \mu\text{m}$  zwischen Basis und Emitter genügen die geringsten Verunreinigungen, um an dieser Stelle Störungen hervorzurufen. Deshalb wird auch die Verwendung von Lötmitteln vermieden. Die dünnen Golddrähte werden nicht nur an die Kontaktflächen, sondern auch an die Zuleitungsdrähte angeschweißt.

Ein anderes Verfahren zur Herstellung von Hochfrequenztransistoren, das auf dem Diffusionsverfahren beruht, ist das sogenannte *POB-Verfahren*, das für die Transistoren AF 124 bis AF 127 angewendet wird (Bild 1.8).

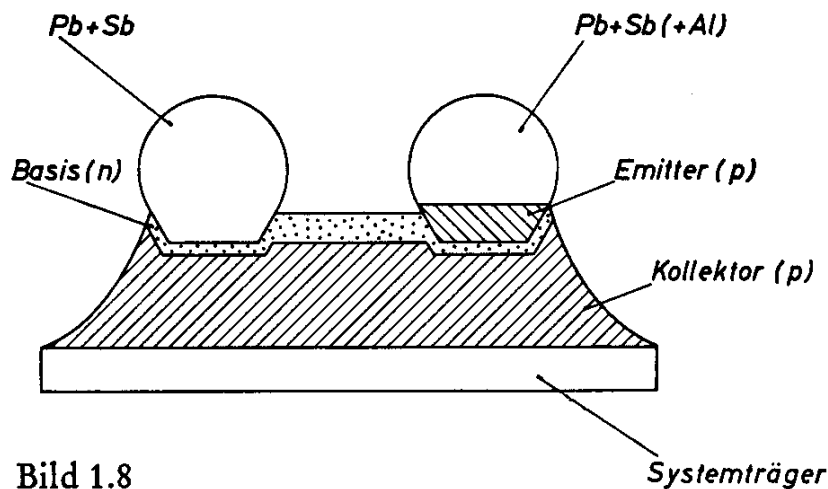


Bild 1.8

Das Ausgangsprodukt ist ein p-leitender Germaniumstreifen. In diesen Streifen wird eine etwa  $8\ \mu\text{m}$  dicke Basisschicht eindiffundiert, indem man bei geringem Druck gasförmig Antimon (Sb) einwirken läßt. Dann werden 2 Pillen aus Blei mit einem geringen Zusatz von Antimon und einem Durchmesser von etwa  $100\ \mu\text{m}$  mit einem Abstand von  $50\ \mu\text{m}$  auf den Germaniumstreifen aufgesetzt. Das Ganze

wird kurz erwärmt, bis die beiden Pillen fest haften. Auf eine der beiden Kugeln wird dann Aluminium aufgebracht. Das ganze System wird nun erneut erwärmt. Dabei legieren die beiden Bleikugeln tiefer in das Germanium ein. Sie legieren sogar durch die bereits bestehende n-Schicht hindurch. Ein Kurzschluß zwischen den Kugeln und dem p-Germanium wird aber verhindert, weil das Antimon, das in den Bleikugeln enthalten ist, schneller in das Germanium diffundiert, als das Blei legiert. Unter den Kugeln bildet sich eine n-Schicht mit einer Dicke von  $4\ \mu\text{m}$ , die mit der zu Beginn eindiffundierten n-Schicht in Verbindung steht. Das dreiwertige Aluminium, das auf eine der beiden Kugeln aufgebracht wurde, diffundiert langsamer in das Germanium als das fünfwertige Antimon. Auf diese Weise folgt unter einer Kugel der vordringenden n-Schicht eine p-leitende Zone. Damit bei diesem Diffusionsvorgang die Pillen nicht auseinanderfließen, wird das System mit einer Schutzhülle umgeben, die man nachher wieder entfernt. Den Kollektor des Transistors bildet also der p-Germaniumstreifen, den Basisanschluß stellt die eine Bleipille her, der Emitter entsteht unter der anderen Bleipille, auf die Aluminium aufgetragen wurde. Weil die Basis beim Legieren gleichsam vor den Pillen hergeschoben wird, nennt man diese Herstellungsart das POB-Verfahren (*push out base*).

Das System wird nun auf der Grundplatte des Transistorgehäuses montiert. Unter dem Stereomikroskop werden 2 dünne Anschlußdrähte an die beiden Pillen herangeführt und mit ihnen verschmolzen. Um schädliche Kapazitäten zu vermeiden, wird das Germanium rund um das eigentliche System abgeätzt. Damit die Basisschicht zwischen den beiden Pillen nicht abgetragen wird, schützt man dabei diese Stellen durch eine Abdeckung.

Durch das Aufsetzen der Gehäusekappe, die mit trockenem Silikonfett gefüllt ist, wird der Transistor fertiggestellt.

### 1.7 Tunneldiode

Ein noch junges Bauteil der Halbleitertechnik ist die *Tunneldiode*. Die Stromspannungskennlinie einer solchen Diode ist im Bild 1.9 gezeigt. Man sieht, daß bereits bei kleinen Spannungswerten der Strom mit der Spannung stark ansteigt, ein Maximum erreicht und bei weiterer Erhöhung der Spannung an der Diode wieder absinkt. In diesem Bereich hat die Tunneldiode einen negativen differentiellen Widerstand, weil beim Steigen der Spannung der Strom sinkt. Diese Tunneldiode kann für Verstärker, Oszillatoren und Kippkreise verwendet werden. Sie

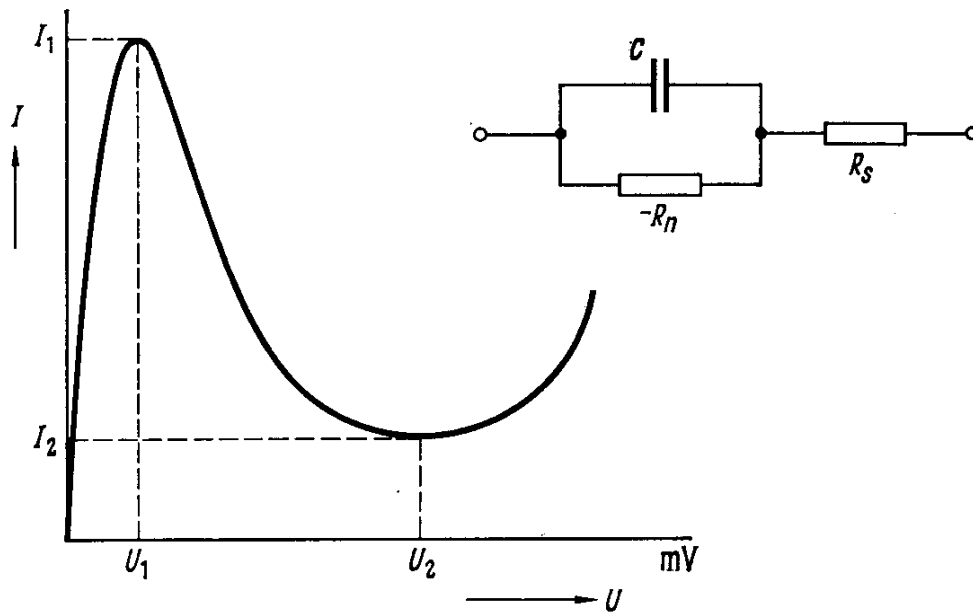


Bild 1.9

eignet sich für sehr hohe Frequenzen. Es lassen sich Tunnelnioden herstellen, die bei hohen Frequenzen sehr gute Rauscheigenschaften haben. Der Name Tunnelniodiode kommt daher, daß hier die Ladungsträger beim Durchwandern des pn-Überganges den im pn-Übergang bestehenden Potentialberg nicht überschreiten, sondern durchtunneln.

### 1.8 Hallgenerator

Die *Hallgeneratoren* aus Halbleiterwerkstoffen ermöglichen die praktische Ausnützung des seit langem bekannten Halleffektes. Als Halleffekt bezeichnet man folgende Erscheinung: Durchfließt ein elektrischer Strom in Längsrichtung einen flachen Leiter, auf den senkrecht ein Magnetfeld einwirkt, dann entsteht senkrecht zur Leiterachse und zum Magnetfeld ein Potentialgefälle, das proportional ist dem äußeren Vektorprodukt aus dem Strom, der den Leiter durchfließt, und der Stärke des Magnetfeldes ( $i \times B = u$ ).

Diese Spannung ist bei Metallen sehr klein, weil die Geschwindigkeit der Ladungsträger dort sehr gering ist, d. h., es werden in der Zeiteinheit von den Ladungsträgern nur wenige Kraftlinien geschnitten, und die auf die Ladungsträger wirkenden Ablenkkräfte sind sehr klein. Bei Halbleitern ist die Geschwindigkeit infolge der kleineren Dichte der freien Ladungsträger viel größer. Durch die starke Ablenkung der Ladungsträger im Magnetfeld verschieben sich die Linien gleichen Potentials (Äquipotentiallinien) im flachen Leiter sehr stark (Bild 1.10),



und zwischen den Mittelpunkten der beiden Längsseiten entsteht eine verhältnismäßig hohe Spannung. Hallgeneratoren werden aus sogenannten  $A_{III}-B_V$ -Verbindungen hergestellt, also aus Verbindungen zwischen dreiwertigen und fünfwertigen Materialien (Indiumarsenid und Indiumantimonid). Der Name Hallgenerator ist deshalb gerechtfertigt, weil diese Bauteile — wegen des kleinen Innenwiderstandes (z. B.  $20 \Omega$ ) — neben einer relativ hohen Hallspannung (bis zu  $1 \text{ V}$ ) auch noch Leistung abgeben können. Die Ausführungsform von Hallgeneratoren richtet sich nach dem Anwendungsfall.

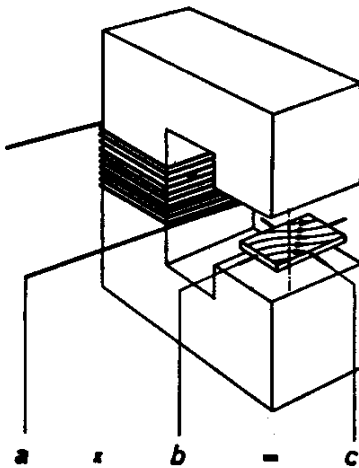


Bild 1.10

Mit den sehr kleinen Feldsonden können magnetische Felder auch an unzugänglichen Stellen gemessen werden. Wenn der Steuerstrom konstant gehalten wird, ist die Hallspannung ein direktes Maß für die Stärke des Magnetfeldes. Die Möglichkeit der Produktbildung kann zur Leistungsmessung ausgenutzt werden. Dies ist besonders vorteilhaft bei schnell veränderlichen Vorgängen. Wegen der dünnen Schichten, aus denen die Hallgeneratoren bestehen, ist ihre Grenzfrequenz sehr hoch. Hallgeneratoren können auch so aufgebaut werden, daß sie, ähnlich wie Magnettonköpfe, zum Abtasten von Tonbändern geeignet sind. Sie unterscheiden sich von den gebräuchlichen Tonköpfen dadurch, daß sie nicht die Änderung des Flusses mit der Zeit registrieren, sondern den Absolutwert des Flusses. Dieser Umstand ist vor allem bei Steueranlagen, die mit Tonbändern oder Magnettrommeln arbeiten, von Vorteil.

Neue Halbleiterbauelemente, wie die Planartransistoren, Integrierte Schaltungen und die Kaltleiter, sind in den Bänden 2 und 3 der Reihe beschrieben.

## 2. NF-Verstärker

Transistoren bieten in NF-Verstärkern vor allem bei niedrigen Batteriespannungen große Vorteile, da die sehr geringe Restspannung der Transistoren gute Wirkungsgrade ermöglicht. Bei Verwendung der drei Grundschaltungen von Transistoren, der Emitterschaltung, der Kollektorschaltung und der Basisschaltung, ist in fast allen Fällen eine gute Anpassung der Eingangsstufe eines Transistorverstärkers an die Steuerquelle erreichbar. Dies ist besonders wichtig, weil in Transistorverstärkern jede Stufe als Leistungsverstärker arbeitet. Der Transistor benötigt für seine Aussteuerung eine Leistung, deren Größe bei einer bestimmten Ausgangsleistung von der Stromverstärkung und der Steilheit des Transistors abhängig ist.

### 2.1 Die Dimensionierung von NF-Verstärkern mit Transistoren

Es werden im folgenden die bei der Dimensionierung von NF-Verstärkern mit Transistoren auftretenden Probleme erörtert und einfache, allgemeingültige Dimensionierungsregeln angegeben. Mit den abgeleiteten Formeln wird ein Schallplattenverstärker für eine Ausgangsleistung von 12 W bei einer Batteriespannung von 12 V berechnet. Im Anschluß daran wird eine vom Üblichen abweichende Schaltungsart für Endstufen beschrieben.

#### 2.1.1 Eingangsstufen

Die Eingangsstufen eines NF-Verstärkers haben in erster Linie die Aufgabe, den Verstärker an die Steuerquelle anzupassen. Wegen der Verschiedenheit der möglichen Steuerquellen, wie Kristall- und Magnettonabnehmer für Plattenspieler, elektrodynamische und Kristallmikrofone, Magnetköpfe von Tonbandgeräten oder Demodulatorstufen in Rundfunkgeräten, müssen diese Stufen Eingangswiderstände von etwa 100  $\Omega$  bis zu mehreren 100 k $\Omega$  aufweisen. Diese stark un-

terschiedlichen Anpassungswerte können durch eine der drei Transistorgrundschaltungen realisiert werden, die sich für den jeweiligen Fall am besten eignet.

Um die Auswahl der passenden Eingangsschaltung zu erleichtern, sollen hier kurz die wesentlichsten Merkmale der drei Grundschaltungen behandelt werden. Die gebräuchlichste Schaltungsart in NF-Verstärkern mit Flächentransistoren ist die *Emitterschaltung* (Bild 2.1.1). Ein verhältnismäßig kleiner Basisstrom steuert einen um den Faktor der Stromverstärkung größeren Kollektorstrom. Mit ihm und mit der Größe des Arbeitswiderstandes wächst die Höhe der dadurch hervorgerufenen Spannungsänderung am Ausgang. Der Vergrößerung des Arbeitswiderstandes setzt aber der Ausgangswiderstand des Transistors eine Grenze, da dieser für Wechselströme parallelgeschaltet ist. In der Emitterschaltung ist der Ausgangswiderstand sehr groß im Vergleich zum Eingangswiderstand. Neben der Stromverstärkung ist daher auch eine Spannungsverstärkung erzielbar. Die Emitterschaltung ergibt also eine große Leistungsverstärkung. Sie wird überall dort angewendet, wo vor allem eine hohe Verstärkung erwünscht ist. Das Bild 2.1.2 zeigt das Prinzip der *Kollektorschaltung*. Es ist völlig gleichgültig, ob die Ansteuerung hier zwischen den Punkten 1 und 2 oder zwischen 1 und 3 erfolgt, da die Punkte 2 und 3 für Wechselströme über die Batterie kurzgeschlossen sind. Die Eingangs- und Ausgangswiderstände verhalten sich genau entgegengesetzt der Emitterschaltung. Der Eingang ist hochohmig im Vergleich zum Ausgang. Der hohe Eingangswiderstand erklärt sich wie folgt: Der Steuerstrom  $I_b$  bewirkt über die Stromverstärkung am Arbeitswiderstand  $R_a$  (Bild 2.1.2) einen Spannungsabfall von der Größe  $U_a = \beta \cdot I_b \cdot R_a$ , wobei  $\beta = I_c / I_b$  die Stromverstärkung des Transistors ist. Dieser Basisstrom kann nur fließen, wenn am Eingang eine Steuerspannung

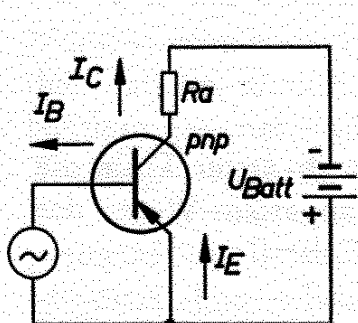


Bild 2.1.1

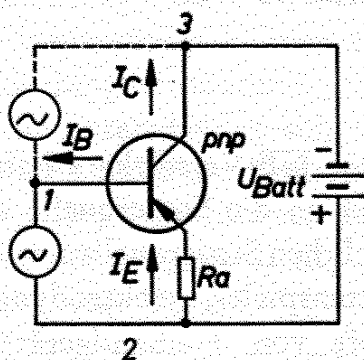


Bild 2.1.2

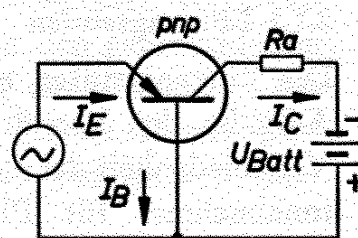


Bild 2.1.3

$U_{St} = U_a + U_{be}$  liegt; dabei ist  $U_{be}$  die Spannung zwischen Emitter und Basis bei einem bestimmten Wert von  $I_b$ , sie hat dieselbe Größe wie in Emitterschaltung. Um also in Kollektorschaltung denselben Strom  $I_c$  zu steuern wie in Emitterschaltung, ist eine um den Wert von  $U_a$  höhere Steuerspannung notwendig, und der Eingangswiderstand steigt zwangsläufig um den Wert

$$\frac{U_a}{I_b} = \frac{I_c \cdot R_a}{I_b} = \beta \cdot R_a \approx B \cdot R_a$$

also um das Produkt aus Stromverstärkung und Arbeitswiderstand. Bei den üblichen Aussteuerungen und Arbeitspunkten kann die differentielle Stromverstärkung annähernd der Großsignal-Stromverstärkung  $B$  gleichgesetzt werden. Bei einem Arbeitswiderstand von  $5 \text{ k}\Omega$  und einer Stromverstärkung von  $B = 50$  kann man somit einen Eingangswiderstand von  $250 \text{ k}\Omega$  erzielen und dabei eine ausreichende Anpassung z. B. an den Kristalltonarm eines Plattenspielers erreichen. Den Vorteil des in dieser Schaltung auftretenden niedrigen Ausgangswiderstandes ( $R_{\text{Ausg. min}} = U_{be}/I_c$ ) macht man sich überall dort zunutze, wo lastunabhängige Ausgangsspannungen gefordert werden. Da in Kollektorschaltung die Steuerspannung  $U_{St} = U_a + U_{be}$  immer größer ist als die Ausgangsspannung  $U_a$ , kann hier keine Spannungsverstärkung, sondern nur eine Stromverstärkung erzielt werden. Die Leistungsverstärkung ist entsprechend gering, und man bezeichnet diese Stufen daher oft als Impedanzwandler.

Für NF-Verstärker ist die *Basisschaltung* (Bild 2.1.3) wegen ihres sehr kleinen Eingangswiderstandes und ihrer ebenfalls geringen Leistungsverstärkung von untergeordneter Bedeutung. Für alle Flächentransistoren gilt die Stromgleichung  $I_e = I_c + I_b$ . Der Emitterstrom  $I_e$  ist also der größte Strom. Da nun in der Basisschaltung am Emitter gesteuert wird, ist die Stromverstärkung kleiner als 1, tatsächlich erreicht man Werte von  $\alpha = 0,95$  bis  $0,99$ . Die Spannung  $U_{eb}$ , die für einen bestimmten Wert von  $I_c$  erforderlich ist, hat wieder die gleiche Größe wie in Emitter- und Kollektorschaltung. Der Steuerstrom  $I_e$  ist jedoch in der Basisschaltung um den Faktor  $(B + 1)$  größer. Der Eingangswiderstand ist

$$R_{eb} = \frac{U_{eb}}{I_e} = \frac{U_{eb}}{I_b (B + 1)}$$

und somit um den Faktor  $(B + 1)$  kleiner als in Emitterschaltung. Der Ausgangswiderstand ist höher als in Emitterschaltung und damit

sehr groß im Vergleich zum Eingangswiderstand. Die auftretende Verstärkung ist eine reine Spannungsverstärkung.

Wegen der gegenüber der Emitterschaltung um den Faktor  $\beta$  höherliegenden Grenzfrequenz und der geringeren Rückwirkung des Transistors in Basisschaltung wird diese häufig in HF-Schaltungen angewendet.

Zusammenfassend sind hier noch einmal die wesentlichen Merkmale der 3 Schaltungsarten angegeben:

Schaltungsart	Eingangswiderstand	Ausgangswiderstand	verstärkt
Emitterschaltung	mittel	groß	Strom und Spannung größte Leistungsverstärkung
Kollektorschaltung	groß	klein	Strom
Basisschaltung	klein	sehr groß	Spannung

Mit Hilfe dieser Zusammenstellung ist es möglich, die günstigste Eingangsschaltung für den jeweiligen Fall zu wählen.

Ein hochohmiger Eingang kann natürlich auch in Emitterschaltung mit einem entsprechenden Vorwiderstand erreicht werden. Die Verstärkung ist dann etwa gleich der in Kollektorschaltung. Wie noch später bewiesen wird, ist aber die Kollektorschaltung durch die gegenkoppelnde Wirkung des Arbeitswiderstandes sehr temperaturstabil. Deshalb und nicht zuletzt wegen des niederohmigen Ausgangs wird fast immer die Kollektorschaltung bevorzugt.

Bild 2.2 zeigt das typische Beispiel der Eingangsstufe eines Plattenspielerverstärkers. Über die Frequenzkorrekturglieder gelangt das Signal an den hochohmigen Eingang der Kollektorstufe. Die RC-Kombination zur Tiefenanhebung kann auch an das obere Ende des Lautstärkeinstellers angeschaltet werden, falls kein Potentiometer mit Anzapfung zur Verfügung steht. Dabei entfällt eine gehörrichtige Regelung der Tiefen. Der Kollektorruehstrom wird mit dem 300-k $\Omega$ -Potentiometer eingestellt. In dieser Stufe soll er 0,5 mA betragen, wie aus dem eingetragenen Wert der Spannung am Emitter hervorgeht.

Der Widerstand von 10 k $\Omega$  zwischen Basis und Emitter hat die Aufgabe, den Kollektor-Basis-Reststrom zu begrenzen. Bei einem hochohmigen Abschluß zwischen Emitter und Basis fließt ein höherer Kollektor-Emitter-Reststrom (Bild 2.3).

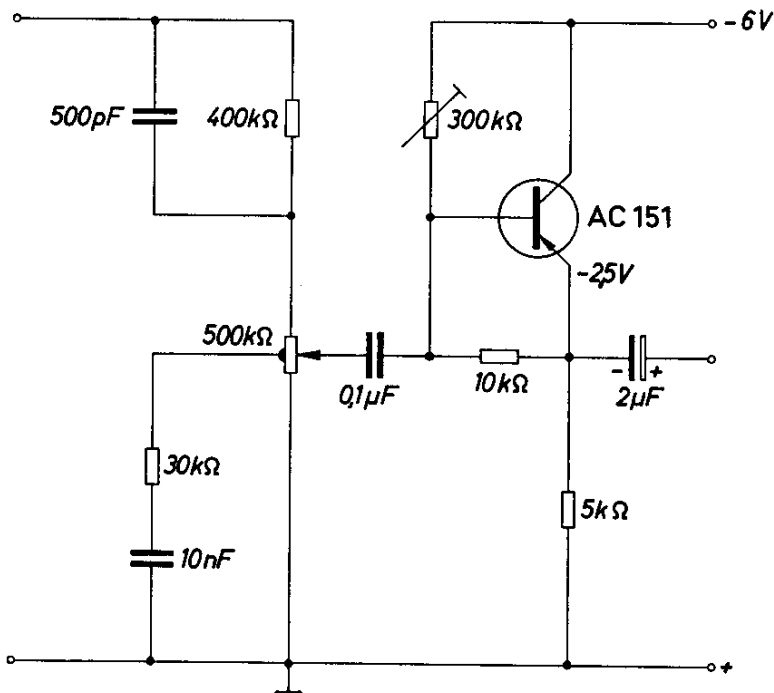


Bild 2.2

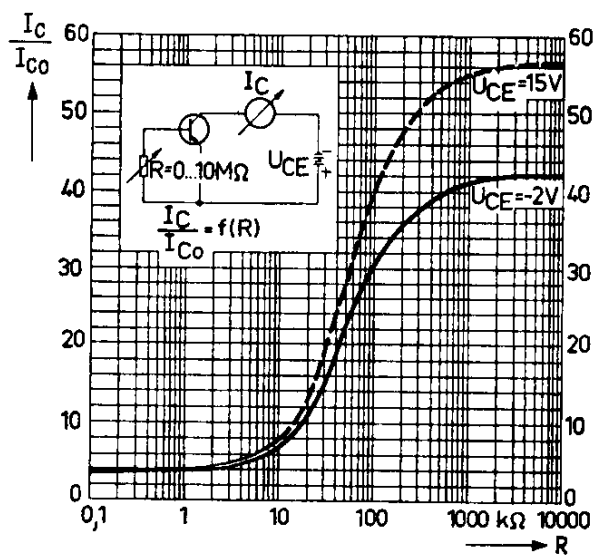


Bild 2.3

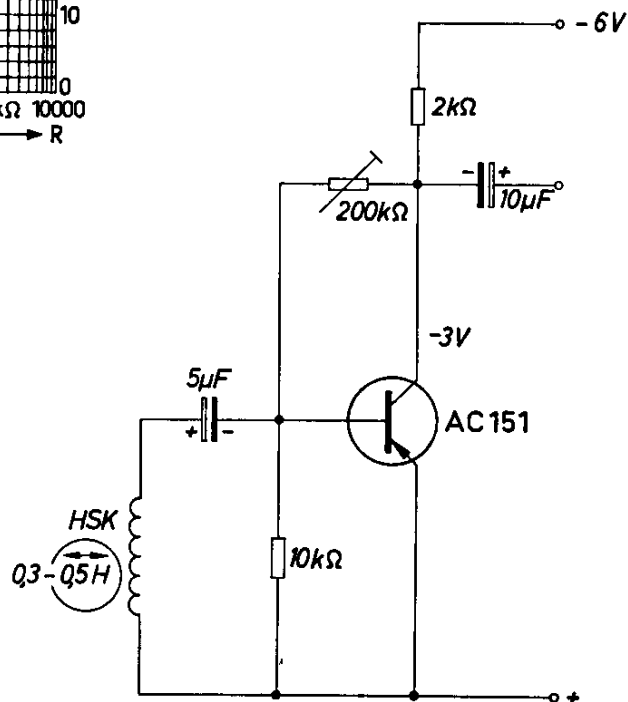


Bild 2.4

Als Beispiel einer Eingangsstufe in Emitterschaltung zeigt das Bild 2.4 die erste Stufe eines Magnettonverstärkers. Um einen genügend großen Rauschabstand zu bekommen, sind in dieser Stufe rauscharme Transistoren zu verwenden (z. B. Siemens AC 151 rauscharm).

### 2.1.2 Vorstufen

Je nach geforderter Verstärkung kann an die Eingangsstufe direkt die Treiberstufe angeschlossen werden. Bei kleinen Signalen jedoch, und besonders für große Ausgangsleistungen, müssen noch eine oder mehrere Vorstufen dazwischengeschaltet werden. Diese Stufen müssen dann die entsprechende Verstärkung bei kleinem Klirrgrad bringen. Man wird daher durchweg die Emitterschaltung wählen. Außerdem muß natürlich, wie bei allen Transistorstufen, die thermische Stabilität gewährleistet sein. Über Möglichkeiten der Arbeitspunktstabilisierung bei Temperaturänderung wird später berichtet.

Für die Steuerung jeder Transistorstufe ist zum Unterschied von Röhrenverstärkern nicht nur Spannung, sondern auch Strom, also Leistung, notwendig. Es wäre zweckmäßig, jede Stufe an die nächste optimal anzupassen, um die größtmögliche Leistungsverstärkung zu erreichen. Trotzdem werden aus Preisgründen fast immer die Vorstufen RC-gekoppelt. Ein Verlust an Leistungsverstärkung muß dabei in Kauf genommen werden. Die Größe der Koppelkondensatoren wird durch die untere Grenzfrequenz des Verstärkers bestimmt. Bei niedrigen Frequenzen tritt eine Spannungsaufteilung zwischen dem kapazitiven Widerstand  $1/\omega C$  und dem Transistor-Eingangswiderstand  $R_E$  auf. Für 3 dB Abfall bei der Grenzfrequenz  $f_u$  ergibt sich:

$$\frac{1}{\omega_u C} = R_E$$

Die untere Grenzfrequenz der einzelnen Stufen muß entsprechend niedrig angesetzt werden, um über mehrere Stufen die geforderten  $-3$  dB zu bekommen.

Für die erzielbare Leistungsverstärkung gilt als ungefährender Richtwert, daß drei RC-gekoppelte Verstärkerstufen etwa die gleiche Verstärkung bringen wie zwei transformatorgekoppelte.

### 2.1.3 Treiberstufen

Die Treiberstufe arbeitet fast durchweg mit einem Übertrager, da in einer Leistungsstufe nur dann eine genügende Verstärkung erzielt

werden kann, wenn die Endstufe optimal an den Treiber angepaßt ist. Außerdem können mit diesem Übertrager die beiden gegenphasigen Spannungen zur Aussteuerung von Gegentaktendstufen gewonnen werden.

Für die Dimensionierung eines Verstärkers sind üblicherweise die Batteriespannung  $U_{\text{Batt}}$ , die maximale Ausgangsleistung  $N_a$ , der Anpaßwiderstand  $R_a$ , die untere und obere Grenzfrequenz, die Eingangsspannung und der Eingangswiderstand  $R_E$  gegeben.

Mit den ersten vier Angaben sind der Ausgangsübertrager und der Eingangsübertrager ausreichend bestimmt. Aus den Kennlinien (Bild 2.5) der Endstufentransistoren wird zunächst die bei maximaler Ausgangsleistung erforderliche Eingangsleistung für die Endstufe ermittelt.

Im Ausgangskennlinienfeld sind die Leistungsdreiecke für gleiche Ausgangsleistung bei einem Gegentakt-B- und einem Eintakt-A-Verstärker eingetragen.

Bei fehlender Aussteuerung sind die Transistoren des Gegentaktverstärkers nur gering belastet. Die an jedem der beiden Transistoren auftretende Ruheverlustleistung ist gleich dem Produkt aus der Batteriespannung  $U_{\text{Batt}}$  und dem Kollektorruehestrom (Arbeitspunkt AB). Im praktischen Fall wird immer die AB-Einstellung gewählt. Die durch die Krümmung der Übertragungskennlinien der Transistoren hervorgerufenen sogenannten B-Verzerrungen werden dabei klein (Bild 2.5 links). Für die jetzt angestellten Überlegungen soll jedoch die reine B-Schaltung mit idealisierter Kennlinie zugrunde gelegt werden. Die Fläche des Leistungsdreiecks  $N_{a1}$  ist

$$N_{a1} = U_{\text{Batt}} \frac{I_{C1}}{2} \quad (2.1)$$

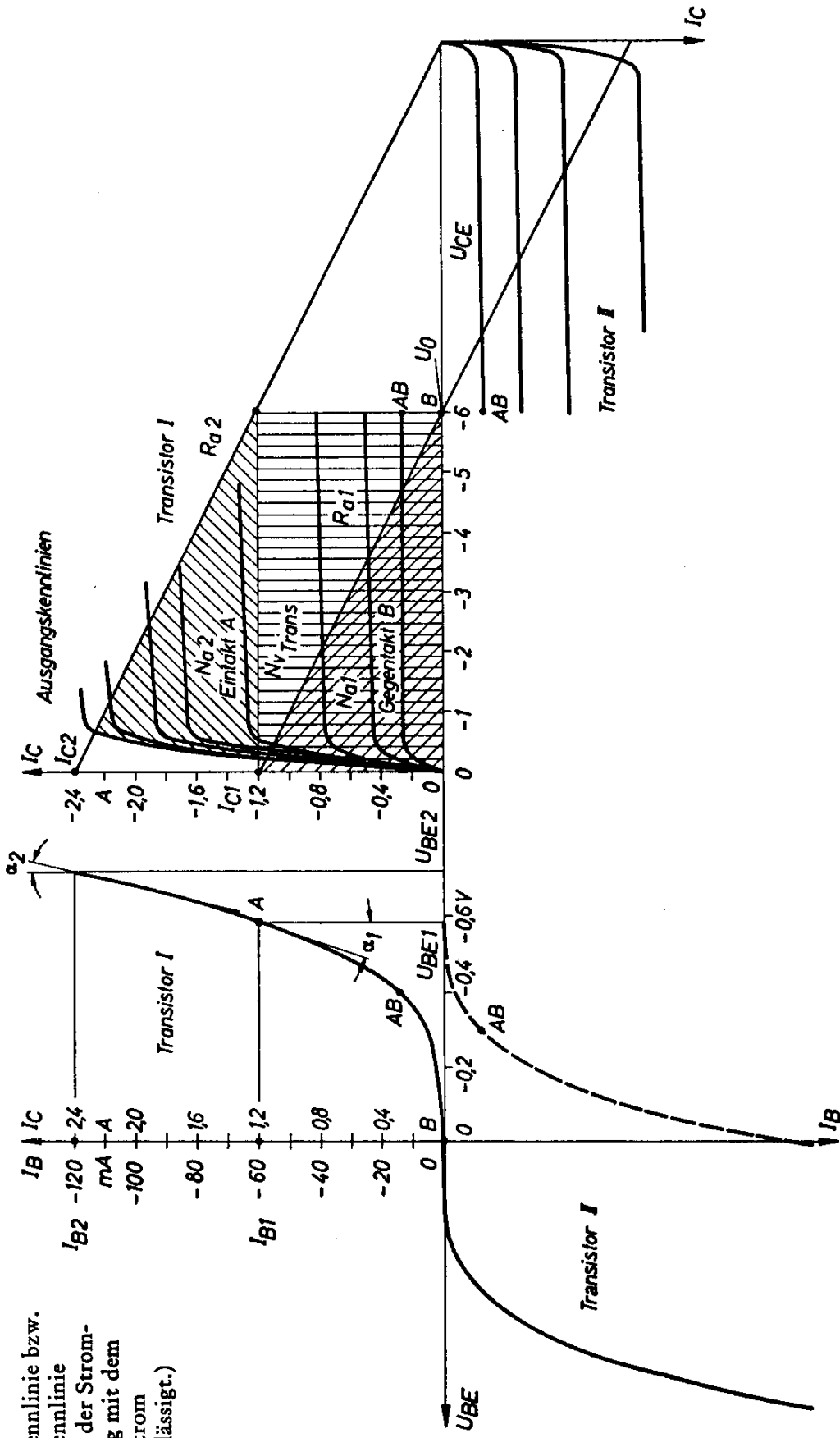
daraus ist

$$I_{C1} = \frac{2 N_{a1}}{U_{\text{Batt}}} \quad (2.2)$$

Zur Aussteuerung des Stromes  $I_{C1}$  ist ein Basisstrom von der Größe  $I_{B1}$  erforderlich. Durch Multiplizieren mit dem entsprechenden Wert der Basisspannung  $U_{\text{BE1}}$  (Eingangskennlinie Bild 2.5) erhält man die effektive Eingangsleistung

$$N_{E1} = \frac{I_{B1} \cdot U_{\text{BE1}}}{2} (= N_{e1}) \quad (2.3)$$





Eingangskennlinie bzw. Steilheitskennlinie (Änderung der Stromverstärkung mit dem Kollektorstrom ist vernachlässigt.)

Bild 2.5

Der differentielle Eingangswiderstand des Transistors ist gleich der Tangente an die Eingangskennlinie in diesem Punkt

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = r_E \quad (2.4)$$

Bei einer Eintakt-A-Endstufe muß der vorher ermittelte Wert  $I_{C1}$  als Ruhestrom eingestellt werden. Im Ruhezustand ist dann der Transistor sehr stark belastet. Die maximal auftretende Verlustleistung beträgt  $I_{C1} \cdot U_{\text{Batt}}$  und ist im Ruhefall doppelt so groß wie die maximal erzielbare NF-Ausgangsleistung. Um in dieser Eintaktstufe die gleiche Ausgangsleistung  $N_a$  zu erzielen wie in der vorhin beschriebenen Gegentaktstufe, muß ein maximaler Strom von der Größe  $I_{C2} = 2 I_{C1}$  angesteuert werden, wobei der Spitzenwert des Wechselstromes nur den Wert  $I_{C2} - I_{C1}$  erreicht. Demgemäß hat der zur Aussteuerung notwendige Basisstrom die Größe  $I_{B2} - I_{B1}$  (Bild 2.5), und die effektive Eingangsleistung wird

$$N_{E1} = \frac{(I_{B2} - I_{B1}) \cdot (U_{BE2} - U_{BE1})}{2} \quad (2.5)$$

Der differentielle Eingangswiderstand ist wie oben gleich der Tangente. Die erforderliche Steuerleistung für die Eintaktendstufe beeinflusst nicht allein die Größe des Eingangsübertragers. Es ist außerdem noch die untere Grenzfrequenz und die Gleichstrom-Vormagnetisierung maßgebend, da, wie aus der vorigen Betrachtung hervorgeht, bei Eintaktstufen ein hoher Kollektorgleichstrom auftritt.

Man ist deshalb fast immer gezwungen, Übertrager mit Luftspaltkernen vorzusehen, was unter Berücksichtigung der erforderlichen Induktivität für eine bestimmte untere Grenzfrequenz zu verhältnismäßig großen Übertragern führt. Der Luftspalt darf nicht zu groß gewählt werden, da durch Streuinduktivitäten die obere Grenzfrequenz verschlechtert wird.

Da für die Dimensionierung von Ausgangsübertragern und Treibertransformatoren viele Gesichtspunkte, wie Induktivität, magnetische Induktion, Blechstärke, Leistungsverluste primär und sekundär, Widerstands- und Leistungsübersetzung, berücksichtigt werden müssen, ist es schwierig, eine allesumfassende Formel aufzustellen, mit der leicht gerechnet werden kann. Deshalb werden für einige häufige Anwendungen Formeln angegeben, die eine richtunggebende Wahl des Kernquerschnitts ermöglichen.

Diese Richtformeln lauten:

für Gegentaktendstufen

$$q_{\text{Fe}} \approx \sqrt{N_a} \quad (2.6.1)$$

für A-Endstufen

$$q_{\text{Fe}} \approx (2 \text{ bis } 3) \sqrt{N_a} \quad (2.6.2)$$

für A-Treiberstufen

$$q_{\text{Fe}} \approx (5 \text{ bis } 10) \sqrt{N_a} \quad (2.6.3)$$

Die erforderliche Eingangsleistung für die Endstufe wurde bereits ermittelt. Berücksichtigt man den Leistungsverlust am Eingangsübertrager, so erhält man als maximale Ausgangsleistung  $N_{aT}$  der Treiberstufe für die Eingangsleistung  $N_{EE}$  der Endstufe:

$$N_{aT} = 1,3 N_{EE} \quad (2.7)$$

Da die Treiberstufe im Eintakt-A-Betrieb arbeitet, muß der eingestellte Ruhestrom  $I_{C1}$  den Wert

$$I_{C1} = \frac{2 N_a}{U_{\text{Batt}}} \text{ haben.} \quad (2.2)$$

Daraus ergibt sich der Arbeitswiderstand für die Primärseite des Übertragers zu

$$R_a = \frac{U_{\text{Batt}}}{I_{C1}} \quad (2.8)$$

Der Arbeitswiderstand und die Primärinduktivität sind parallelgeschaltet. Daher bestimmen sie die untere Grenzfrequenz. Diese ist erreicht, wenn  $\omega L = R_a$  wird. Der Abfall beträgt dann 3 dB.

Bei vorgegebener Grenzfrequenz  $f_u$  für das Einzelglied errechnet man die erforderliche Primärinduktivität aus

$$L_1 = \frac{R_a}{\omega_u} = \frac{R_a}{2 \pi f_u} \quad (2.9)$$

Zunächst wird man probieren, ob ein Übertrager mit einem luftspaltlosen Kern verwendet werden kann. Dieser hat den höchsten  $A_L$ -Wert (Induktivitätsfaktor in  $\mu\text{H}/n^2$ ), und man erreicht daher bereits mit geringen Windungszahlen  $n$  hohe Induktivitäten. Die ohmschen Verluste in der Wicklung können dabei klein gehalten werden.

Die Primärwindungszahl ergibt sich aus

$$n_1 = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}} \quad (2.10)$$

Der  $A_L$ -Wert wird von den Herstellerfirmen für alle Bleche angegeben und ist

$$A_L = \frac{4 \cdot \pi \cdot \mu \cdot q_{Fe}}{l_{ges} \cdot 10^8} \quad (2.11)$$

Dabei ist  $q_{Fe}$  der Kernquerschnitt und  $l_{ges}$  die gesamte Weglänge des Kraftlinienflusses.

In der Tabelle 1 sind die  $A_L$ -Werte für die Blechschnitte M 30, M 42 und M 55 aus Dynamoblech IV enthalten. Ist die Primärwindungszahl ermittelt, muß kontrolliert werden, ob die Gleichstromvormagnetisierung  $I_{C1} \cdot n_1$  in Amperewindungen (Aw) noch die Verwendung eines Kernes ohne Luftspalt gestattet. Für das fast ausschließlich verwendete Dynamoblech IV beträgt die zulässige Aw-Zahl für luftspaltlose Kerne je nach Größe 3 bis 8 Aw.

Ist die Gleichstromvormagnetisierung höher, muß ein Luftspalt eingeführt werden. Der  $A_L$ -Wert ist dann allerdings kleiner, und man muß nach Gleichung (2.10) die nun größere Primärwindungszahl errechnen. Als Zwischenlösung kann man die bei Luftspaltblechen üblichen Werte von  $\geq 0,3$  mm Luftspalt bei M 30 und 0,5 mm bei M 42 durch geeignete Schichtung verkleinern, indem man z. B. je 25% oder 50% der Bleche gleichsinnig schichtet.

In Tabelle 1 sind auch hierfür die erzielbaren  $A_L$ -Werte und die zulässigen Ampere-Windungszahlen Aw enthalten.

Zur Bestimmung des Übersetzungsverhältnisses des Treibertransformators muß man aus der Eingangskennlinie in Bild 2.5 nochmals den zur Aussteuerung der Endstufe notwendigen Spitzenwert der Basis-Emitter-Spannung  $U_{BE}$  ablesen.

$$\ddot{u} = \frac{n_1}{n_2} = 0,8 \frac{U_{Batt}}{U_{BE}} \quad (2.12)$$

Der Faktor 0,8 wird eingeführt, weil wegen des ohmschen Spannungsabfalles an der Wicklung und am Transistor nicht der volle Wert der Batteriespannung als Spitzenwechselspannung zur Verfügung steht. Mit der Primär- und der Sekundärwicklung wird zweckmäßig je eine Hälfte des vorhandenen Wickelraumes belegt. Steht keine Wickel-

Tabelle 1

Werkstoff	Blech-schnitt	Luftspalt und Schichtung	$A_L$ -Wert $\mu\text{H}/\text{m}^2$	zulässige Gleichstromvor-magnetisierung $A_w$	Wickelraum $q_w$ $\text{mm}^2$
Dyn.-Blech IV/0,35	M 30/7	ohne Luftspalt bzw. 0,3 mm Luftspalt, wechselsinnig geschichtet	0,8	3	67
		0,3 mm Luftspalt, je 25% der Bleche gleichsinnig geschichtet	0,38	7	
		0,3 mm Luftspalt, je 50% der Bleche gleichsinnig geschichtet	0,28	15	
		0,3 mm Luftspalt, gleichsinnig geschichtet	0,2	80	
	M 42/15	ohne Luftspalt bzw. 0,5 mm Luftspalt, wechselsinnig geschichtet	1,6	6	180
		0,5 mm Luftspalt, je 25% der Bleche gleichsinnig geschichtet	0,8	15	
		0,5 mm Luftspalt, je 50% der Bleche gleichsinnig geschichtet	0,6	30	
		0,5 mm Luftspalt, gleichsinnig geschichtet	0,4	100	
	M 55/20	ohne Luftspalt bzw. 0,5 mm Luftspalt, wechselsinnig geschichtet	3,2	8	290
		0,5 mm Luftspalt, je 25% der Bleche gleichsinnig geschichtet	2,0	25	
		0,5 mm Luftspalt, je 50% der Bleche gleichsinnig geschichtet	1,3	40	
		0,5 mm Luftspalt, gleichsinnig geschichtet	0,8	120	

drahttabelle zur Verfügung, so ermittelt man den Drahtdurchmesser über den Querschnitt des Wickelraumes  $q_w$  der Spule. Die Drähte denkt man sich mit quadratischem Querschnitt, von einer Seitenlänge, die gleich dem Durchmesser ist.

Es gilt dann:

$$n_1 \cdot d_1^2 = \frac{q_w}{2} = (2) n_2 \cdot d_2^2$$

bzw.

(2.13)

$$d_1 = 0,8 \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \frac{q_w}{n_1}} \quad d_2 = 0,8 \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \frac{q_w}{(2) n_2}}$$

Der Faktor 0,8 berücksichtigt den Umstand, daß der tatsächliche Durchmesser der Wickeldrähte um die Lackschicht größer ist. Außerdem geht durch Papierisolation und ungleichmäßiges Wickeln Raum verloren. Wegen der geringen Spannungen genügt stets eine einzige Papierisolation zwischen Primär- und Sekundärwicklung.

Der bei der Ermittlung des sekundären Drahtquerschnittes in Klammern gesetzte Faktor 2 tritt nur bei Gegentaktendstufen auf, weil dann die ermittelte Windungszahl  $n_2$  doppelt gewickelt werden muß. Es empfiehlt sich, alle Gegentaktwicklungen zweidrähtig zu wickeln (bifilar). Man erreicht dadurch eine gute Symmetrie (gleiche ohmsche Widerstände) und eine geringe Streuung zwischen den mit gleichem Wickelsinn hintereinander zu schaltenden beiden Teilen der Gegentaktwicklung. Oft empfiehlt sich auch bei Gegentaktübertragern, für jede der drei Wicklungen je ein Drittel des Wickelraumes vorzusehen. Der in den Gleichungen (2.13) enthaltene Faktor  $1/2$  ist dann durch  $1/3$  bzw.  $2/3$  zu ersetzen.

#### 2.1.4 Endstufen

Während als Treiberstufe fast ausschließlich Eintakt-A-Stufen Verwendung finden, werden die Endstufen meistens als Gegentaktstufen ausgeführt. Bei Endstufen ist es wichtig, mit einem möglichst hohen Wirkungsgrad große Ausgangsleistungen zu erzielen. Außerdem soll besonders in Koffergeräten zur Schonung der Batterie die Stromaufnahme bei kleiner NF-Aussteuerung zurückgehen. Diese Forderungen werden von Gegentaktverstärkern gut erfüllt. Später wird allerdings noch eine Eintaktschaltung beschrieben, die mit Hilfe eines entspre-

chenden Schaltungszusatzes ähnlich arbeitet wie ein Gegentaktverstärker. In *Gegentaktverstärkern* arbeiten die Transistoren im AB-Betrieb. Bei der Berechnung macht man jedoch keinen großen Fehler, wenn man idealisierten B-Betrieb ansetzt. Der dabei theoretisch erzielbare Wirkungsgrad kann folgendermaßen berechnet werden: Nach Bild 2.5 beträgt die aufgenommene Gleichstromleistung  $N_{\text{Gl}} = U_{\text{Batt}} \cdot I_{\text{C1m}}$ . Dabei ist  $I_{\text{C1m}}$  der Gleichstrommittelwert des aufgenommenen Sinus-Halbwellenstromes

$$I_{\text{C1m}} = \frac{I_{\text{C1}} \cdot 2}{\pi}$$

die abgegebene Wechselstromleistung  $N_a$  ist gleich der Fläche des Dreiecks  $N_{a1}$  (Bild 2.5)

$$N_a = U_{\text{Batt}} \frac{I_{\text{C1}}}{2} \quad (2.1)$$

Der theoretisch erzielbare Wirkungsgrad  $\eta_{\text{th}}$  im Betrieb und bei voller Durchsteuerung wird daher:

$$\eta_{\text{th}} \approx \frac{N_a}{N_{\text{Gl}}} = \frac{\frac{U_{\text{Batt}} \cdot I_{\text{C1}}}{2}}{\frac{U_{\text{Batt}} \cdot I_{\text{C1}} \cdot 2}{\pi}} = \frac{\pi}{4} = 78,6\% \quad (2.14)$$

Bedingt durch die auch bei Vollaussteuerung am Transistor verbleibende Restspannung und durch die Verluste im Übertrager, kann dieser theoretische Wert praktisch nicht erreicht werden. Wirkungsgrade von 65 bis 70 % sind bereits als recht gut zu bezeichnen. Etwa ein Drittel der aufgenommenen bzw. entsprechend die Hälfte der abgegebenen NF-Leistung bleibt an beiden Transistoren stehen. Die maximal zulässige Verlustleistung der Transistoren muß demnach größer als ein Viertel der geforderten Ausgangsleistung sein. Es empfiehlt sich jedoch, noch eine Sicherheit von etwa 20 % zu berücksichtigen, da die größte Verlustleistung an den Transistoren mit einem sehr flachen Maximum bei etwa zwei Drittel Aussteuerung (bezogen auf die Spannung), wegen des mit sinkender Aussteuerung schlechter werdenden Wirkungsgrades, auftritt. Führt man z. B. die Rechnung für die halbe Aussteuerung durch, so erhält man einen Wirkungsgrad, der nur noch halb so groß ist wie der bei Vollaussteuerung.

Die Verlustleistung ist eine der Grenzen für die erzielbare Ausgangsleistung mit einem bestimmten Transistorpaar. Eine andere Grenze bildet der maximal zulässige Kollektorspitzenstrom  $I_{C\ sp}$ .

$$N_a = \frac{I_{C\ sp} \cdot U_{Batt}}{2} \text{ daraus } I_{C\ sp} = \frac{2 N_a}{U_{Batt}} \quad (2.2)$$

Auf einen wichtigen Umstand sei noch hingewiesen. Bei allen Verstärkerstufen, die mit einem Übertrager arbeiten (z. B. Treiber- und Endstufen), treten am Kollektor der Transistoren Sperrspannungen von der Größe der doppelten Batteriespannung auf. Wird daher ein Verstärker mit 12 V betrieben, so müssen die Transistoren in Stufen mit Übertragern eine zulässige Kollektorspitzenspannung von mindestens 24 V aufweisen.

Durch die Angabe der geforderten maximalen Ausgangsleistung und der Speisespannung sind aufgrund dieser Betrachtungen die zu wählenden Transistoren bereits bestimmbar.

Im AB-Betrieb tritt in Ausgangsübertragern zufolge der beiden in Gegentakt geschalteten Wicklungen keine Gleichstromvormagnetisierung auf. Man kann daher die zur Berechnung von Netzübertragern übliche Formel für den erforderlichen Eisenquerschnitt

$$q_{Fe} \approx \sqrt{N_a} \quad (2.15)$$

mit guter Näherung verwenden.

Den primären Anpassungswiderstand  $R_{a1}$  ermittelt man aus maximaler Leistung und Batteriespannung (Bild 2.5)

$$N_{a1} = \frac{U_{Batt}^2}{2 R_{a1}} \text{ daraus: } R_{a1} = \frac{U_{Batt}^2}{2 N_{a1}} \quad (2.16)$$

Um die geforderte untere Grenzfrequenz zu erreichen, muß

$$\omega_u \cdot L = R_{a1} \text{ sein.} \quad (2.9)$$

In der Tabelle 2 sind die  $A_L$ -Werte und die Eisenquerschnitte für die üblichen Mantelkerne aus Dynamoblech IV angegeben.

Die erforderliche Windungszahl errechnet man, wie bereits früher beschrieben

$$n_1 = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}} \quad (2.10)$$



Tabelle 2 Werte für Gegentakt-Ausgangsübertrager

Blechschnitt	$A_L$ -Wert ohne Luftspalt $\mu\text{H}/n^2$	Eisen- querschnitt $q_{\text{Fe}}$ $\text{cm}^2$	Wickelraum $q_w$ $\text{mm}^2$
M 30/7	0,8	0,55	67
M 42/15	1,6	1,69	180
M 55/20	3,2	3,21	290
M 65/27	6	5,15	400
M 74/32	6,5	7,0	530

Die errechnete Primärwicklung muß doppelt gewickelt und hintereinandergeschaltet werden. Für die Primärwicklung werden zweckmäßigerweise zwei Drittel des gesamten Wickelraumes verwendet. Die Sekundärwindungszahl erhält man bei gegebenem Widerstand des Lautsprechers  $R_L$  aus

$$\ddot{u}^2 = \frac{R_a}{R_L} \text{ und } n_2 = \frac{n_1}{\ddot{u}}$$

Die Ermittlung des Wickeldrahtquerschnittes wurde bereits bei der Dimensionierung des Eingangsübertragers behandelt. Für die Einstellung des Kollektorruestromes (AB-Einstellung) ist die Anfangskrümmung der Eingangskennlinie (Bild 2.5) maßgebend. Seine Größe wird jedoch am besten von Fall zu Fall empirisch ermittelt.

Bei *Eintaktendstufen* arbeitet der Transistor im A-Betrieb. Es muß ein sehr großer Gleich-Ruhestrom eingestellt werden, der bei fehlender Aussteuerung eine hohe Verlustleistung am Transistor verursacht ( $I_{C1} \cdot U_{\text{Batt}}$ ). Wie ein Vergleich der senkrecht schraffierten Fläche (Bild 2.5) mit der Fläche  $N_{a2}$  zeigt, ist diese im Ruhezustand auftretende Verlustleistung doppelt so groß wie die maximal erzielbare Ausgangsleistung. Da die von der Stufe aufgenommene Gleichstromleistung über den ganzen Aussteuerungsbereich gleichbleibt, beträgt der theoretische Wirkungsgrad bei Vollaussteuerung 50 %.

Aus diesem Grund bildet fast immer die maximal zulässige Verlustleistung der Transistoren die Grenze der erzielbaren Ausgangsleistung, nur selten der maximale Kollektorstrom, der hier allerdings doppelt so groß ist wie bei einer Gegentaktstufe für gleiche Leistung ( $I_{C2}$  Bild 2.5).

Für die Dimensionierung des Ausgangsübertragers von Eintaktendstufen gelten im wesentlichen dieselben Regeln wie für die Eintakt-treiberstufe. Den Eisenquerschnitt errechnet man aus

$$q_{\text{Fe}} = (2 \text{ bis } 3) \sqrt{N_a} \quad (2.6.2)$$

Der primäre Anpaßwiderstand wird wiederum

$$R_a = \frac{U_{\text{Batt}}}{I_{\text{C1}}}$$

wobei der einzustellende Ruhestrom

$$I_{\text{C1}} = \frac{2 N_a}{U_{\text{Batt}}} \text{ ist.}$$

Die  $A_L$ -Werte und die zulässige Gleichstromvormagnetisierung für verschiedene Schichtungsarten sind in Tabelle 1 enthalten. Der weitere Rechnungsgang wurde bereits im Abschnitt 2.1.3 eingehend beschrieben.

### 2.1.5 Ausführungsbeispiel eines NF-Verstärkers mit Transistoren

Es soll ein NF-Verstärker für den direkten Anschluß an den Kristalltonarm eines Plattenspielers mit einer maximalen Ausgangsleistung von 12 W bei einer Batteriespannung von 12 V dimensioniert werden. Zunächst wird durch eine überschlägige Rechnung die Anzahl der erforderlichen Stufen ermittelt. Der Kristalltonarm hat einen hohen Innenwiderstand, man muß also, um einigermaßen anzupassen, eine hochohmige Eingangsschaltung wählen. Wie bereits beschrieben, kommt dann für die erste Stufe nur die Kollektorschaltung wegen ihrer Eigenschaft als Impedanzwandler in Frage. Bei dieser Batteriespannung sind Eingangswiderstände von über 100 k $\Omega$  leicht zu verwirklichen. Kristalltonabnehmer liefern eine NF-Spannung von 50 bis 100 mV je 100 k $\Omega$  Belastungswiderstand. Da man die Vollaussteuerung der Endstufe nicht erst bei der Maximaleinstellung des Lautstärkepotentiometers erreichen will, rechnet man besser nur mit einer Eingangsspannung von 25 mV bzw. einer Leistung von  $6,25 \cdot 10^{-9}$  W. Die erforderliche Leistungsverstärkung beträgt daher insgesamt etwa 90 dB.

Als Richtwerte für die erzielbaren Leistungsverstärkungen können 12 bis 15 dB in Kollektorschaltung, 20 bis 25 dB in Emitterschaltung und RC-Kopplung und etwa 30 dB in Emitterschaltung mit Übertragerkopplung angesetzt werden. Bei RC-gekoppelten Verstärkern in

Emitterschaltung liegt die Verstärkung deshalb nicht so viel höher als in Kollektorschaltung, wie man eigentlich erwarten müßte, da wegen der schlechten Anpassung die auftretende Spannungsverstärkung nur wenig ausgenützt werden kann.

Aus den vorhergehenden Betrachtungen ist ersichtlich, daß für den geplanten Verstärker vier Stufen notwendig sind, nämlich eine Eingangsstufe in Kollektorschaltung, zwei RC-gekoppelte Stufen in Emitterschaltung (Vor- und Treiberstufe) und eine mit der Treiberstufe transformatorisch gekoppelte Endstufe. Die Endstufe wurde wegen der hohen Ausgangsleistung in Gegentakt-AB-Schaltung ausgeführt.

Bild 2.6 zeigt die endgültige Schaltung. Die Eingangsstufe wurde ähnlich der in Bild 2.2 angegebenen ausgeführt. Der dynamische Eingangswiderstand  $R_e$  ergibt sich zu

$$R_e = \frac{R_3 \cdot R_{EII} \cdot \beta}{R_3 + R_{EII}} \text{ k}\Omega = 100 \text{ k}\Omega \quad (2.17)$$

( $R_{EII}$  Eingangswiderstand des zweiten Transistors)

Der Kopplungskondensator  $C_1$  muß, wie bereits erwähnt, so groß gewählt werden, daß bei tiefen Frequenzen die Spannungsteilung

$\frac{1}{\omega C_1} : R_{\text{Eing}}$  nicht zu groß wird. Im vorliegenden Fall tritt bei 30 Hz

ein Spannungsabfall von 10% an  $C_1$  auf. Die beiden RC-Kombinationen  $R_5, C_4$  und  $R_{11}, C_5$  dienen zur Siebung der Batterieleitung, um Selbsterregung (Schwingneigung) zu verhindern. Mit Hilfe des Potentiometers  $R_4$  wird der Gleichstromarbeitspunkt eingestellt. Über die Bedeutung dieses Widerstandes wird später bei der Behandlung der Temperaturstabilisierung und -kompensation noch ausführlich gesprochen. Der Ruhestrom soll nicht unter 0,5 mA liegen, d. h., er soll groß im Vergleich zum Kollektorreststrom sein.

Der Ruhestrom wurde im vorliegenden Fall mit 0,6 mA gewählt, also wesentlich höher als von der Seite der NF-Leistung gefordert wird (2.2). Bei der Dimensionierung der Bauelemente für die Vorstufe II gelten im wesentlichen die gleichen Gesichtspunkte. Wegen des bedeutend geringeren Eingangswiderstandes des Transistors II muß der Kopplungskondensator  $C_2$  entsprechend größer gewählt werden.

Der Eingangswiderstand des Transistors II wird durch den Widerstand  $R_7$  etwas angehoben, um den Eingangswiderstand der Stufe I nicht zu stark zu verringern (2.17).

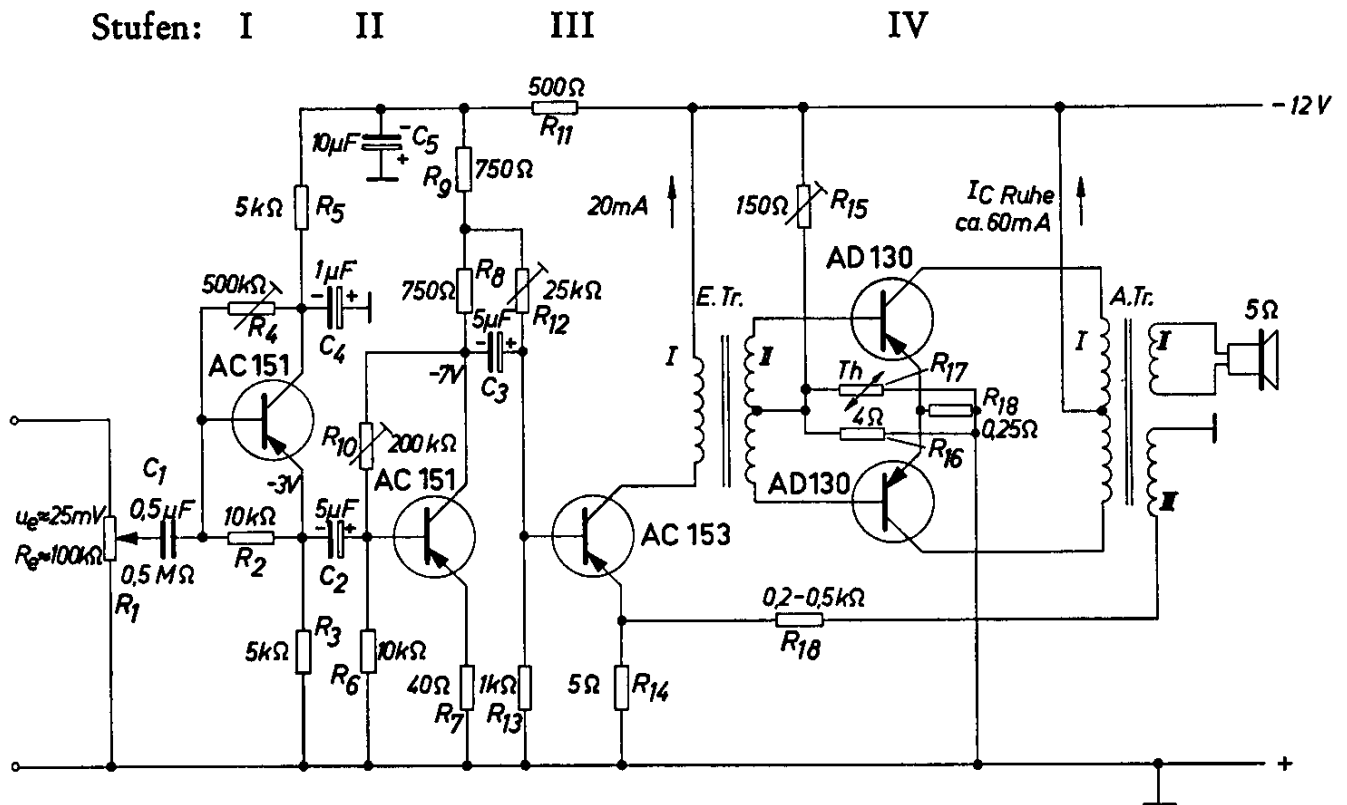


Bild 2.6

### Technische Daten

#### Transformatoren

E. Tr: M 55/20, Dyn.-Bl. IV/35, 0,5 L., je 25% der Bleche paketweise gegenseitig geschichtet

I = 1200 Wdg CuL 0,3 mm  $\phi$

II = 2  $\times$  90 Wdg CuL 0,6 mm  $\phi$

A. Tr: M 55/20, Dyn.-Bl. IV/0,35, 0,5 L., gegenseitig geschichtet

I = 2  $\times$  100 Wdg CuL 0,75 mm  $\phi$  gemeinsam gewickelt

II = 100 Wdg CuL 0,75 mm  $\phi$

III = 100 Wdg CuL 0,2 mm  $\phi$

Th: Heißleiter (Thernewid) K 151, 4  $\Omega$

Bei der Berechnung der Treiberstufe, insbesondere des Treibertransformators, muß man von der Endstufe ausgehen. Die geforderte Ausgangsleistung von 12 W kann mit einer Gegentaktendstufe mit den Transistoren AD 130 ( $U_{CEsp} = 2 U_{Batt}$ ) erzielt werden.

( $N_{V \text{ Transistor max.}} = 1/4 N_a$ , siehe Abschnitt 4.1).

Der maximal zu steuernde Kollektorstrom ist nach (2.2)

$$I_{C1} = \frac{2 N_a}{U_{Batt}} = \frac{24}{12} \text{ A} = 2 \text{ A}$$

Da in dieser Formel die Verluste im Ausgangsübertrager nicht berücksichtigt sind, wird man mit etwa 2,4 A rechnen müssen. Sowohl Verlustleistung als auch Strom sind für die Transistoren AD 130 zulässig.

In den Kennlinien des AD 130 (Bild 2.5) findet man den zur Steuerung von  $I_C = 2,4$  A notwendigen Basisspitzenstrom und die Basisspannung\*. Sie betragen 120 mA und 0,7 V.

Die erforderliche Steuerleistung  $N_E$  ist dann nach (2.3)

$$N_E = \frac{I_B \cdot U_{BE}}{2} = \frac{120 \cdot 0,7}{2} \text{ mW} = 42 \text{ mW}$$

Die Verstärkung erscheint jetzt kleiner als die ursprünglich angenommenen 30 dB. Das kommt daher, weil für die Berechnung die ungünstigsten Transistordaten und große Sicherheit bezüglich der Übertragungsverluste angenommen werden müssen.

Unter Berücksichtigung der Verluste im Eingangsübertrager ist die maximale Ausgangsleistung der Treiberstufe mit

$$N_{aT} = 1,3 N_{EE} = 55 \text{ mW} \quad (2.7)$$

festgelegt. Der Eisenquerschnitt ergibt sich nach Gleichung (2.6.3) mit

$$q_{Fe} = (5 \text{ bis } 10) \sqrt{N} = 1,2 \text{ bis } 2,4 \text{ cm}^2$$

Dieses Ergebnis läßt nun die Verwendung eines M 42- oder mit gewisser Sicherheit eines M 55-Kernes zu.

Der A-Arbeitspunkt der Treiberstufe liegt bei

$$I_{C1} = \frac{2 N_{aT}}{U_{Batt}} = \frac{2 \cdot 55}{12} \text{ mA} = 9,2 \text{ mA} \quad (2.2)$$

Im nicht ausgesteuerten Zustand liegt das Produkt aus diesem Strom und nahezu der vollen Batteriespannung als Verlustleistung am Transistor. Der kleine Vorstufentransistor AC 151 konnte daher für diese Treiberstufe nicht mehr verwendet werden, es wurde der Transistor AC 153 gewählt. Wegen der Krümmung seiner Übertragungskennlinie bei kleinen Strömen wurde der Kollektorruehestrom auf 20 mA erhöht.

---

\* Mit Rücksicht auf eine vereinfachte Darstellung wird hier vorausgesetzt, daß die Stromverstärkung des Transistors sich nicht mit dem Kollektorstrom ändert. Dadurch erspart man sich die zusätzliche Berücksichtigung des  $I_C/I_B$ -Kennlinienfeldes. Der entstehende Fehler ist gering.

Der Arbeitswiderstand für die Primärseite des Eingangsübertragers ist nach (2.8)

$$R_{aT} = \frac{U_{\text{Batt}}}{I_{C1}} = \frac{12}{9,2 \cdot 10^{-3}} \text{ k}\Omega = 1,3 \text{ k}\Omega$$

Die Grenzfrequenz sei mit 70 Hz festgelegt.

$$L_1 = \frac{R_a}{2 \cdot \pi \cdot f_u} = \frac{1300}{440} \text{ H} \approx 3 \text{ H} \quad (2.9)$$

Wegen der hohen Ausgangsleistung der Endstufe muß für den Treibertransformator ein Blechkern M 55/20 verwendet werden. Bei diesem Kern ohne Luftspalt müßte die Primärwicklung

$$n_1 = \sqrt{\frac{3}{3,2 \cdot 10^{-6}}} \text{ Wdg} = 970 \text{ Wdg} \quad (2.10)$$

haben. Die Gleichstromvormagnetisierung von  $20 \cdot 10^{-3} \cdot 970 \approx 20 \text{ Aw}$  ist jedoch laut Tabelle 1 nicht zulässig. Es ist daher erforderlich, je 25 % der Bleche mit 0,5 mm Luftspalt paketweise gleichsinnig zu schichten.

Die Primärwindungszahl beträgt jetzt

$$n_1 = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}} = \sqrt{\frac{3}{2,0 \cdot 10^{-6}}} \text{ Wdg} \approx 1200 \text{ Wdg} \quad (2.10)$$

Die Gleichstromvormagnetisierung  $1200 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 24 \text{ Aw}$  ist nun zulässig.

Das Übersetzungsverhältnis errechnet sich aus

$$ü = \frac{n_1}{n_2} = 0,8 \cdot \frac{U_{\text{Batt}}}{U_{\text{BE}}} = 0,8 \cdot \frac{12}{0,7} = 13,7 \quad (2.12)$$

$$n_2 = \frac{1200}{13,7} \approx 90 \text{ Wdg}$$

Ermittlung der Drahtquerschnitte

$$d_1 = 0,8 \sqrt{\frac{q_w}{2 \cdot n_1}} = 0,8 \sqrt{\frac{290}{2 \cdot 1200}} \text{ mm} = 0,28 \text{ mm}$$

$$d_2 = 0,8 \sqrt{\frac{q_w}{2 \cdot 2 \cdot n_2}} = 0,8 \sqrt{\frac{290}{4 \cdot 90}} \text{ mm} = 0,72 \text{ mm} \quad (2.13)$$

Es werden die Wicklungen  $n_1$  mit 0,3 mm  $\phi$  und  $n_2$  mit 0,6 mm  $\phi$  ausgeführt. Der Drahtdurchmesser  $d_1$  wurde etwas aufgerundet, weil die Primärwicklung noch zusätzlich vom Arbeitspunktgleichstrom durchflossen ist. Dafür wird  $n_2$  etwas dünner ausgeführt als errechnet. Schaltet man parallel zur Primärwicklung des Eingangsübertragers einen ohmschen Widerstand von etwa 1 k $\Omega$ , so genügt auch ein Eingangsübertrager M 42/15, da dann wegen des auf halben Wert verkleinerten Anpaßwiderstandes auch die halbe Induktivität die gleiche Grenzfrequenz ergibt. Man verliert dabei allerdings den Faktor 2 an Verstärkung.

Die erforderliche Größe des Ausgangsübertragers wird nach (2.15) ermittelt

$$q_{Fe} = \sqrt{N_a} = \sqrt{12} \text{ cm}^2 = 3,46 \text{ cm}^2$$

Nach Tabelle 2 wurde ein Kern M 55/20 mit einem effektiven Eisenkern-Querschnitt von 3,21 cm<sup>2</sup> gewählt.

Wie bereits ermittelt, muß, um die geforderte Ausgangsleistung von 12 W in der Endstufe zu erreichen, ein Strom von 2,4 A durchgesteuert werden. Der primäre Anpaßwiderstand wird also

$$R_{a1} = \frac{U_{Batt}}{I_{C \max}} = \frac{12}{2,4} \Omega = 5 \Omega$$

Die erforderliche Induktivität für  $f_u = 25$  Hz

$$L = \frac{R_{a1}}{2 \cdot \pi \cdot f_u} = \frac{5}{157} \text{ mH} = 32 \text{ mH} \quad (2.9)$$

Die Grenzfrequenz wird hier so niedrig angesetzt, um die bei der Berechnung des Eingangsübertragers zugrundegelegte untere Grenzfrequenz von 70 Hz nicht noch zu verschlechtern. Wegen der fehlenden Gleichstromvormagnetisierung können im Ausgangsübertrager leichter hohe Induktivitäten vorgesehen werden.

Aus der Tabelle 2 wird der  $A_L$ -Wert mit 3,2  $\mu\text{H}/n^2$  abgelesen.

$$n_1 = n_1' = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}} = \sqrt{\frac{32 \cdot 10^{-3}}{3,2 \cdot 10^{-6}}} \text{ Wdg} = 100 \text{ Wdg} \quad (2.10)$$

Die gebräuchlichsten Lautsprecher haben einen Widerstand von 5  $\Omega$ . Das Übersetzungsverhältnis primär-sekundär wurde daher 1 : 1 gewählt.

Zur Verbesserung des Klirrfaktors wird eine zur Gegenkopplung dienende dritte Wicklung vorgesehen, die zur festen Kopplung gemeinsam mit der Primärwicklung aufgebracht werden soll.

Ermittlung der Drahtquerschnitte

Primärwicklung:  $\frac{2}{3} q_w$

$$d_1 = 0,8 \sqrt{\frac{2 \cdot 290}{3 \cdot 2 \cdot 100}} \text{ mm} = 0,78 \text{ mm}$$

Sekundärwicklung:  $\frac{1}{3} q_w$

$$d_2 = 0,8 \sqrt{\frac{290}{3 \cdot 100}} \text{ mm} = 0,78 \text{ mm} \quad (2.13)$$

Die Wicklungen  $n_1$  und  $n_2$  wurden mit Draht  $0,75 \text{ mm } \phi$  ausgeführt. Für die Wicklung  $n_3$  genügt ein Draht  $0,2 \text{ mm } \phi$ , der beanspruchte Wickelraum kann vernachlässigt werden.

Die Größe des Kollektorstromes für die AB-Einstellung wird am besten empirisch ermittelt. Er muß so groß eingestellt werden, daß auch bei kleiner Aussteuerung die sogenannten B-Verzerrungen verschwinden (Spannungsteiler  $R_{16} \parallel R_{17} + R_{15}$ ).

### 2.1.6 Thermische Stabilität und Kompensation des Arbeitspunktes

Wegen der Temperaturabhängigkeit der Kenngrößen steigt der Kollektorstrom eines Transistors bei Temperaturerhöhung an. Dies kann eine Erhöhung der am Kollektor entstehenden Verlustleistungen hervorrufen, was wiederum ein weiteres Ansteigen der Kristalltemperatur zur Folge hat. Unter ungünstigen Umständen kann diese Aufschaukelung den Transistor zerstören. Eine Möglichkeit, diesem Übel zu begegnen, besteht darin, für eine gute Wärmeableitung zwischen Transistor und umgebender Luft, z. B. durch eine große Chassisfläche, zu sorgen, die andere liegt in der Dimensionierung der Schaltung.

Bei RC-gekoppelten Verstärkern ist die Stabilität naturgemäß gegeben, weil für verzerrungsfreie Aussteuerungsmöglichkeit der Arbeitspunkt so eingestellt wird, daß etwa die halbe Batteriespannung an der Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors bleibt. Jedes Ansteigen des Stromes bedingt eine Verringerung dieser Spannung wegen der Vergrößerung des Spannungsabfalles am ohmschen Arbeitswiderstand. Die Verlustleistung wird kleiner und kann daher zu keiner weiteren Steigerung der Kristalltemperatur führen.



In Stufen mit Übertragerkopplung dagegen liegt fast die volle Batteriespannung bei fehlender Aussteuerung am Transistor. Hier ist es daher notwendig, das Ansteigen des Kollektorstromes mit der Temperatur zu verhindern, damit die thermische Stabilität gewährleistet ist. Man spricht dann von einer Kompensation der Arbeitspunktänderung.

Diese Kompensation ist jedoch auch bei jenen (thermisch stabilen) RC-Stufen notwendig, die voll durchgesteuert werden sollen. Eine Verschiebung des Arbeitspunktes würde eine Verzerrung der NF-Spannung hervorrufen.

Es gibt drei schaltungstechnische Möglichkeiten der Kompensation.

### *Stromgegenkopplung*

Ein Gegenkopplungswiderstand in der Emitterleitung in Verbindung mit einem niederohmigen Spannungsteiler, der die Basisspannung festhält, bringt eine gute Kompensation. Allerdings gilt dies nur dann, wenn eine Spannung von mehr als 1 V an diesem Emitterwiderstand abfällt. Da das nur in Vorstufen und bei ausreichend hoher Batteriespannung zulässig ist (Leistungsbilanz), wird von dieser Möglichkeit fast ausschließlich dort Gebrauch gemacht. Der Emitterwiderstand kann mit einem Kondensator überbrückt werden, damit eine dynamische Gegenkopplung und die damit verbundene Verstärkungsminderung verhindert wird.

### *Spannungsgegenkopplung*

In den Stufen mit ohmschen Arbeitswiderständen wird der die Basisspannung festlegende Spannungsteiler mit dem Kollektor des Transistors verbunden. Ein Ansteigen des Kollektorstromes verringert die Spannung am Teiler und damit an der Basis. Diese teilweise Kompensation ist in vielen Fällen ausreichend, obwohl eine gewisse Arbeitspunktwanderung immer bestehen bleibt. Diese kann zur Kompensation einer nachfolgenden Stufe mit Transformatorkopplung (Treiberstufe) verwendet werden. Die Stufen I, II und III in der Schaltung nach Bild 2.6 sind auf diese Weise ausreichend kompensiert. Die auftretende Wechselstromgegenkopplung ist gering. Für Endstufen mittlerer und größerer Leistung ist die Stromgegenkopplung im allgemeinen nicht möglich.

### *Kompensation mit Hilfe eines Heißleiters*

Der Widerstand eines Heißleiters sinkt mit steigender Temperatur. Die Größe der Änderung wird durch den Temperaturkoeffizienten als prozentuale Änderung je Temperatureinheit angegeben (%/°grd). Setzt

man einen solchen Widerstand in den positiven Zweig des Basisspannungsteilers, so verschiebt sich die Basisspannung bei Temperaturerhöhung gegen positives Potential. Der Basisstrom sinkt, und das Ansteigen des Kollektorstromes wird trotz zunehmender Stromverstärkung verhindert.

Die erforderliche Größe des Heißleiters kann leicht durch einen Versuch ermittelt werden. Man setzt an die Stelle, an der später der Heißleiter angebracht werden soll, ein Potentiometer. Dann wird die Umgebungstemperatur stufenweise erhöht und mit Hilfe des Potentiometers der ursprüngliche Strom (bei 20 °C) wieder eingestellt. Der Widerstand des Potentiometers wird jedesmal gemessen. Man erhält dann eine Charakteristik, ähnlich der Kurve *a* in Bild 2.7, die mit dem Verstärker nach Bild 2.6 ermittelt wurde.

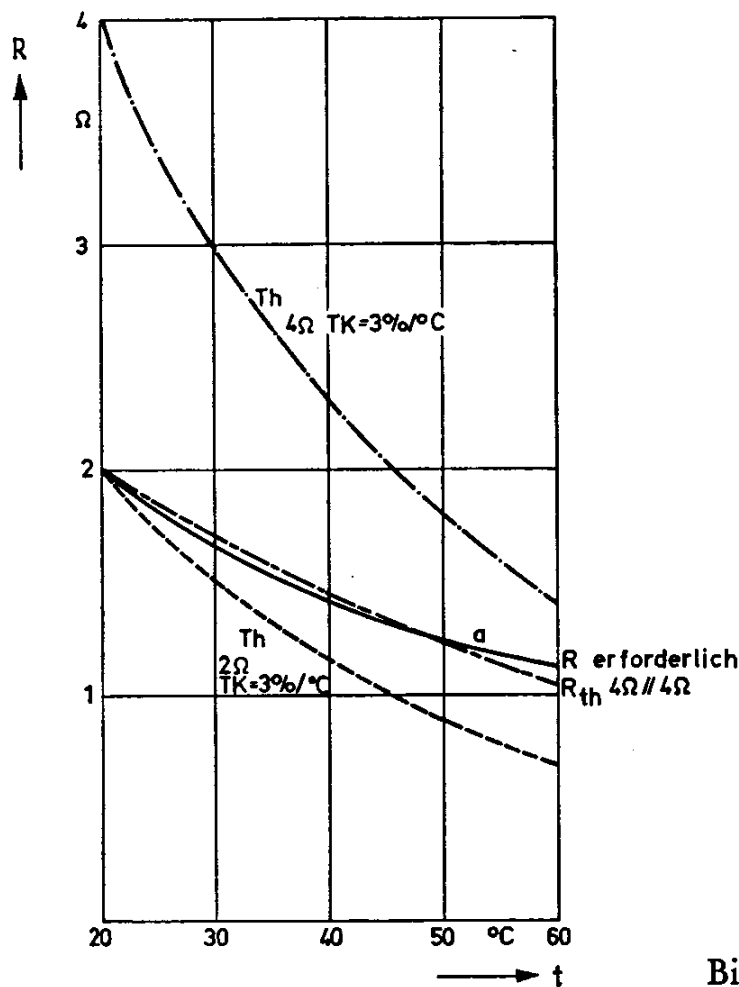


Bild 2.7

Zeichnet man nun in dasselbe Diagramm die Kurven für diejenigen listenmäßigen Heißleiter, deren Werte bei 20 °C dem geforderten Wert am nächsten liegen, so wird man fast immer feststellen, daß ihre Änderungen nicht mit dem gewünschten Verlauf übereinstimmen. Man muß daher zum Heißleiter einen ohmschen Widerstand parallel oder in Serie schalten. Dabei kann man den Temperaturkoeffizienten (TK) auf jeden gewünschten Wert verkleinern. Im vorliegenden Fall wurde eine Parallelschaltung für den Heißleiter von 4 Ω gewählt.

Die Kurve *d* für die Parallelschaltung eines 4-Ω-Heißleiters mit einem TK von 3 %/grd mit einem ohmschen Widerstand von 4 Ω ergab eine gute Annäherung an die Sollkurve *a*. Es tritt sogar eine geringe Überkompensierung ein, da der Widerstand bei hohen Temperaturen unter den für die Konstanthaltung des Kollektorruestromes erforderlichen Wert sinkt. Somit ist die Temperaturstabilität auf jeden Fall gewährleistet.

Mit Hilfe dieser empirisch-grafischen Methode lassen sich rasch und sicher die Elemente einer Stabilisierungsschaltung mit einem Heißleiter bestimmen.

### 2.1.7 Eintaktendstufe mit gleitendem Arbeitspunkt

Als Abart des Eintakt-A-Verstärkers ist die Eintaktstufe mit gleitendem Arbeitspunkt interessant. Wie bereits erwähnt, bleibt im Eintakt-A-Verstärker bei fehlender Aussteuerung eine Verlustleistung am Transistor stehen, die mindestens doppelt so groß ist wie die maximal erzielbare NF-Ausgangsleistung. Bei Vollaussteuerung sinkt diese Verlustleistung auf die Hälfte und ist also gleich der NF-Ausgangsleistung. Gelingt es nun, den Gleichstromarbeitspunkt so zu regeln, daß bei jedem Eingangssignal der jeweilige Arbeitspunktstrom der Endstufe voll durchgesteuert wird, so kann man mit einer derartigen Stufe mindestens die doppelte Ausgangsleistung erzielen wie bei der einfachen Eintakt-A-Stufe mit dem gleichen Transistor. Tatsächlich kann man noch etwas mehr erreichen, da bei Musikübertragung nur immer für kurze Zeit die maximale Ausgangsleistung von der Endstufe abgegeben wird (Dynamik) und für die Erwärmung des Transistors der Mittelwert der Verlustleistung maßgebend ist. — Bild 2.8 zeigt einen Schallplattenverstärker mit einer solchen Endstufe. Eine Halbwelle des NF-Signals am Lautsprecher wird gleichgerichtet, gesiebt und die so entstehende von der Größe der Aussteuerung abhängige Gleichspannung der Basis des Transistors zugeführt. Mit wachsender Aus-

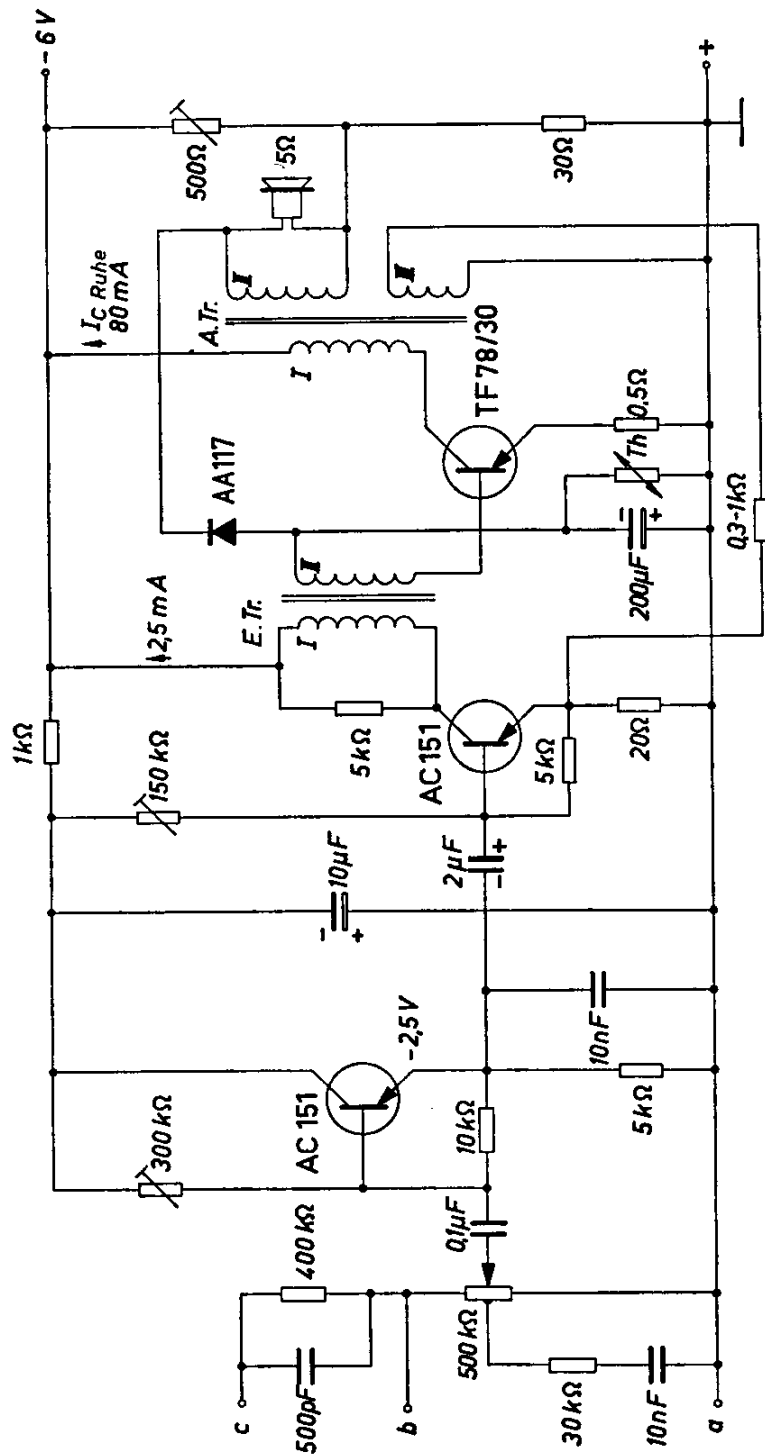


Bild 2.8

*Technische Daten*

**Transformatoren**

E. Tr: M 30/10, D 1/0,1, 0,3 L., wechselsinnig geschichtet

I = 1300 Wdg CuL 0,12 mm  $\phi$

II = 77 Wdg CuL 0,42 mm  $\phi$

A. Tr: M 42/15, Dyn.-Bl. IV/0,35, 0,5 L., gleichsinnig geschichtet

I = 280 Wdg CuL 0,45 mm  $\phi$

II = 180 Wdg CuL 0,5 mm  $\phi$

III = 40 Wdg CuL 0,15 mm  $\phi$

Th: Heißleiter (Thernewid) K 151, 150  $\Omega$

steuerung steigt damit wegen der zunehmenden Basisvorspannung der Kollektorstrom. Man spricht von einem Gleiten des Arbeitspunktes mit der Aussteuerung. Im Bild 2.9 ist dieser Vorgang im Ausgangskennlinienfeld eines Transistors dargestellt. Der Heißleiter dient zur Temperaturstabilisierung der Schaltung.

Obwohl diese Schaltung in ihrer Wirkungsweise eine große Ähnlichkeit mit einer Gegentakt-B-Stufe hat, tritt hier die maximale Kollektorverlustleistung nicht etwa bei zwei Drittel, sondern bei Vollaussteuerung auf, man vergleiche hierzu die Flächen  $a b c d$  und  $a b e$  (Bild 2.9).

Der Wirkungsgrad einer Eintakt-A-Stufe beträgt bei völliger Spannungsdurchsteuerung 50 %, deshalb kann bei der eben beschriebenen Endstufe eine Ausgangsleistung erzielt werden, die etwa gleich der maximalen Kollektorverlustleistung des verwendeten Transistors ist.

Der in Schaltung nach Bild 2.8 für die Endstufe vorgesehene Transistor TF 78/30 hat eine zulässige Verlustleistung von maximal 600 mW bei einer Gehäusetemperatur von 60 °C. Deshalb ist die Ausgangsleistung mit 500 mW angegeben.

Einen Nachteil hat diese Anordnung jedoch. Da erst das Ansteigen der NF-Spannung am Ausgang den Regelvorgang auslöst, ist es selbstverständlich, daß je nach Frequenz eine oder mehrere Halbwellen zunächst verzerrt werden, bis der Regelvorgang beendet ist. Man spricht von einem dynamischen Klirrfaktor, der um so kleiner und weniger störend wird, je kleiner die Regelzeitkonstante ist, die im wesentlichen durch den Durchlaßwiderstand der Diode AA 117 und den Siebkondensator (200  $\mu$ F) bestimmt wird. Der Kondensator darf allerdings nicht zu klein gewählt werden, damit trotz der Einweggleichrichtung eine ausreichende Siebung erreicht werden kann. Grundsätzlich wäre es selbstverständlich möglich, eine Doppelweg- oder eine Graetzgleichrichtung vorzusehen. Dabei würde die Regelzeitkonstante auf jeden Fall kleiner werden, der größere Aufwand erscheint aber trotzdem nicht gerechtfertigt.

Bei Endstufen mit gleitendem Arbeitspunkt für größere Ausgangsleistungen wird der Endstufe zur Regelung der zu verwendenden großen Leistungstransistoren bereits eine verhältnismäßig hohe Leistung entzogen. Das Bild 2.10 zeigt deshalb eine Schaltung mit einer Regelung über zwei Stufen. Treiber und Endstufe sind galvanisch gekoppelt, so daß beide Arbeitspunkte gemeinsam wandern. So konnte mit einem Transistor AD 130 bei einer Batteriespannung von 6 V eine Ausgangsleistung von 3 W erzielt werden.

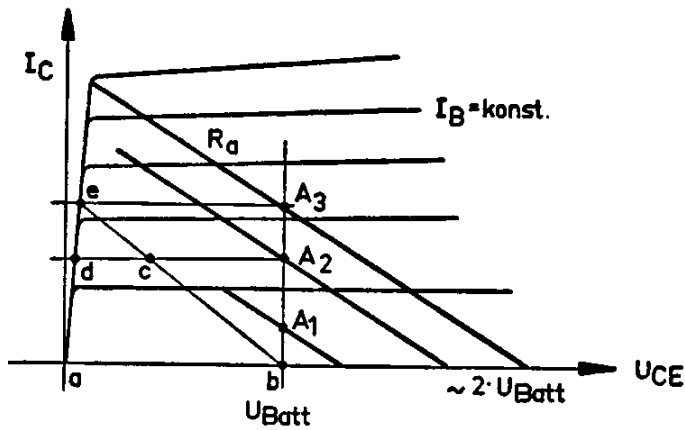


Bild 2.9

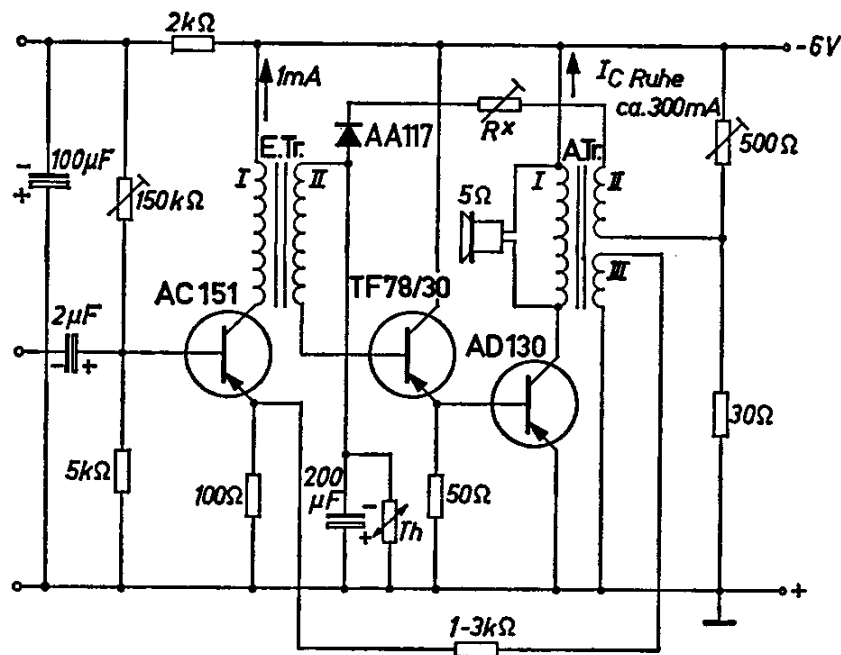


Bild 2.10

### Technische Daten

#### Transformatoren

E. Tr: M 30/10, D 1/0,1, 0,3 L., wechselsinnig geschichtet

I = 3000 Wdg CuL 0,08 mm  $\phi$

II = 300 Wdg CuL 0,08 mm  $\phi$

A. Tr: M 42/15, Dyn.-Bl. IV/0,35, 0,5 L., gleichsinnig geschichtet

I = 200 Wdg CuL 0,65 mm  $\phi$

II = 50 Wdg CuL 0,3 mm  $\phi$

III = 40 Wdg CuL 0,3 mm  $\phi$

Th: Heißleiter (Thernewid) K 151, 500  $\Omega$

## 2.2 Zusammenstellung von erprobten NF-Verstärkern für verschiedene Batteriespannungen und für verschiedene Ausgangsleistungen

Auf den folgenden Seiten sind Angaben über eine Anzahl erprobter NF-Verstärker mit den vorhandenen Siemens-NF-Transistoren zusammengestellt. Die angegebenen Ausgangsleistungen entsprechen nicht immer den mit dem jeweiligen Transistorpaar erzielbaren Maximalwerten, vielmehr sind sie zusammen mit den Batteriespannungen so variiert, daß für alle Anwendungen ein passendes Beispiel gefunden werden kann. Die Ausgangsleistungen reichen von 0,2 bis 50 W und die Batteriespannungen von 3 bis 24 V.

Bei der Dimensionierung der Verstärker ist ein günstiger Kompromiß zwischen Verstärkung und Klirrfaktor angestrebt, d. h., es ist jeweils eine entsprechende Gegenkopplung vorgesehen.

Da nicht bei allen Beispielen die Endstufentransistoren voll ausgelastet werden, sind auch die höchsten zulässigen Gehäusetemperaturen verschieden.

Es werden die Daten für Übertrager mit EI-Kernen und Mantelkernen angegeben, die wahlweise verwendet werden können.

Die Zeichen  $\times$  und  $=$  bedeuten wechselsinnige bzw. gleichsinnige Schichtung der Bleche. Bei den Mantelkernen treten teilweise auch Bezeichnungen wie  $4 \times 1/4 =$  oder  $2 \times 1/2 =$  auf. Dies bedeutet, daß gleichsinnig geschichtete Pakete von  $1/4$  bzw.  $1/2$  der Pakethöhe zueinander gegensinnig gelegt werden. Auf diese Weise kann man bei Blechen mit 0,5 mm Luftspalt verschiedene wirksame Spaltbreiten einstellen. Für die Endstufen sind gepaarte Transistoren vorgesehen.

Die Gegentaktwicklungen der Übertrager sollen möglichst symmetrisch sein. Deshalb sind alle mit dem Zeichen bif. (bifilar) versehenen Wicklungen zweidrähtig zu wickeln und dann hintereinanderschalten. Aus der Zahlenfolge der mit  $n_1, n_2, n_3$  usw. bezeichneten Wicklungen ist die Reihenfolge ersichtlich, in der die Wicklungen aufgebracht werden müssen, d. h.,  $n_1$  liegt ganz innen, darauf folgen  $n_2, n_3$  usw. Bei bifilaren Wicklungen müssen, wie ganz oben angegeben, die beiden Wicklungen (z. B.  $n_1 = n_2$ ) gleichzeitig aufgebracht werden. Der in den Tabellen angegebene Widerstand  $R_{CC}$  ist der Anpassungswiderstand zwischen den beiden Kollektoren der Transistoren, der bei gegebenem Lautsprecherwiderstand das Übersetzungsverhältnis des Ausgangsübertragers bestimmt. Anstelle des überall angegebenen Lautsprechers mit einem Widerstand von  $5 \Omega$  kann auch ein Lautsprecher mit einem Anpassungswiderstand von der Größe  $R_{CC}$  direkt zwischen die beiden Kollektoren der Gegentakttransistoren angeschlossen werden. Es ist dann immer eine etwas größere Ausgangsleistung erzielbar.

Tabelle 3

Gegentaktendstufe  $2 \times AC 152$  mit Treiberstufe AC 152 (Bild 2.11)

$U_{\text{Batt}}$	3	4,5	6	6	9	12	15	V
$N_a \text{ an } R_a$	200	300	300	500	500	500	500	mW
$R_a$	5	5	5	5	5	5	5	$\Omega$
$R_{\text{CC}}$	75	110	160	120	200	355	530	$\Omega$
$U_{\text{Eing}} \leq$	200	200	200	200	200	200	200	mV
$R_{\text{Eing}} \geq$	8	8	8	8	5	5	5	k $\Omega$
Tr. 1								E I 30
Mat.								Dyn.-Bl. IV/0,35
Schichtg.	×	×	×	×	×	×	×	
$n_1 = n_2$ (bif.)	435	365	655	375	450	490	595	Wdg
$d_1 = d_2$	0,1	0,11	0,09	0,11	0,11	0,1	0,09	CuL $\phi$
$n_3$	90	77	66	70	42	42	42	Wdg
$d_3$	0,09	0,08	0,08	0,07	0,09	0,08	0,08	CuL $\phi$
$n_4$	1470	1850	1940	2170	1400	1820	1900	Wdg
$d_4$	0,09	0,08	0,08	0,07	0,09	0,08	0,08	CuL $\phi$
Tr. 1								M 30/7
Mat.								Dyn.-Bl. IV/0,35
Luftsp.	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	mm
Schichtg.	×	×	×	×	×	×	×	
$n_1 = n_2$ (bif.)	620	520	900	530	650	700	850	Wdg
$d_1 = d_2$	0,12	0,13	0,10	0,12	0,12	0,11	0,1	CuL $\phi$
$n_3$	130	110	90	100	60	60	60	Wdg
$d_3$	0,09	0,08	0,08	0,08	0,09	0,08	0,08	CuL $\phi$
$n_4$	2100	2650	2800	3100	2000	2600	2700	Wdg
$d_4$	0,09	0,08	0,08	0,08	0,09	0,08	0,08	CuL $\phi$



$U_{\text{Batt}}$	3	4,5	6	6	9	12	15	V
Tr. 2	E I 30							
Mat.	Dyn.-Bl. IV/0,35							
Schichtg.	×	×	×	×	×	×	×	
$n_1 = n_2$ (bif.)	40	40	40	40	40	40	40	Wdg
$d_1 = d_2$	0,38	0,38	0,38	0,38	0,35	0,35	0,30	CuL $\phi$
$n_3 = n_4$ (bif.)	115	150	165	160	210	300	390	Wdg
$d_3 = d_4$	0,25	0,20	0,20	0,20	0,15	0,15	0,14	CuL $\phi$
Tr. 2	M 30/10							
Mat.	Dyn.-Bl. IV/0,35							
Luftsp.	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	mm
Schichtg.	×	×	×	×	×	×	×	
$n_1 = n_2$ (bif.)	50	50	50	50	50	50	50	Wdg
$d_1 = d_2$	0,38	0,38	0,38	0,4	0,38	0,3	0,26	CuL $\phi$
$n_3 = n_4$ (bif.)	140	182	198	192	265	370	475	Wdg
$d_3 = d_4$	0,32	0,27	0,26	0,27	0,21	0,2	0,18	CuL $\phi$
Widerstände								
$R_1$	—	—	—	—	15	15	15	k $\Omega$
$R_2$ etwa	120	180	250	250	40	60	70	k $\Omega$
$R_3$	0	0	0	0	1,25	1,25	2	k $\Omega$
$R_4$	1,5	2,5	4	4	5	7	9	k $\Omega$
$R_5$ (K 151)	100	100	100	100	100	100	100	$\Omega$
$R_6$ (var.)	200	200	200	200	200	200	200	$\Omega$
$R_7 = R_8$	0	0	7	0	10	15	25	$\Omega$
Kondensatoren								
$C_1$	1	1	1	1	1	1	1	$\mu\text{F}$
$C_2$	—	—	—	—	25	25	25	$\mu\text{F}$
$I_{\text{C Ruhe}}$	etwa $2 \times 2$	$2 \times 2$	$2 \times 2$	$2 \times 2$	$2 \times 2$	$2 \times 2$	$2 \times 2$	mA
$I_{\text{C1}}$	$\leq 1,5$	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	mA
$-U_{\text{E1}}$	etwa 0	0	0	0	2	2	3	V
$k(N_a)$	$\leq 10$	10	10	10	10	10	10	%
$k(1/2 N_a)$ etwa	2	2	2	2	2	2	2	%
Transistoren								
$T_1$	AC152	AC152	AC152	AC152	AC152	AC152	AC152	
$T_2, T_3^*$	AC152	AC152	AC152	AC152	AC152	AC152	AC152	

\* Die Transistoren sind mit Kühlschellen auf Alu-Blech von 1 mm Dicke zu montieren. Für die Wärmeableitung ist dabei eine Fläche von mindestens 20 cm<sup>2</sup> je Transistor erforderlich.

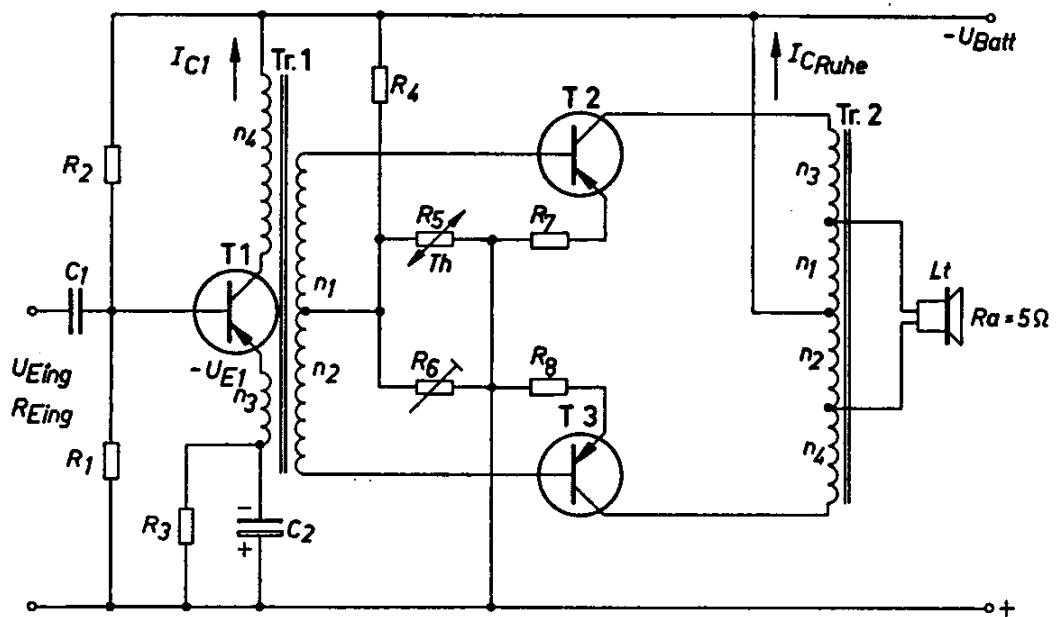


Bild 2.11

Tabelle 4

Gegentaktendstufe  $2 \times$  AC 153 bzw.  $2 \times$  AD 162 mit Treiberstufe und Vorstufe AC 152 (Bild 2.12)

$U_{\text{Batt}}$	4,5	6	9	9	12	12	15	15 V
$N_a$ (an $R_a$ )	0,5	1	1	2	1	3	1	3 W
$R_a$	5	5	5	5	5	5	5	5 $\Omega$
$R_{\text{CC}}$	66	58	130	67	235	78	365	120 $\Omega$
$U_{\text{Eing}} \leq$	100	100	100	100	100	100	100	100 mV
$R_{\text{Eing}} \geq$	3	5	5	5	5	5	5	5 k $\Omega$
Tr. 1	E I 30							
Mat.	Dyn.-Bl. IV/0,35							
Schichtg.	×	×	×	×	×	×	×	×
$n_1$	150	110	130	82	256	106	294	130 Wdg
$d_1$	0,09	0,1	0,09	0,11	0,06	0,09	0,05	0,09 CuL $\phi$
$n_2 = n_3$ (bif.)	228	188	204	184	225	172	215	172 Wdg
$d_2 = d_3$	0,15	0,15	0,15	0,16	0,15	0,16	0,15	0,16 CuL $\phi$
$n_4$	1220	1120	1300	815	2580	1100	2940	1300 Wdg
$d_4$	0,09	0,1	0,09	0,11	0,06	0,09	0,05	0,09 CuL $\phi$

$U_{\text{Batt}}$	4,5	6	9	9	12	12	15	15 V	
Tr. 1	M 30/7								
Mat.	Dyn.-Bl. IV/0,35								
Luftsp.	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	mm
Schichtg.	×	×	×	×	×	×	×	×	
$n_1$	185	136	160	100	315	130	360	160	Wdg
$d_1$	0,1	0,1	0,1	0,12	0,07	0,1	0,06	0,1	CuL $\phi$
$n_2 = n_3$ (bif.)	280	230	250	225	275	210	265	210	Wdg
$d_2 = d_3$	0,16	0,16	0,16	0,18	0,16	0,18	0,16	0,18	CuL $\phi$
$n_4$	1480	1360	1600	1000	3150	1350	3600	1600	Wdg
$d_4$	0,1	0,12	0,1	0,12	0,07	0,1	0,06	0,1	CuL $\phi$
Tr. 2	E I 42								
Mat.	Dyn.-Bl. IV/0,35								
Schichtg.	×	×	×	×	×	×	×	×	
$n_1 = n_2$ (bif.)	40	40	40	40	40	40	40	40	Wdg
$d_1 = d_2$	0,55	0,6	0,6	0,6	0,55	0,55	0,55	0,6	CuL $\phi$
$n_3 = n_4$ (bif.)	90	80	145	90	220	105	275	140	Wdg
$d_3 = d_4$	0,4	0,4	0,3	0,38	0,25	0,36	0,22	0,30	CuL $\phi$
Tr. 2	M 42/15								
Mat.	Dyn.-Bl. IV/0,35								
Luftsp.	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	mm
Schichtg.	×	×	×	×	×	×	×	×	
$n_1 = n_2$ (bif.)	40	40	40	40	40	40	40	40	Wdg
$d_1 = d_2$	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8	CuL $\phi$
$n_3 = n_4$ (bif.)	90	85	150	95	225	108	278	143	Wdg
$d_3 = d_4$	0,55	0,55	0,4	0,5	0,35	0,5	0,3	0,4	CuL $\phi$
Widerstände									
$R_1$ etwa	150	300	300	300	500	500	500	500	k $\Omega$
$R_2$	1,5	3	3	3	5	5	5	5	k $\Omega$
$R_3$	50	100	100	100	100	100	100	100	$\Omega$
$R_4$ etwa	65	65	—	—	—	—	—	—	k $\Omega$
$R_5$	—	—	18	16	27	25	30	18	k $\Omega$
$R_6$	—	—	10	10	10	10	15	10	k $\Omega$
$R_7$	200	200	200	200	250	250	300	300	$\Omega$
$R_8$	0	0	2000	750	2500	1000	5000	2500	$\Omega$
$R_9$	500	750	1200	1200	1500	1500	2000	2000	$\Omega$
$R_{10}$	100	100	100	100	100	100	100	100	$\Omega$
$R_{11}$ (K 151)	40	40	40	40	40	40	40	40	$\Omega$
$R_{12}$	0,25	0,25	0,25	0,25	0,25	0,25	0,25	0,25	$\Omega$

$U_{\text{Batt}}$		4,5	6	9	9	12	12	15	15	V
<b>Kondensatoren</b>										
$C_1$		2	2	2	2	2	2	2	2	$\mu\text{F}$
$C_2$		5	5	5	5	5	5	5	5	$\mu\text{F}$
$C_3$		100	100	100	100	100	100	100	100	$\mu\text{F}$
$C_4$		—	—	25	25	25	25	25	25	$\mu\text{F}$
$I_{\text{C Ruhe}}$	etwa	$2 \times 10$	$2 \times 10$	$2 \times 10$	$2 \times 10$	$2 \times 10$	$2 \times 10$	$2 \times 10$	$2 \times 10$	mA
$I_{\text{C2}}$	$\leq$	1,5	2	1,25	3,5	1	2,5	1	2	mA
$-U_{\text{E2}}$	etwa	0	0	3	3	3	3	5	5	V
$-U_{\text{C1}}$	etwa	2,5	3,5	4,5	4,5	6	6	7,5	7,5	V
$k(N_a)$	$\leq$	10	10	10	10	10	10	10	10	%
$k(1/2 N_a)$	etwa	3	3	3	3	3	3	3	3	%
<b>Transistoren</b>										
$U_{\text{Batt}}$		4,5	6	9	9	12	12	15	15	V
$T_1$	AC152	AC152	AC152	AC152	AC152	AC152	AC152	AC152	AC152	AC152
$T_2$	AC152	AC152	AC152	AC152	AC152	AC152	AC152	AC152	AC152	AC152
$T_3, T_4$	AC153K	AC153K	AC153K	AC153K	AC153K	AC153K	AD162	AC153K	AD162	AD162

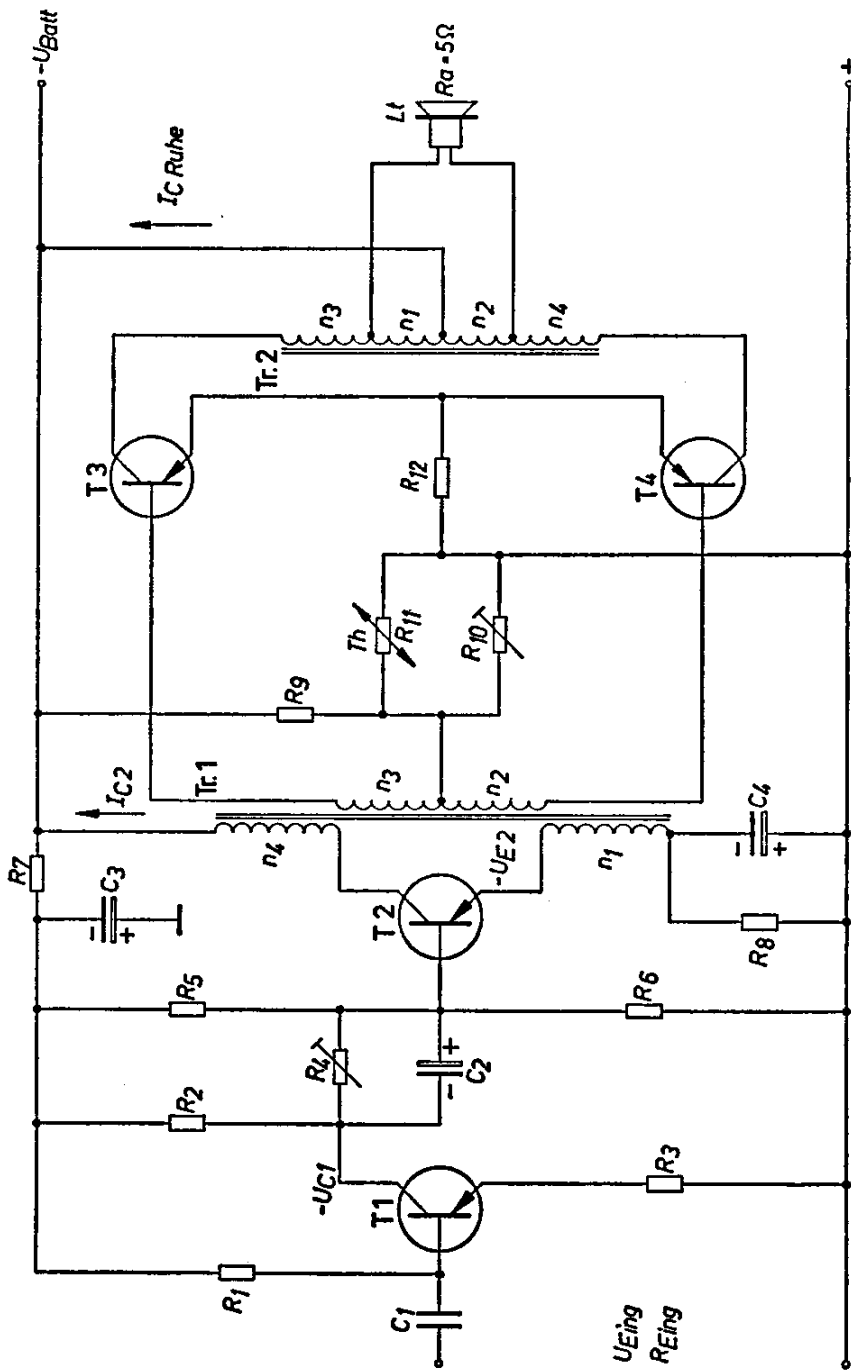


Bild 2.12

Tabelle 5

Gegentaktenstufe  $2 \times AD 130$  (AD 131) mit Treiberstufe AC 153 (ASY 48) und Vorstufe AC 152 (Bild 2.13)

$U_{\text{Batt}}$		7	14	14	24	24	V	
$N_a$ (an $R_a$ )		5	5	12	10	25	W	
$R_a$		5	5	5	5	5	$\Omega$	
$R_{\text{CC}}$		17	62	25	100	38	$\Omega$	
$U_{\text{Eing}} \leq$		100	100	100	100	100	mV	
$R_{\text{Eing}} \geq$		5	5	5	5	5	k $\Omega$	
Tr. 1		E I 48						
Mat.		Dyn.-Bl. IV/0,35						
Schichtg.		=	=	=	=	=		
$n_1$		54	130	86	43	130	Wdg	
$d_1$		0,36	0,17	0,24	0,15	0,18	CuL $\phi$	
$n_2 = n_3$ (bif.)		86	209	174	174	182	Wdg	
$d_2 = d_3$		0,45	0,28	0,32	0,32	0,32	CuL $\phi$	
$n_4$		270	1170	610	1610	1000	Wdg	
$d_4$		0,36	0,17	0,24	0,14	0,18	CuL $\phi$	
Tr. 1		M 42/15						
Mat.		Dyn.-Bl. IV/0,35						
Luftsp.		0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	mm	
Schichtg.		$4 \times 1/4 =$	$4 \times 1/4 =$	$2 \times 1/2 =$	$4 \times 1/4 =$	$2 \times 1/2 =$		
$n_1$		62	150	100	50	150	Wdg	
$d_1$		0,4	0,18	0,26	0,16	0,2	CuL $\phi$	
$n_2 = n_3$ (bif.)		100	240	200	200	210	Wdg	
$d_2 = d_3$		0,45	0,32	0,36	0,35	0,35	CuL $\phi$	
$n_4$		310	1350	700	1850	1150	Wdg	
$d_4$		0,4	0,18	0,26	0,16	0,2	CuL $\phi$	
Tr. 2		E I 48	E I 48	E I 66	E I 66	E I 78		
Mat.		Dyn.-Bl. IV/0,35						
Schichtg.		$\times$	$\times$	$\times$	$\times$	$\times$		
$n_1 = n_2$ (bif.)		7	14	11	9	8	Wdg	
$d_1 = d_2$		0,8	0,38	0,8	0,5	0,95	CuL $\phi$	
$n_3 = n_4$ (bif.)		35	56	50	44	50	Wdg	
$d_3 = d_4$		0,8	0,6	0,8	1,0	0,95	CuL $\phi$	
$n_5 = n_6$ (bif.)		22	124	48	141	78	Wdg	
$d_5 = d_6$		0,8	0,38	0,8	0,5	0,95	CuL $\phi$	

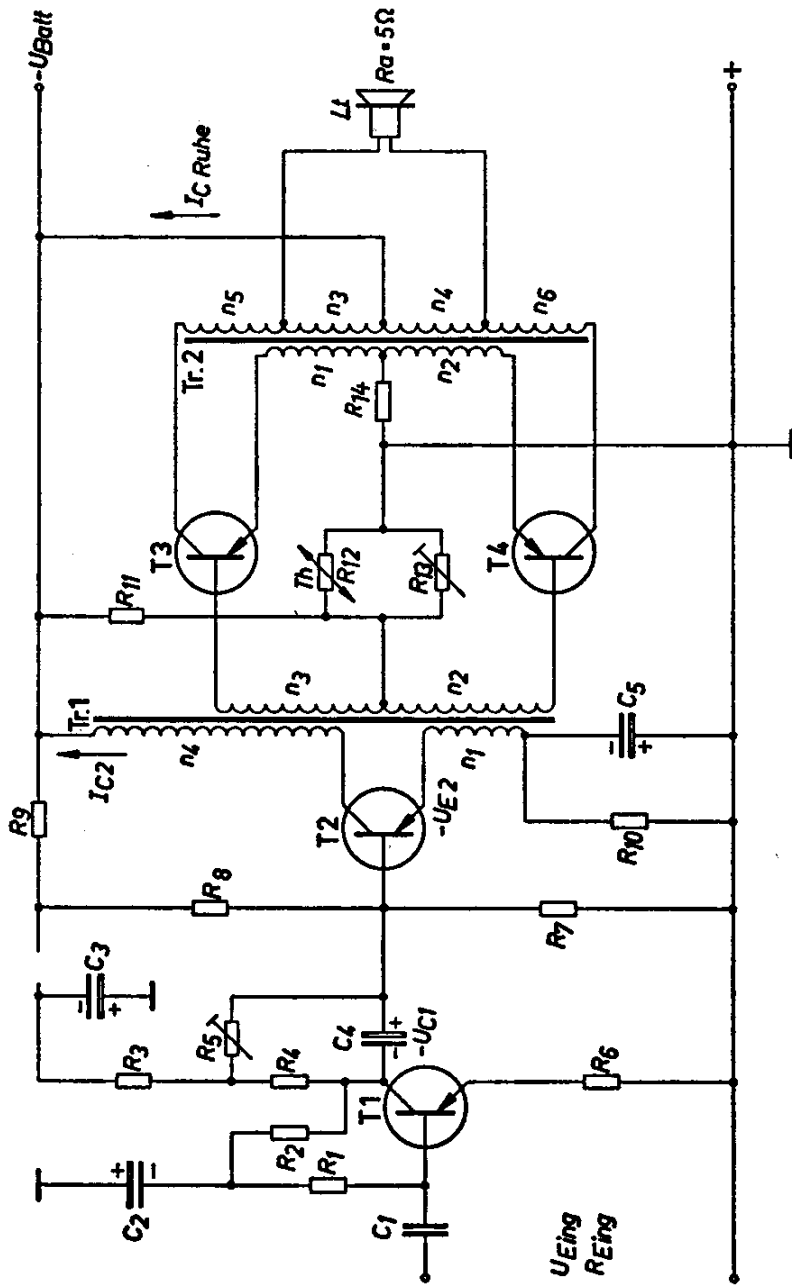


Bild 2.13

$U_{\text{Batt}}$	7	14	14	24	24	V
Tr. 2	M 42/15	M 42/15	M 55/20	M 55/20	M 65/27	
Mat.			Dyn.-Bl. IV/0,35			
Luftsp.	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	mm
Schichtg.	×	×	×	×	×	
$n_1 = n_2$ (bif.)	8	16	12	10	8	Wdg
$d_1 = d_2$	0,8	0,5	0,8	0,55	1,0	CuL $\phi$
$n_3 = n_4$ (bif.)	41	65	54	48	50	Wdg
$d_3 = d_4$	0,8	0,5	0,8	0,9	1,0	CuL $\phi$
$n_5 = n_6$ (bif.)	26	144	52	152	78	Wdg
$d_5 = d_6$	0,8	0,5	0,8	0,5	1,0	CuL $\phi$
<b>Widerstände</b>						
$R_1$	100	200	200	400	400	k $\Omega$
$R_2$	10	10	10	20	20	k $\Omega$
$R_3$	700	500	500	2000	2000	$\Omega$
$R_4$	300	500	500	0	0	$\Omega$
$R_5$ (var.)	10	70	25	—	—	k $\Omega$
$R_6$	60	60	60	60	60	$\Omega$
$R_7$	—	—	—	5	4	k $\Omega$
$R_8$	—	—	—	etwa 15	etwa 12,5	k $\Omega$
$R_9$	200	200	200	500	500	$\Omega$
$R_{10}$	0	0	0	800	220	$\Omega$
$R_{11}$	80	160	160	400	400	$\Omega$
$R_{12}$ (K 151)	4	4	4	4	4	$\Omega$
$R_{13}$ (var.)	10	10	10	10	10	$\Omega$
$R_{14}$	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	$\Omega$
<b>Kondensatoren</b>						
$C_1$	2	2	2	2	2	$\mu\text{F}$
$C_2$	5	5	5	5	5	$\mu\text{F}$
$C_3$	100	100	100	100	100	$\mu\text{F}$
$C_4$	10	10	10	10	10	$\mu\text{F}$
$C_5$	0	0	0	50	50	$\mu\text{F}$
$I_{C \text{ Ruhe}}$	etwa $2 \times 20$	$2 \times 15$	$2 \times 15$	$2 \times 12,5$	$2 \times 10$	mA
$I_{C2}$	$\leq$ 35	7	22	5	18	mA
$-U_{E2}$	0	0	0	4	4	V
$-U_{C1}$	3	6	6	8	8	V
$k(N_s)$	$\leq$ 10	10	10	10	10	%
$k(1/2 N_s)$	etwa 4	4	5	4	5	%
<b>Transistoren</b>						
$T_1$	AC 152	AC 152	AC 152	AC 152	AC 152	
$T_2$	AC 153	AC 153	AC 153	ASY 48	ASY 48	
$T_3, T_4$	AD 130	AD 130	AD 130	AD 131	AD 131	



Tabelle 6

Gegentaktendstufe  $2 \times$  AD 133 mit Treiberstufe AD 148  
und Vorstufen AC 153 und AC 152 (Bild 2.14)

$U_{\text{Batt}}$	7	14	V
$N_a$ (an $R_a$ )	25	50	W
$R_a$	2,7	6	$\Omega$
$R_{\text{CC}}$	2,7	6	$\Omega$
$U_{\text{Eing}}$	etwa 10	10	mV
$R_{\text{Eing}}$	$\geq$ 100	100	k $\Omega$
Tr. 1	E I 48		
Mat.	Dyn.-Bl. IV/0,35		
Luftsp.		0,2	mm
Schichtg.	=	=	
$n_1$	27	60	Wdg
$d_1$	0,55	0,25	CuL $\phi$
$n_2 = n_3$ (bif.)	69	142	Wdg
$d_2 = d_3$	0,55	0,38	CuL $\phi$
$n_4$	109	545	Wdg
$d_4$	0,50	0,25	CuL $\phi$
Tr. 1	M 42/15		
Mat.	Dyn.-Bl. IV/0,35		
Luftsp.	0,5	0,5	mm
Schichtg.	$4 \times \frac{1}{4} =$	$4 \times \frac{1}{4} =$	
$n_1$	32	70	Wdg
$d_1$	0,55	0,28	CuL $\phi$
$n_2 = n_3$ (bif.)	80	165	Wdg
$d_2 = d_3$	0,55	0,38	CuL $\phi$
$n_4$	126	630	Wdg
$d_4$	0,55	0,28	CuL $\phi$
Tr. 2	E I 66	E I 78	
Mat.	Dyn.-Bl. IV/0,35		
Schichtg.	$\times$	$\times$	
$n_1 = n_2$ (bif.)	7	7	Wdg
$d_1 = d_2$	1,1	1,2	CuL $\phi$
$n_3 = n_4$ (bif.)	46	68	Wdg
$d_3 = d_4$	1,1	1,2	CuL $\phi$

$U_{\text{Batt}}$	7	14	V
Tr. 2	M 55/20	M 65/27	
Mat.	Dyn.-Bl. IV/0,35		
Luftsp.	0,5	0,5	mm
Schichtg.	×	×	
$n_1 = n_2$ (bif.)	10	7	Wdg
$d_1 = d_2$	1,1	1,3	CuL $\phi$
$n_3 = n_4$ (bif.)	50	68	Wdg
$d_3 = d_4$	1,1	1,3	CuL $\phi$
<b>Widerstände</b>			
$R_1$	2	2	M $\Omega$
$R_2$	350	350	k $\Omega$
$R_3$ (Pot. log.)	5	5	k $\Omega$
$R_4$ (var.)	150	150	k $\Omega$
$R_5$	1	1	k $\Omega$
$R_6$	50	50	$\Omega$
$R_7$ (var.)	20	40	k $\Omega$
$R_8$	5	5	k $\Omega$
$R_9$	100	100	$\Omega$
$R_{10}$	120	120	$\Omega$
$R_{11}$	20	20	$\Omega$
$R_{12}$ (var.)	1,5	4	k $\Omega$
$R_{13}$	25	50	$\Omega$
$R_{14}$ (var.)	1	1	$\Omega$
$R_{15}$ (K 151)	4    4*	4    4*	$\Omega$
<b>Kondensatoren</b>			
$C_1$	0,1	0,1	$\mu\text{F}$
$C_2$	5	5	$\mu\text{F}$
$C_3$	25	25	$\mu\text{F}$
$C_4$	100	100	$\mu\text{F}$
$C_5$	100	100	$\mu\text{F}$
$C_6$	500	500	$\mu\text{F}$
$I_{\text{C Ruhe}}$	$2 \times 150$	$2 \times 30$	mA
$I_{\text{C4}}$	$\leq 300$	120	mA
$-U_{\text{C3}}$	3,5	7	V
$-U_{\text{C2}}$	3,5	7	V
$-U_{\text{E1}}$	3,5	7	V
$k(N_a)$	$\leq 10$	10	%
$k(1/2 N_a)$	etwa 3,5	5	%

\* || bedeutet, daß 2 Stück 4 $\Omega$ -Thernewid parallel zu schalten sind

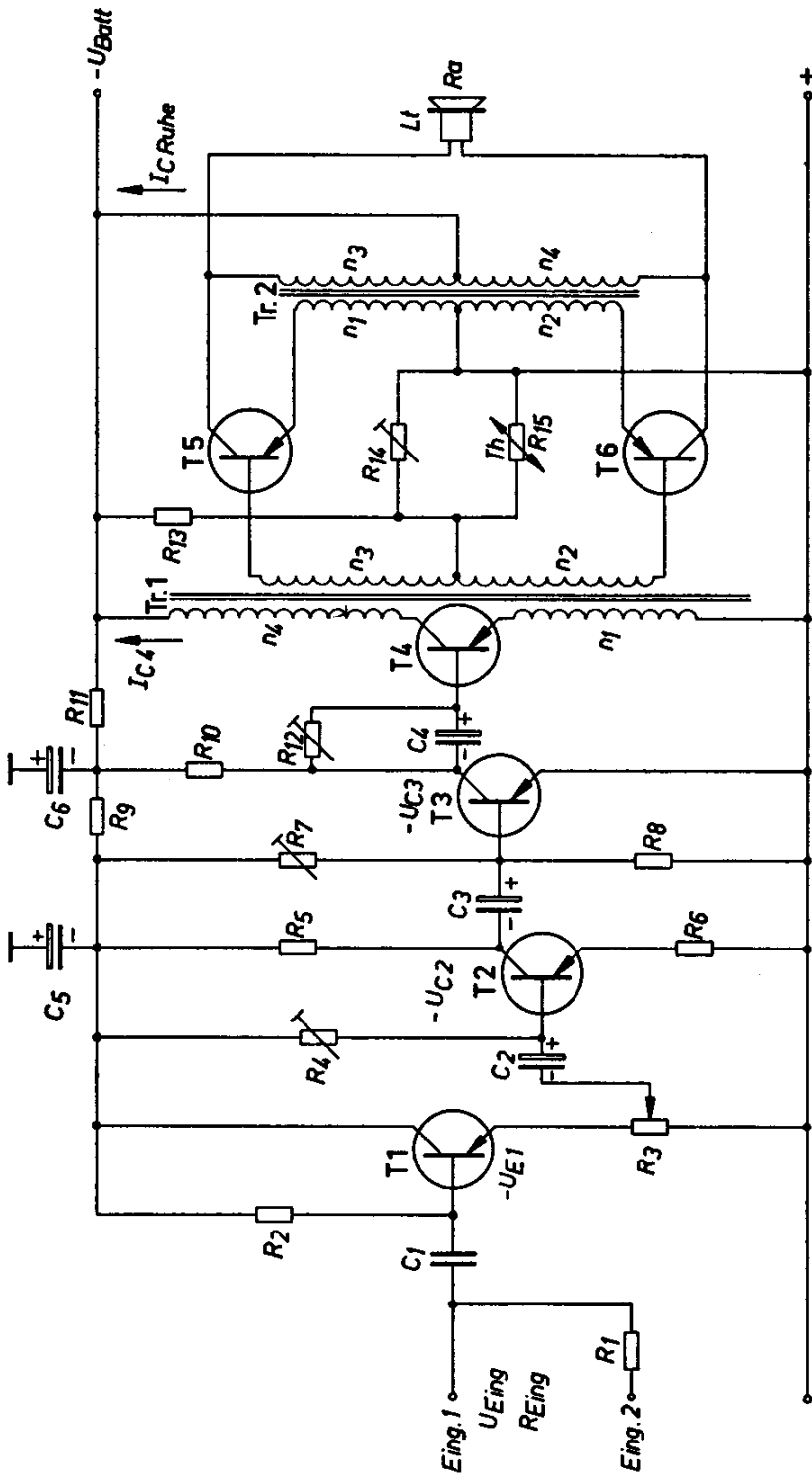


Bild 2.14

$U_{\text{Batt}}$	7 V	14 V
<b>Transistoren</b>		
$T_1$	AC 152	AC 152
$T_2$	AC 152	AC 152
$T_3$	AC 153	AC 153
$T_4$	AD 148	AD 148
$T_5, T_6$	AD 133	AD 133

### 2.3 Ermittlung von Kühlflächen für Leistungstransistoren

Transistoren dürfen nur bis zu einer bestimmten Sperrschichttemperatur betrieben werden, wenn keine bleibenden Änderungen auftreten sollen. Diese Grenze liegt bei Germaniumtransistoren zwischen 75 und 90 °C und bei Siliziumtransistoren bei 175 °C. Da heute von fast allen Geräten gefordert wird, daß sie bis zu einer Umgebungstemperatur von 60 °C einwandfrei funktionieren, ist das zulässige Temperaturgefälle zwischen Transistorkristall und Umgebungsluft oft recht klein. Der der Wärmeableitung in einem Transistor entgegengebrachte Widerstand ist nahezu konstant, d. h. weitgehend unabhängig von der auftretenden Verlustleistung. Dieser sogenannte Wärmewiderstand wird von den Transistorherstellern in  $\text{grd/mW}$  bzw.  $\text{grd/W}$  angegeben. Ein Wärmewiderstand von 2  $\text{grd/W}$  hat also zur Folge, daß der Transistorkristall, bzw. die Kollektorsperrschicht, an der ein Großteil der gesamten Verlustleistung auftritt, bei einer Verlustleistung von 1 W um 2  $\text{grd}$  wärmer ist als das Transistorgehäuse. Bei einer Verlustleistung von 2 W beträgt die Temperaturdifferenz dann 4  $\text{grd}$  usw. Gelingt es also bei einem Transistor mit einer zulässigen Kristalltemperatur von 90 °C und einem Wärmewiderstand von 2  $\text{grd/W}$  die Gehäusetemperatur auf 60 °C zu halten, so kann an diesem Transistor eine maximale Verlustleistung von 15 W zugelassen werden. Es ergibt sich allerdings die Schwierigkeit, vom Transistorgehäuse die Verlustwärme an die Umgebungsluft abzuführen. Die Oberfläche der an sich verhältnismäßig großen Gehäuse der Leistungstransistoren reicht dazu in den meisten Fällen nicht aus. Es müssen also Kühlbleche vorgesehen werden. Diese Kühlbleche müssen um so größer sein, je größer die in der Zeiteinheit abzuführende Wärmemenge ist und je geringer der zulässige Temperaturunterschied zwischen Transistorgehäuse und Umgebungsluft ist. Die in der Zeiteinheit abzuführende Wärmemenge ist direkt proportional der am Transistor auftretenden Verlustleistung. Es muß also eine direkte Beziehung zwischen Verlustleistung, Temperaturdifferenz und Größe der Kühlbleche zu

finden sein. Die mathematische Auswertung dieser Erkenntnis führt auch in jedem Fall zu einem Ergebnis. Für den Anwender ist diese Rechnung im allgemeinen zu zeitraubend. Es gibt jedoch eine einfache Faustformel, die bei den üblichen Gegebenheiten ausreichend genaue Ergebnisse liefert.

$$F = \frac{P}{1,5 \Delta T}$$

$F$  Kühlfläche in  $\text{cm}^2$

$P$  Verlustleistung in mW

$\Delta T$  Temperaturdifferenz in Grad

Dabei ist  $F$  die Kühlfläche,  $P$  die am Transistor auftretende Verlustleistung und  $\Delta T$  die Temperaturdifferenz zwischen Kühlblech und Umgebungsluft. Es ist Voraussetzung, daß das Temperaturgefälle innerhalb des Kühlbleches gering ist. Dies wird erreicht, wenn z. B. ein Aluminiumblech von mindestens 1,5 mm Dicke verwendet wird. Selbstverständlich kann das Kühlblech auch aus einem anderen Material bestehen. Die Mindestdicke ändert sich dann umgekehrt proportional dem Wärmeleitwert des verwendeten Blechmaterials.

Die beiden Diagramme, Bild 2.15 und 2.16, geben den empirisch und rechnerisch ermittelten Zusammenhang zwischen Verlustleistung, Temperaturdifferenz und Kühlblechgröße für zwei verschiedene Aluminium-Blechstärken an, und zwar das Bild 2.15 für eine Dicke von 1 mm und das Bild 2.16 für eine Dicke von 2 bis 3 mm. Auf der Abszisse ist die Kantenlänge  $a$  einer quadratischen Kühlfläche aufgetragen. Für nicht quadratische Kühlflächen kann mit guter Näherung  $F = a^2$  eingesetzt werden, wenn die vom Quadrat abweichenden Dimensionen nicht zu groß sind. Für rechteckige Bleche gilt diese Formel bis zu einem Seitenverhältnis von 1 : 2. Da bei den hier vorkommenden Temperaturen die Wärme fast ausschließlich durch Konvektion an die Umgebungsluft abgegeben wird, ist es vorteilhaft, die Kühlbleche senkrecht anzuordnen. Bei ruhender Umgebungsluft ist dann die Eigenkonvektion größer. Alle bisher gemachten Angaben beziehen sich auf senkrecht gestellte Kühlflächen. Bei einer waagrecht angeordneten Kühlfläche muß die Kühlfläche etwa um den Faktor 1,3 vergrößert werden. Werden die Kühlbleche geschwärzt, dürfen sie um etwa 30 % kleiner gemacht werden.

### Beispiel

An einem Transistor mit einem Wärmewiderstand von 2  $\text{grad/W}$  und einer zulässigen Kristalltemperatur von 90  $^{\circ}\text{C}$  tritt eine Verlustleistung von 5 W auf.

Bild 2.15

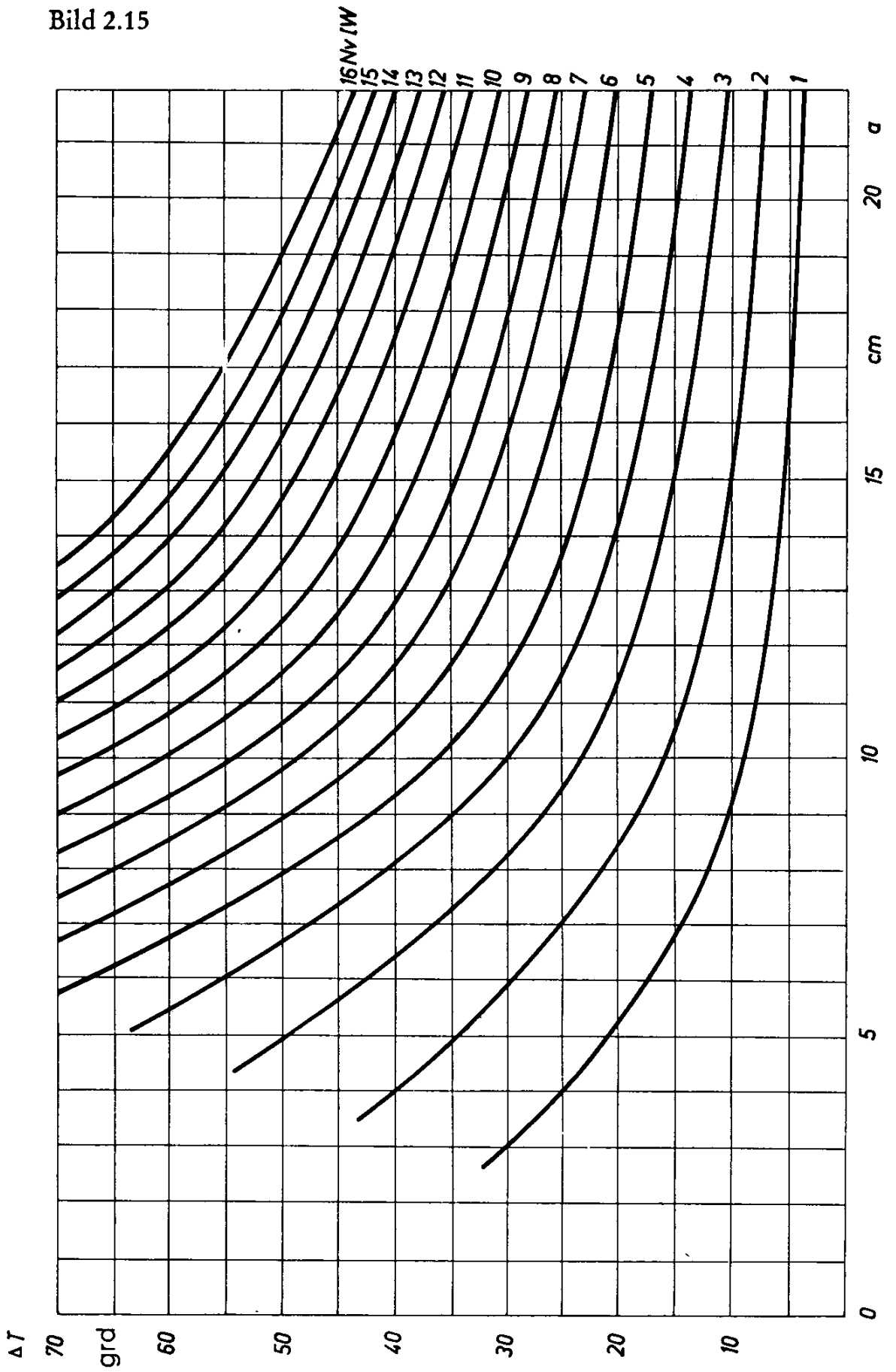
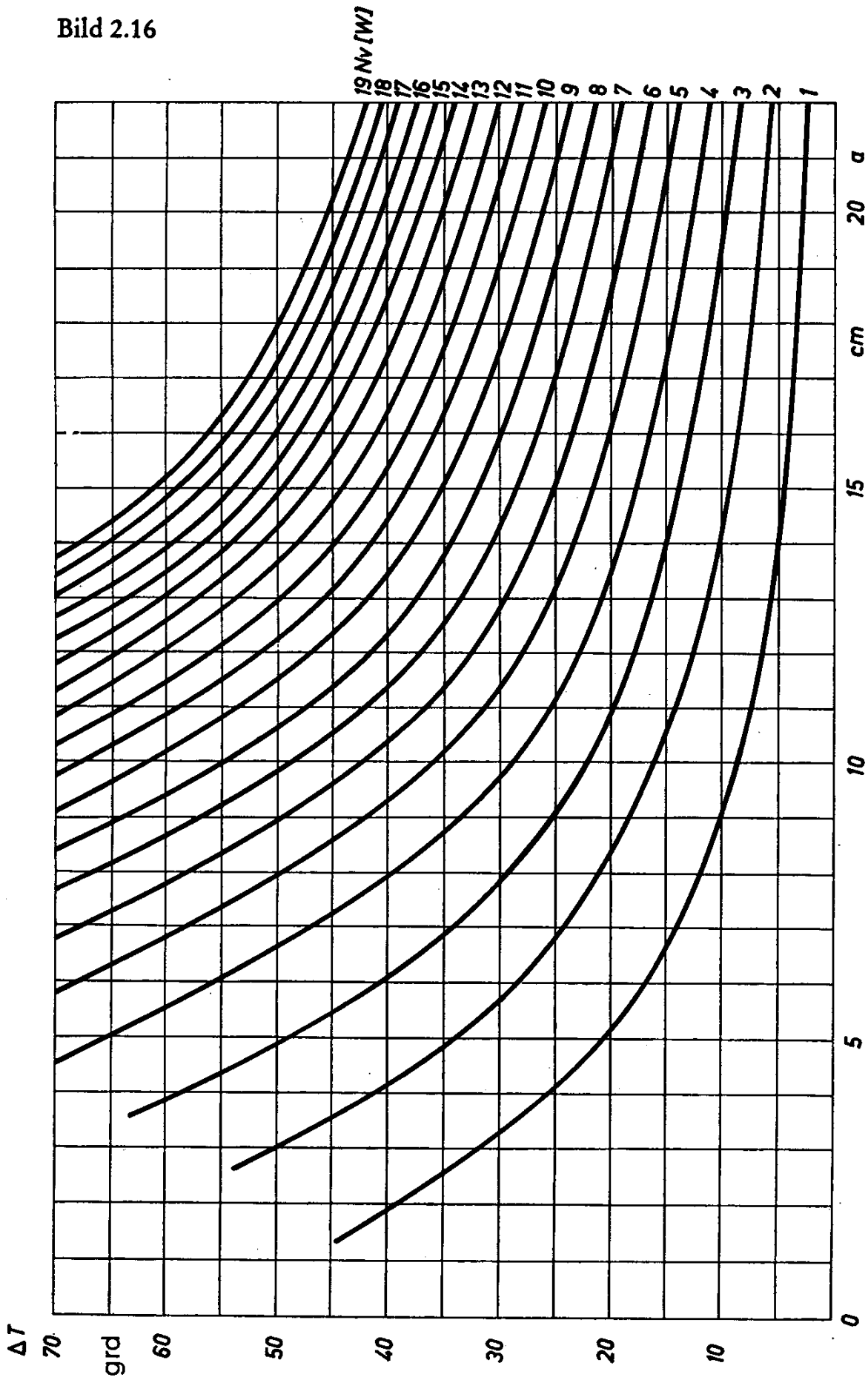


Bild 2.16



Wie groß muß die Kühlfläche sein bei einer Blechdicke von 2 mm, wenn die Umgebungstemperatur maximal 60 °C betragen kann? Zwischen Kollektorsperrschicht und Transistorgehäuse, bzw. Kühlblech direkt unterhalb des Transistors, tritt eine Temperaturdifferenz von  $2 \times 5 \times 10$  grd auf. Es verbleibt also eine zusätzliche Temperaturdifferenz von maximal 20 grd zwischen Kühlblech und Umgebungsluft. Überträgt man diese beiden Werte in das Diagramm nach Bild 2.16, so findet man, daß hier ein quadratisches Blech mit einer Seitenlänge von 16 cm bzw. ein anders geformtes Blech mit gleicher Fläche erforderlich ist.

#### 2.4 Kollektorstromstabilisierung in Gegentaktendstufen

In Transistorschaltungen können zwei Umstände zu einer Verschiebung des eingestellten Arbeitspunktes führen. Bei Temperaturänderung ergibt sich eine solche Verschiebung infolge Änderung einzelner Transistorparameter. Um ein Wandern des Arbeitspunktes zu vermeiden, gibt es eine Reihe Kompensationsschaltungen, die im Kapitel 2.1.6 ausführlich behandelt wurden.

Eine Verschiebung des Arbeitspunktes ergibt sich jedoch auch bei Änderung der Batteriespannung. Der jeweilige Kollektorstrom wird mit Hilfe eines Spannungsteilers an der Basis eingestellt. Steigt nun z. B. die Batteriespannung, so steigt auch die Spannung an der Basis,

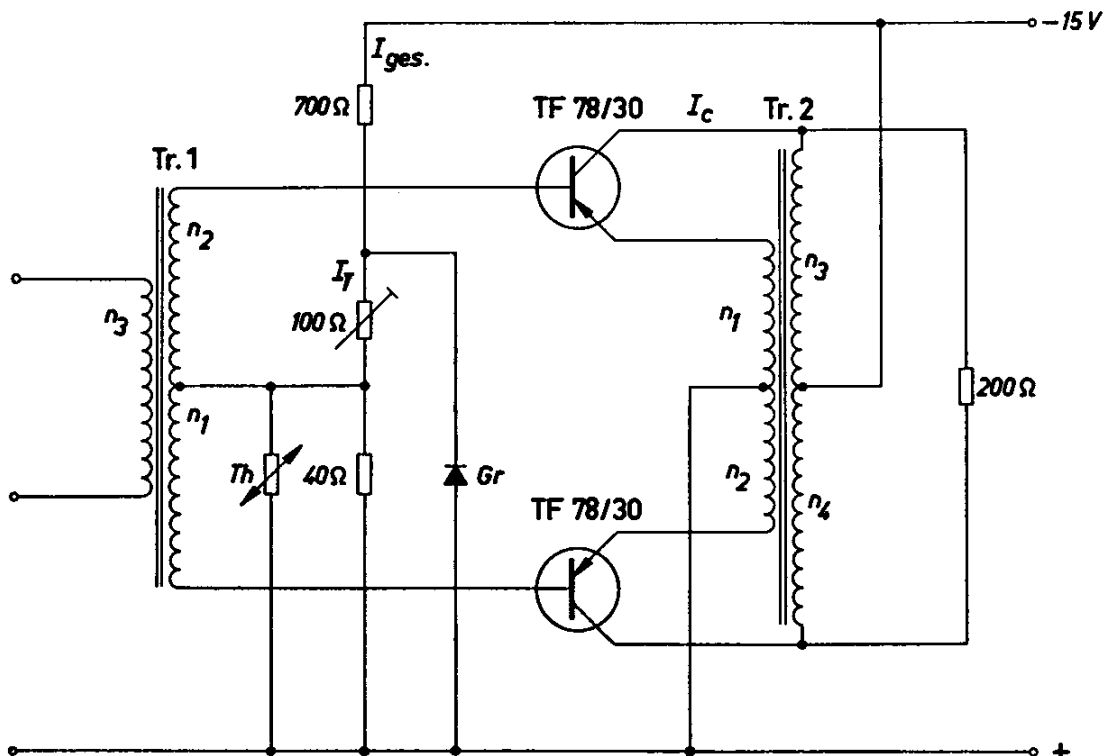
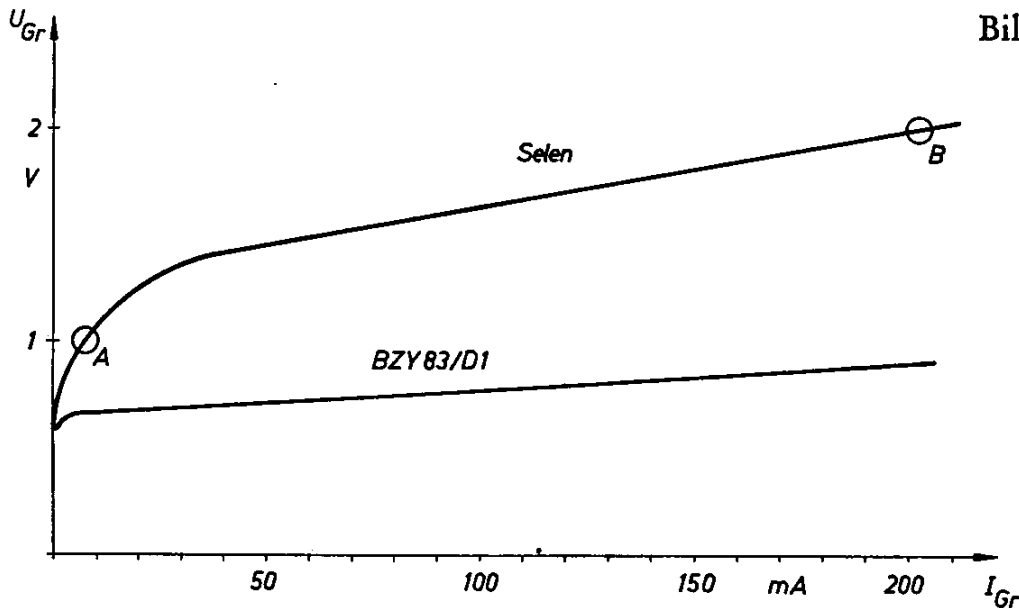


Bild 2.17



und der Kollektorstrom wird exponentiell größer. In der Schaltung nach Bild 2.17 wird mit Hilfe eines Selengleichrichters an einem Zweig des Spannungsteilers die Spannung weitgehend konstant gehalten. Die stabilisierende Wirkung des Selengleichrichters wird bestimmt durch den Verlauf seiner Stromspannungskennlinie in Durchlaßrichtung, die im Bild 2.18 angegeben ist. Man sieht, daß bei einem Durchlaßstrom von etwa 8 mA ein Spannungsabfall von 1 V entsteht (Punkt A) und bei einem Strom von 200 mA nur ein Spannungsabfall von doppeltem Wert, also 2 V, auftritt (Punkt B). Wegen dieses raschen Abfalles des Durchlaßwiderstandes fließt bei einem An-

Bild 2.18



steigen der Batteriespannung ein immer größerer Teil des steigenden Spannungsteilerstromes über den Selengleichrichter, wobei jedoch die Spannung am Gleichrichter und an den parallel geschalteten Widerständen nahezu unverändert bleibt. Damit ändert sich auch nicht die Basisvorspannung, und der Kollektorstrom der Transistoren bleibt nahezu konstant. Wie aus der im Bild 2.18 ebenfalls eingetragenen Kennlinie einer Siliziumdiode ersichtlich ist, ist auch eine solche Diode besonders gut für Stabilisierungszwecke geeignet. Das Diagramm Bild 2.19 zeigt, wie gering sich der Teilerstrom  $I_T$  mit steigendem Gesamtstrom  $I_{ges}$  ändert. Dieser Zusammenhang wäre ohne Stabilisierung durch die gestrichelt eingezeichnete Gerade gegeben. Wie groß die stabilisierende Wirkung ist, zeigt jedoch am anschaulichsten das Bild 2.20, in dem die Änderung des Kollektorruhestromes  $I_C$  in Abhängigkeit von der Änderung der Batteriespannung angegeben ist. Man sieht, daß sich bei einer Batteriespannungsänderung von nahezu 1 : 2 der eingestellte Kollektorstrom nur um etwa 50 % ändert. Diese Änderung kann in allen Fällen zugelassen werden.

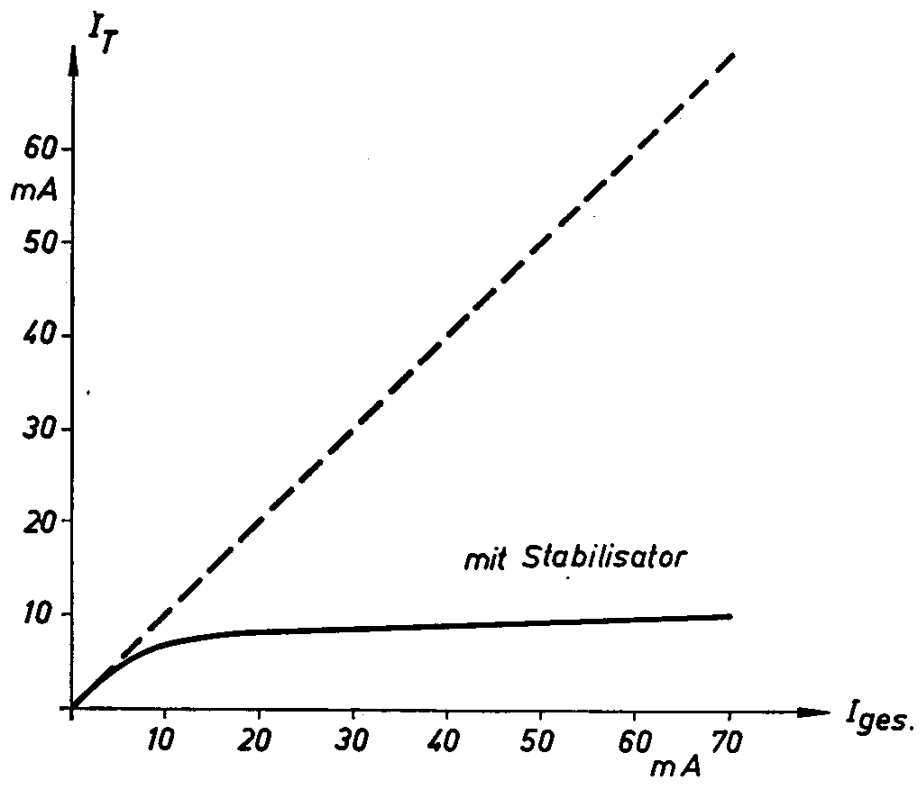


Bild 2.19

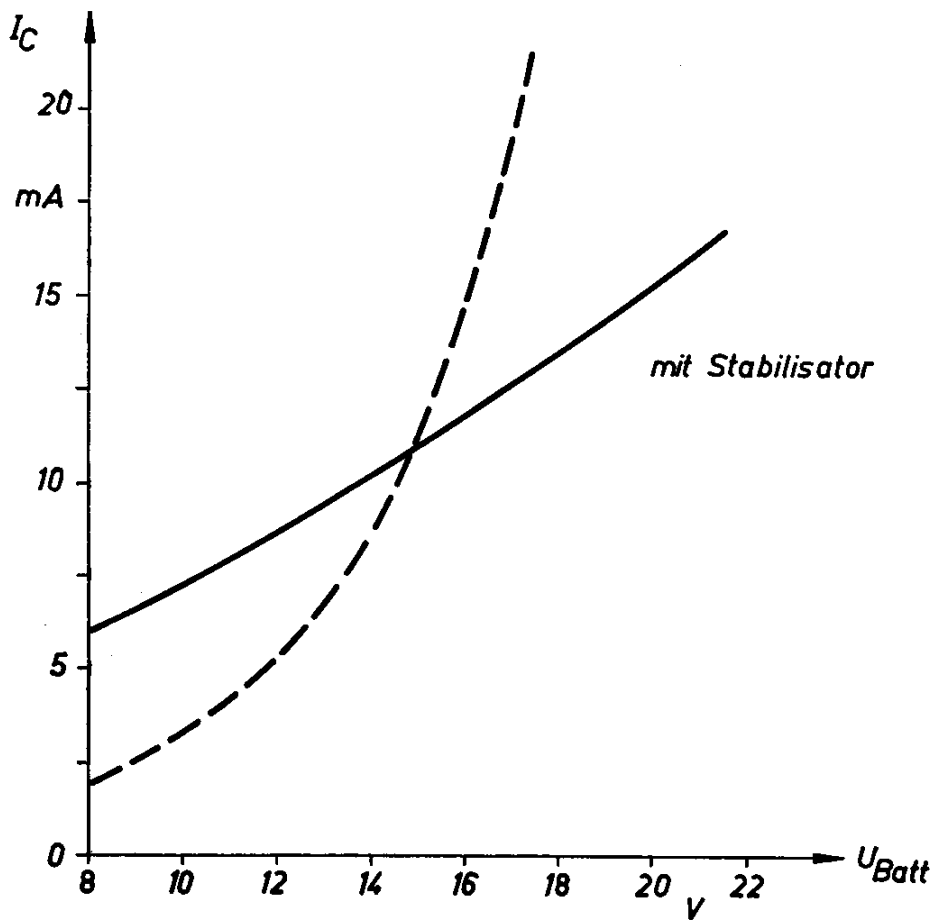


Bild 2.20

**Technische Daten**

Tr. 1: E I 42 Dyn.-Bl. IV/0,35; wechselsinnig geschichtet

Transformatoren

Batteriespannung etwa 3 W

Ausgangsleistung 15 V

 $n_1 = n_3 = 240$  Wdg CuL 0,20 mm  $\phi$  bifilar gewickelt $n_2 = 220$  Wdg CuL 0,11 mm  $\phi$ 

Tr. 2: E I 42 Dyn.-Bl. IV/0,35; wechselsinnig geschichtet

 $n_1 = n_2 = 7$  Wdg CuL 0,35 mm  $\phi$  bifilar gewickelt $n_3 = n_4 = 210$  Wdg CuL 0,35 mm  $\phi$  bifilar gewickelt

Gr.: Siemens-Flachgleichrichter SSF E 30 C 200

Th: Heißeleiter (Thernewid) K 151, 40  $\Omega$ **2.5 Gemischt bestückter NF-Verstärker mit ECF 83 und 2  $\times$  AD 130**

Die Anpassung der Gegentaktendstufe (Transistoren 2  $\times$  AD 130) an die Treiberröhre ECF 83 ist in dem Beispiel nach Bild 2.21 gut gelöst. Die Anodenspannung der Röhre ist 100 V. Die Endstufe kann für eine Batteriespannung von 7 und 14 V umgeschaltet werden. Die im Schaltbild angegebene Gegenkopplung verringert die Streuungen der Empfindlichkeit und den Klirrfaktor. Der Kollektor eines Transistors wird über einen Kondensator von 1 nF und einen Widerstand von 1,2 M $\Omega$  mit dem Gitter der Treiberröhre verbunden. Die Kombination Widerstand  $R_1$ —Kondensator  $C_1$  senkt den durch B-Verzerrungen verursachten Klirrfaktor bei Lautsprecheranschluß, insbesondere bei höheren Frequenzen. Sie ist jedoch nicht unbedingt erforderlich. Die erzielbare Ausgangsleistung ist 6 W bei einem Klirrfaktor von  $k \leq 10$  %. Die höchstzulässige Gehäusetemperatur der Transistoren ist 60 °C.

**Technische Daten**

Transformatoren

Tr. 1: E I 42/15 Dyn.-Bl. IV/0,35 o. L.

 $n_1$  (1-2-3) = 2  $\times$  67 Wdg CuL 0,35 mm  $\phi$  (bifilar) $n_2$  (1-2) = 2650 Wdg CuL 0,1 mm  $\phi$ 

Tr. 1: E I 52/20 Dyn.-Bl. IV/0,35 o. L.

 $n_1$  (1-2-3) = 2  $\times$  3 Wdg CuL 0,4 mm  $\phi$  $n_3$  (1-2) = 38 Wdg CuL 0,5 mm  $\phi$ (2-3) = 20 Wdg CuL 0,8 mm  $\phi$ (3-4-5) = 2  $\times$  32 Wdg CuL 0,8 mm  $\phi$ (5-6) = 20 Wdg CuL 0,8 mm  $\phi$ (6-7) = 38 Wdg CuL 0,5 mm  $\phi$ Th: Heißeleiter (Thernewid) K 151, 4  $\Omega$ 

Si: Sicherung 1 A flink

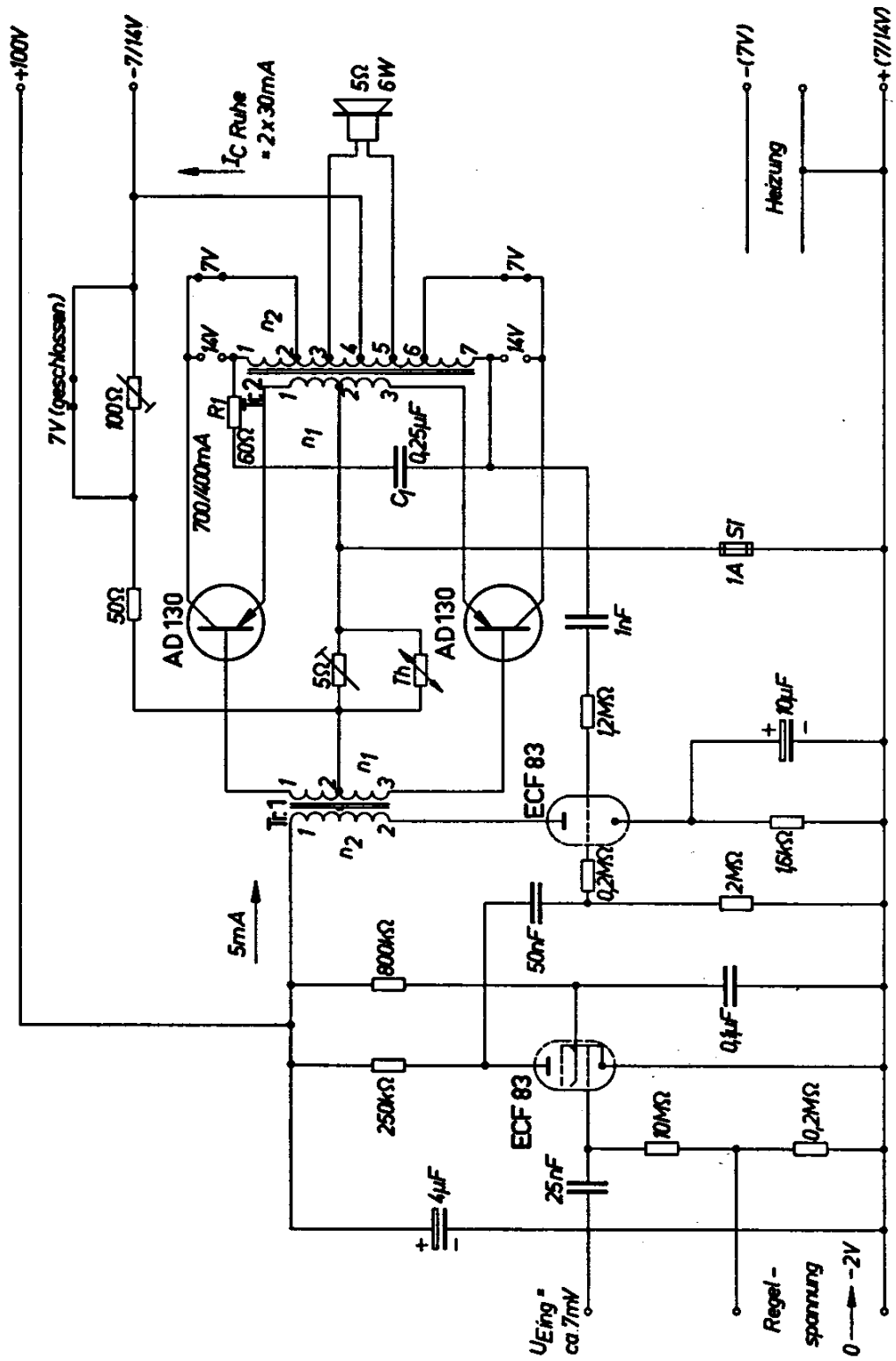


Bild 2.21

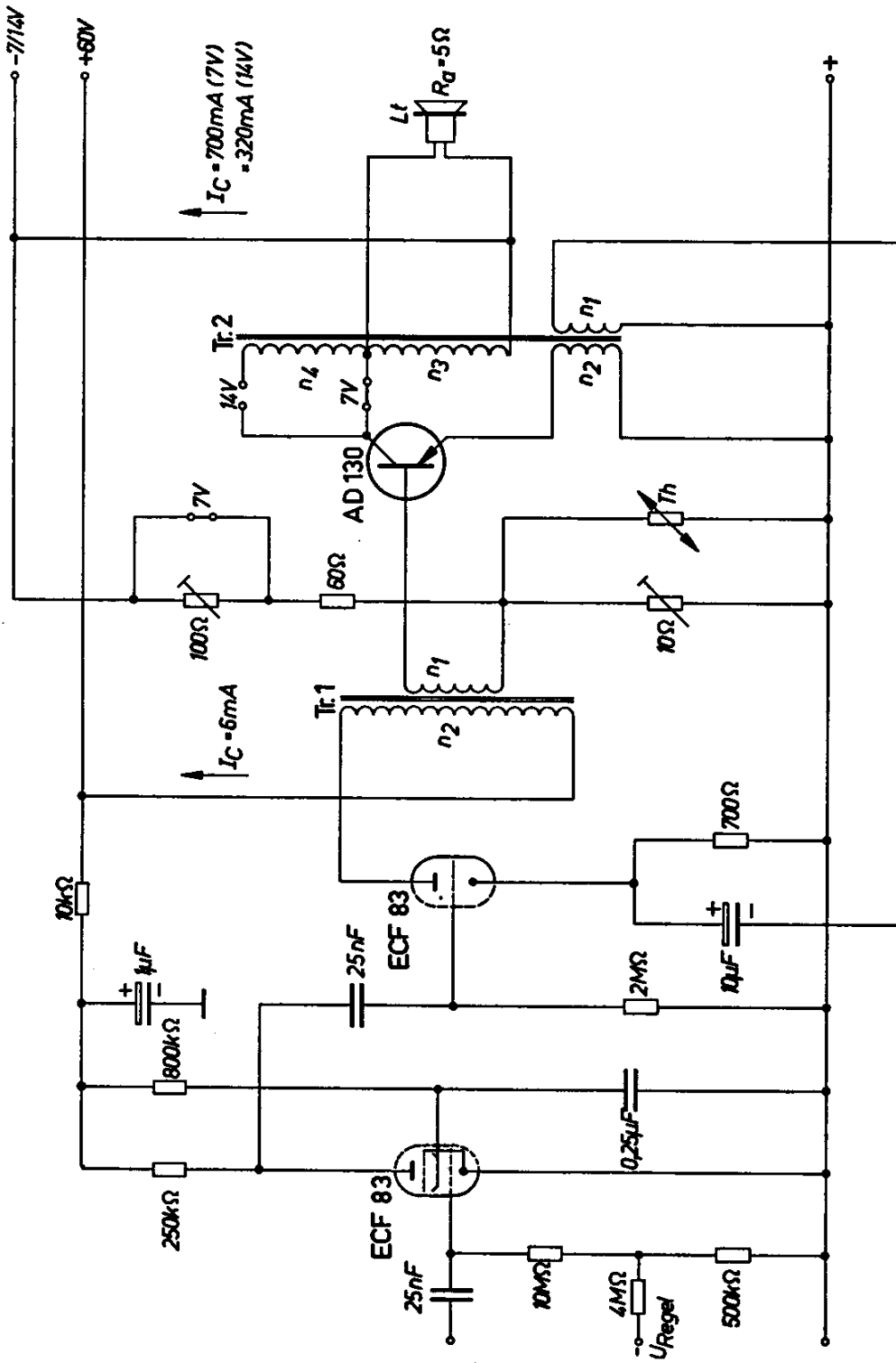


Bild 2.22

## 2.6 Gemischt bestückter NF-Verstärker mit ECF 83 und AD 130

Bild 2.22 zeigt eine ähnliche Anordnung, wie unter 2.5 beschrieben. Die Endstufe arbeitet allerdings im Eintakt-A-Betrieb. Sie ist ebenfalls für 7- und 14-V-Betrieb umschaltbar. Die Anodenspannung der Röhre beträgt hier nur 60 V. Der Ruhestrom des Transistors AD 130 soll auf 700 mA bei 7 V Batteriespannung und 320 mA bei 14 V Batteriespannung eingestellt werden. Die maximale Ausgangsleistung ist 2,5 W. Die Eingangsempfindlichkeit am Gitter der Pentode beträgt 12 mV bei einer Ausgangsleistung von 50 mW. Die höchstzulässige Temperatur des Transistorgehäuses ist 50 °C.

### Technische Daten

#### Transformatoren

Tr. 1: E I 30 Dyn.-Bl. IV/0,35 o. L.

$n_1 = 75$  Wdg CuL 0,35 mm  $\phi$

$n_2 = 2000$  Wdg CuL 0,08 mm  $\phi$

Tr. 2: E I 48 Dyn.-Bl. IV/0,35, 0,2 L.; gleichsinnig geschichtet

$n_1 = 50$  Wdg CuL 0,15 mm  $\phi$

$n_2 = 24$  Wdg CuL 0,5 mm  $\phi$

$n_3 = 140$  Wdg CuL 0,5 mm  $\phi$

$n_4 = 230$  Wdg CuL 0,38 mm  $\phi$

Th: Heißleiter (Thernewid) K 151, 4  $\Omega$

## 2.7 NF-Teil für einen Autosuper

Die bei Koffereempfängern übliche NF-Ausgangsleistung von 100 mW bis 1 W reicht bei einem Autosuper manchmal nicht aus. Wenn starke Fahrgeräusche übertönt werden müssen, wird eine höhere Ausgangsleistung gefordert. Der im Bild 2.23 gezeigte NF-Verstärker liefert eine maximale Ausgangsleistung von 5 W bei einer Batteriespannung von 7 V. Diese Leistung hat sich als hinreichend groß erwiesen. In dieser Schaltung wird eine Gegenkopplung verwendet, die nur einen geringen Verstärkungsverlust bringt. Der Klirrfaktor beträgt bei der Hälfte der maximalen Ausgangsleistung und einer Frequenz von 1 kHz etwa 2%.

Bei der Verwendung von Transistoren mittlerer Stromverstärkung erreicht man eine Eingangsempfindlichkeit von 2,5 bis 3 mV an dem Eingangswiderstand von 3 k $\Omega$  bei einer Ausgangsleistung von 50 mW. Die Spannungsteilerwiderstände an der Basis der Treiberstufe und der Endstufe sind variabel ausgeführt. Somit kann bei der Verwen-

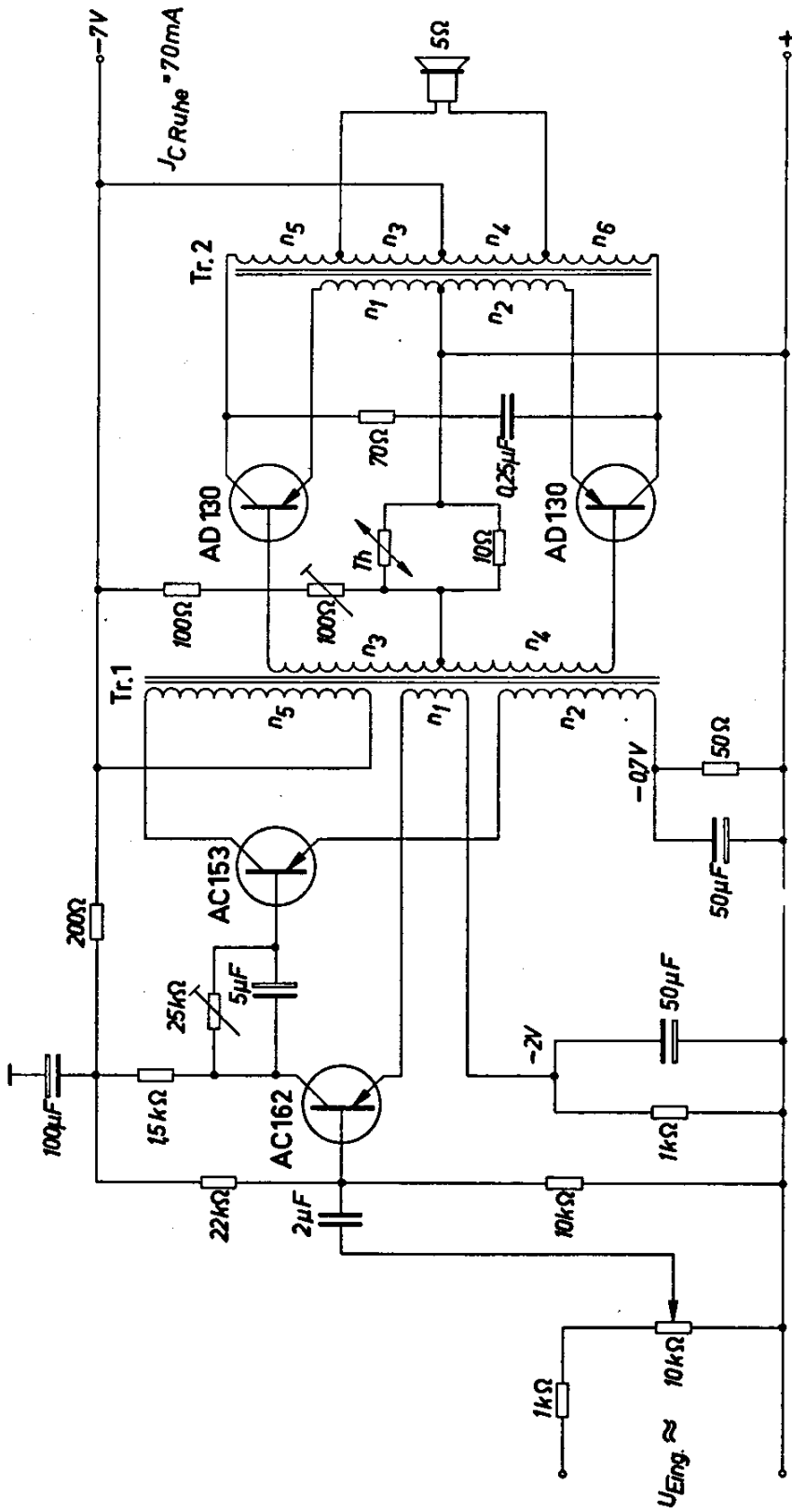


Bild 2.23

derung von Transistoren verschiedener Stromverstärkung immer der günstigste Arbeitspunkt eingestellt werden. Der für diese beiden Stufen erforderliche Ruhestrom ist in der Schaltung eingetragen.

### Technische Daten

Batteriespannung	7 V
Maximale Ausgangsleistung	5 W ( $k = 10\%$ )
Eingangsempfindlichkeit	etwa 3 mV bei $N_a = 50 \text{ mW}$
Klirrfaktor	etwa 2% bei $\frac{1}{2} N_{a \text{ max}}$

### Transformatoren

Tr. 1: E I 42 Dyn.-Bl. IV/0,35; wechselsinnig geschichtet

$n_1 =$	1 Wdg	CuL 0,3 mm $\phi$
$n_2 =$	50 Wdg	CuL 0,25 mm $\phi$
$n_3 = n_4 =$	100 Wdg	CuL 0,35 mm $\phi$
$n_5 =$	450 Wdg	CuL 0,23 mm $\phi$

Tr. 2: E I 42 Dyn.-Bl. IV/0,35; wechselsinnig geschichtet

$n_1 = n_2 =$	3 Wdg	CuL 0,6 mm $\phi$
$n_3 = n_4 =$	39 Wdg	CuL 0,6 mm $\phi$ bifilar gewickelt
$n_5 = n_6 =$	32 Wdg	CuL 0,6 mm $\phi$ bifilar gewickelt

Th: Heißleiter (Thernewid) K 25, 10  $\Omega$

## 2.8 Schallplatten-Vorverstärker für einen elektrodynamischen Tonarm

Während für Plattenspieler mit Kristalltonarm der NF-Teil eines üblichen Rundfunkgerätes verwendet werden kann, ist dies bei Plattenspielern mit elektrodynamischem Tonarm nicht möglich. Die Wiederabgabqualität des letztgenannten Gerätes ist ausgezeichnet, aber nur dann, wenn der Frequenzgang des elektrodynamischen Tonabnehmers durch einen geeigneten Verstärker richtig kompensiert (entzerrt) wird. Weil die vom Tonarm abgegebene Signalspannung sehr klein ist, muß dieser Verstärker auch eine hohe Gesamtverstärkung aufweisen.

Beide Forderungen erfüllt die Schaltung nach Bild 2.24. Die vorgenommene Entzerrung entspricht genau den Vorschriften der CCIR-Norm. Der Eingangswiderstand des Verstärkers soll hoch sein, deshalb wurde in der Vorstufe der Transistor in Kollektorschaltung eingesetzt. Die erforderliche hohe Verstärkung liefern die beiden darauffolgenden Verstärkerstufen in Emitterschaltung. Die Spannungsteiler an der Basis der Transistoren wurden niederohmig ausgeführt, damit die temperaturstabilisierende Wirkung der ebenfalls vorgesehenen Emitterwiderstände zur Geltung kommt (siehe 2.1.6).



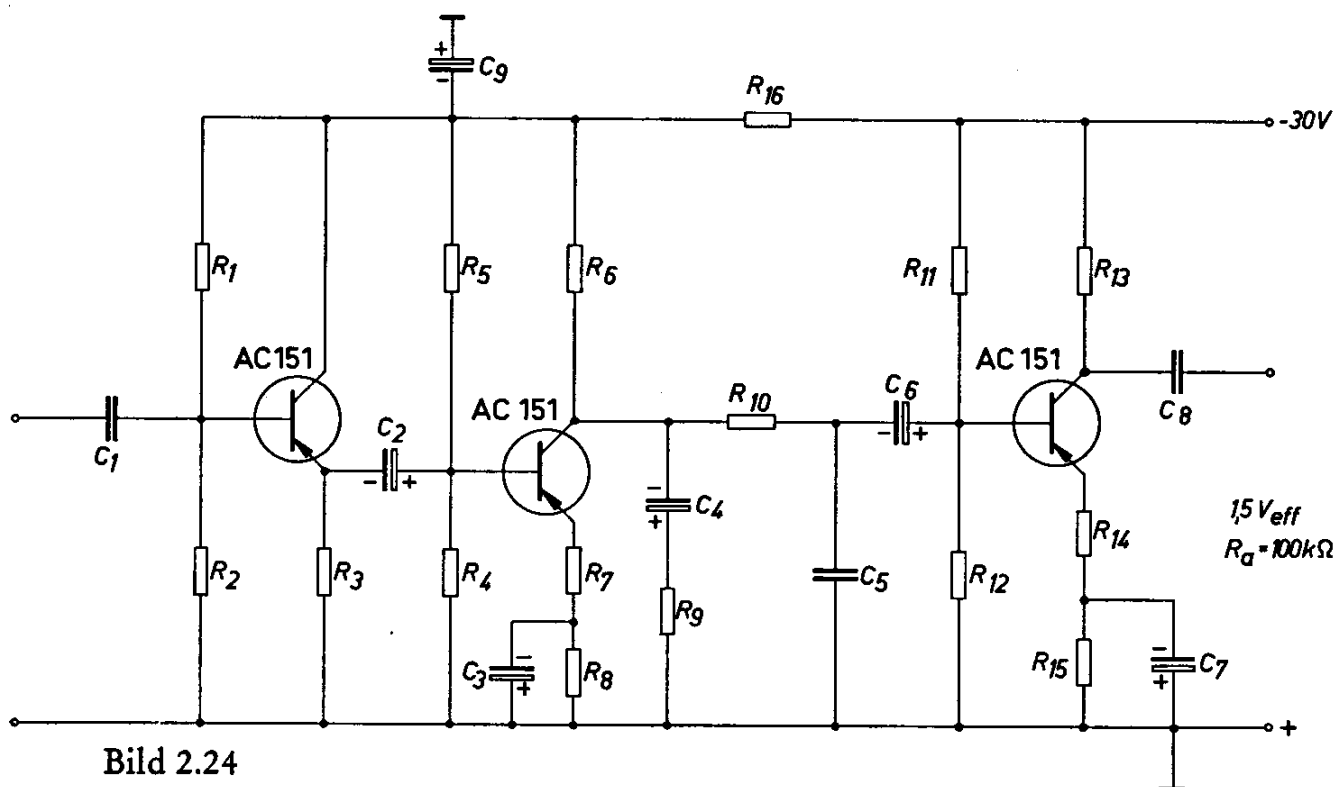
Der Arbeitspunkt der Eingangsstufe wurde so gewählt, daß das Rauschen gering ist. Deshalb beträgt bei einer Eingangsspannung von 3 mV (30 Hz) der Störabstand etwa 50 dB.

An diesen Vorverstärker können solche Verstärker angeschlossen werden, die für Plattenspieler mit Kristalltonarm geeignet sind, also z. B. der NF-Teil von Radiogeräten.

### Technische Daten

Eingangsspannung bei 1 kHz	20 mV
Ausgangsspannung	1,5 V
Klirrfaktor	< 0,8 ‰
Störabstand	> 50 dB
Frequenzbereich	30 Hz bis 20 kHz
Eingangswiderstand	etwa 20 kΩ
Batteriespannung	30 V
Maximale Umgebungstemperatur	60 °C

$R_1 = 50 \text{ k}\Omega$	$R_7 = 10 \Omega$	$R_{13} = 25 \text{ k}\Omega$	$C_3 = 100 \mu\text{F}$
$R_2 = 200 \text{ k}\Omega$	$R_8 = 2 \text{ k}\Omega$	$R_{14} = 200 \Omega$	$C_4 = 1,25 \mu\text{F}$
$R_3 = 30 \text{ k}\Omega$	$R_9 = 200 \Omega$	$R_{15} = 5 \text{ k}\Omega$	$C_5 = 0,1 \mu\text{F}$
$R_4 = 4 \text{ k}\Omega$	$R_{10} = 350 \Omega$	$R_{16} = 300 \Omega$	$C_6 = 10 \mu\text{F}$
$R_5 = 20 \text{ k}\Omega$	$R_{11} = 80 \text{ k}\Omega$	$C_1 = 1 \mu\text{F}$	$C_7 = 100 \mu\text{F}$
$R_6 = 4 \text{ k}\Omega$	$R_{12} = 25 \text{ k}\Omega$	$C_2 = 25 \mu\text{F}$	$C_8 = 0,5 \mu\text{F}$
			$C_9 = 50 \mu\text{F}$



## 2.9 Stereoverstärker für Schallplattenwiedergabe

Der in Bild 2.25 gezeigte NF-Verstärker für Stereowiedergabe besteht aus einem Balanceregler und 2 gleichen dreistufigen NF-Verstärkern. Der Balanceregler ermöglicht die gleichmäßige Einstellung der Lautstärke für beide Kanäle. Mit dem Widerstand  $R_1$  können Asymmetrien und Verstärkungsunterschiede innerhalb der beiden Übertragungswege ausgeglichen werden.

In der Eintaktendstufe der Schaltung wird je ein Transistor AD 130 verwendet. Der Arbeitspunkt ist mit Hilfe eines Thernewid stabilisiert. Dadurch ist die Endstufe ebenso wie die beiden Vorstufen thermisch stabil bis zu einer Temperatur des Transistorgehäuses von 50 °C. Der Ruhestrom des Transistors AD 130 muß mit dem Potentiometer  $R_2$  auf 350 mA bei 20 °C eingeregelt werden. Die tiefen Frequenzen sind gegenüber der Frequenz von 2 kHz durch den Kondensator  $C_2$  um etwa 12 dB überhöht, die hohen Frequenzen können durch den gestrichelt eingetragenen Kondensator  $C_2$  bei Bedarf um 6 dB angehoben werden.

### Technische Daten

Betriebsspannung	14 bis 15 V
Stromaufnahme je Kanal	etwa 470 mA
Eingangswiderstand	> 500 k $\Omega$
Eingangsspannung für $N_a = 1,5 \text{ W}$	etwa 350 mV
Maximale Ausgangsleistung	2 W an $R_a = 5 \Omega$
Klirrfaktor bei 800 Hz	
bei $N_a = 2 \text{ W}$	etwa 10 %
bei $N_a = 500 \text{ mW}$	etwa 2 %
Leistungsverstärkung	70 dB
Frequenzbereich	50 Hz bis 12 kHz

### Transformatoren

Tr. 1: M 42/15 Dyn.-Bl. IV/0,35; 0,5 L., 50% d. Bleche gleichsinnig geschichtet

$$n_1 = 4800 \text{ Wdg} \quad \text{CuL } 0,10 \text{ mm } \phi$$

$$n_2 = 700 \text{ Wdg} \quad \text{CuL } 0,25 \text{ mm } \phi$$

Tr. 2: M 42/15 Dyn.-Bl. IV/0,35; 0,5 L.; gleichsinnig geschichtet

$$n_1 = 185 \text{ Wdg} \quad \text{CuL } 0,5 \text{ mm } \phi$$

$$n_2 = 315 \text{ Wdg} \quad \text{CuL } 0,4 \text{ mm } \phi$$

$$n_3 = 33 \text{ Wdg} \quad \text{CuL } 0,4 \text{ mm } \phi$$

Th: Heißleiter (Thernewid) K 151, 4  $\Omega$

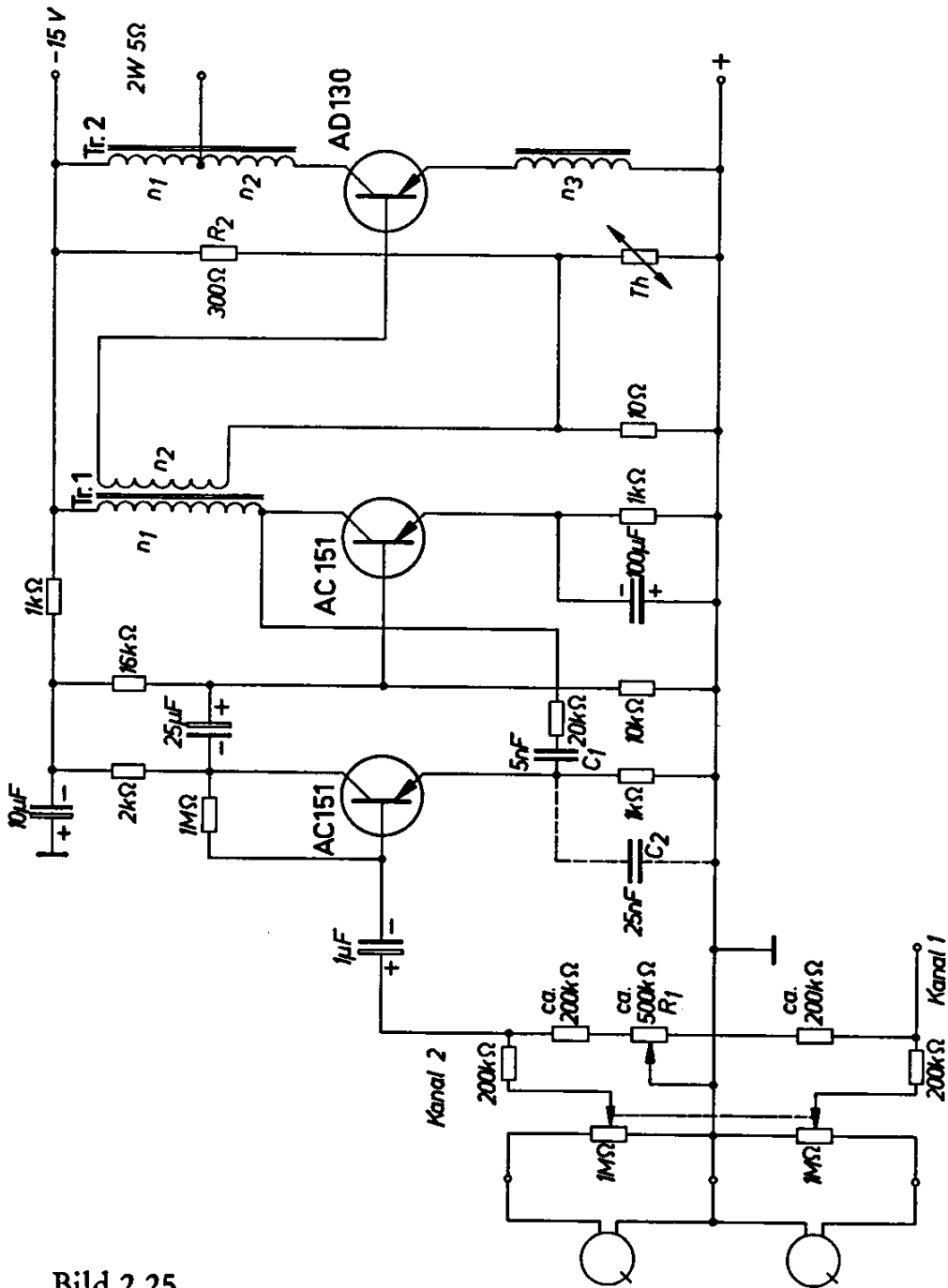


Bild 2.25

## 2.10 Mikrofonverstärker

Einen Mikrofonverstärker mit Anpassung für ein dynamisches Mikrofon zeigt Bild 2.26. Er besteht aus zwei gegengekoppelten Emitterstufen. Die Emitterwiderstände sind mit verhältnismäßig großen Kondensatoren überbrückt, um bei tiefen Frequenzen den Verstärkungsabfall gering zu halten.

### Technische Daten

Batteriespannung	3 V
Spannungsverstärkung	etwa 100
Eingangswiderstand	2 k $\Omega$
Anpassungswiderstand am Ausgang	200 $\Omega$
Maximale Ausgangsspannung an 200 $\Omega$	1 V
Eingangsspannung	$\leq 10$ mV
Störabstand	50 dB
Klirrfaktor	$< 1$ ‰
Frequenzbereich	50 Hz bis 20 kHz

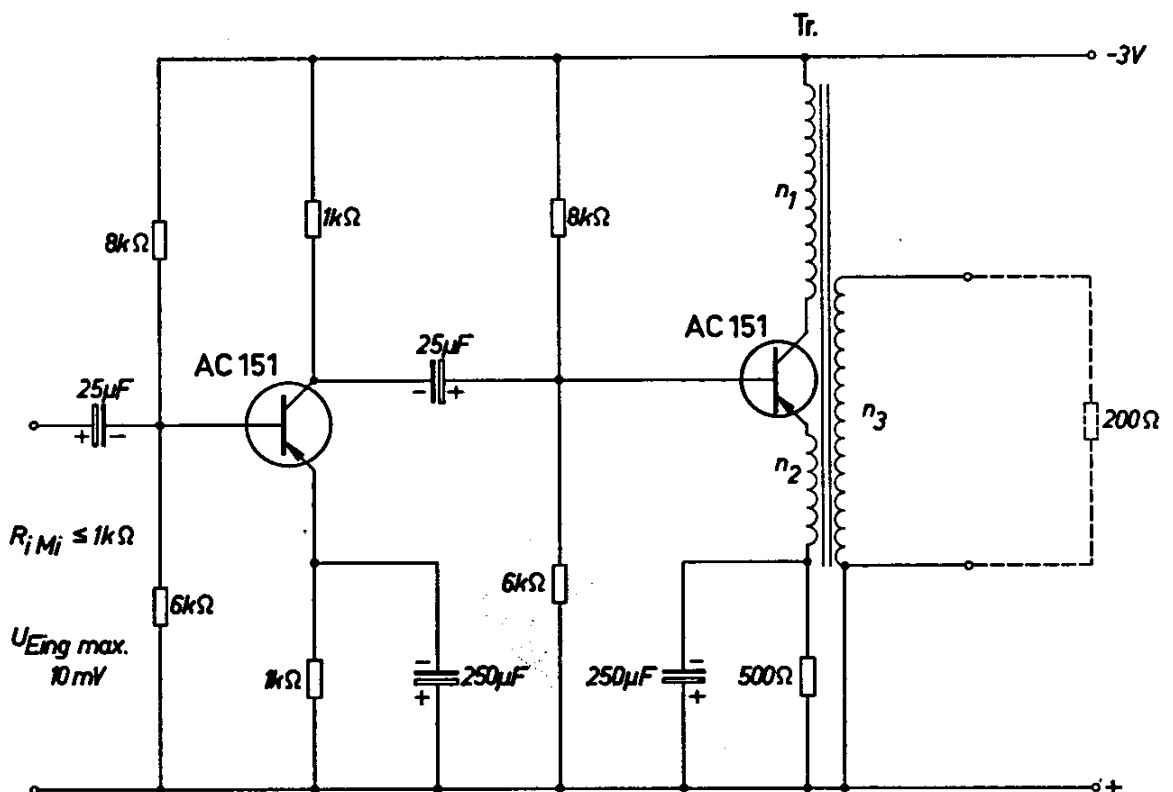


Bild 2.26

## Transformator

M 30/7, Dyn.-Blech IV/0,35; je 25% der Bleche gleichsinnig geschichtet

$n_1 = 800$  Wdg    CuL 0,13 mm  $\phi$

$n_2 = 100$  Wdg    CuL 0,13 mm  $\phi$

$n_3 = 600$  Wdg    CuL 0,15 mm  $\phi$

### 2.11 Verstärker für ein Diktiergerät

Das Bild 2.27 zeigt die Schaltung eines Verstärkers für ein Tonband-Diktiergerät. Da mit Diktiergeräten im wesentlichen nur eine Sprachaufzeichnung erfolgt, kann der Frequenzbereich für die Wiedergabe schmal sein. Die für diesen Zweck vorgesehenen Tonbandgeräte können deshalb mit sehr kleinen Bandgeschwindigkeiten arbeiten, was die Wirtschaftlichkeit erhöht.

Der hier beschriebene Verstärker ist für die Bandgeschwindigkeiten 2,4 und 4,75 cm/s geeignet.

Der Hör- und Aufsprechkopf (HSK) wird nahezu im Kurzschluß betrieben, weil der Eingangswiderstand des Verstärkers klein ist. Deshalb ist keine Tiefen-Entzerrung erforderlich. Die untere Grenzfrequenz kann durch Änderung des Eingangswiderstandes mit Hilfe des Widerstandes  $R_1$  beeinflusst werden. Je kleiner dieser Widerstand wird, um so niedriger wird die untere Grenzfrequenz. Dabei sinkt aber die vom Hörkopf abgegebene Nutzspannung, und der Rauschabstand wird kleiner. Die angegebenen Daten beziehen sich auf einen Wert des Widerstandes  $R_1$  von 2 k $\Omega$ , was einer unteren Grenzfrequenz von 300 Hz entspricht. Die Höhen-Entzerrung erfolgt durch den Kondensator  $C_1$  und die Drossel  $Dr 1$ .

An den Ausgang des dreistufigen Verstärkers kann ein magnetischer Ohrhörer, wie er bei Schwerhörigengeräten verwendet wird, angeschlossen werden. Die Ausgangsleistung von 2,5 mW ist so hoch, daß in jedem Fall gut abgehört werden kann.

Am Ausgangstransformator wird auch die für die NF-Magnetisierung des Aufsprechkopfes erforderliche hohe Ausgangsspannung (etwa 7 V) gewonnen. Über den Vorwiderstand von 70 k $\Omega$  wird der Aufsprechkopf mit eingepprägtem Strom magnetisiert.

Der HF-Oszillator arbeitet im Eintaktbetrieb mit dem Transistor TF 78/30. Während bei hochwertigen Tonbandgeräten die Schwingfrequenz des Oszillators nicht unter 50 kHz gewählt werden soll, genügt für Diktiergeräte eine Frequenz von 25 kHz. Damit die Forderung nach geringem Oberwellengehalt der HF-Spannung gut erfüllt

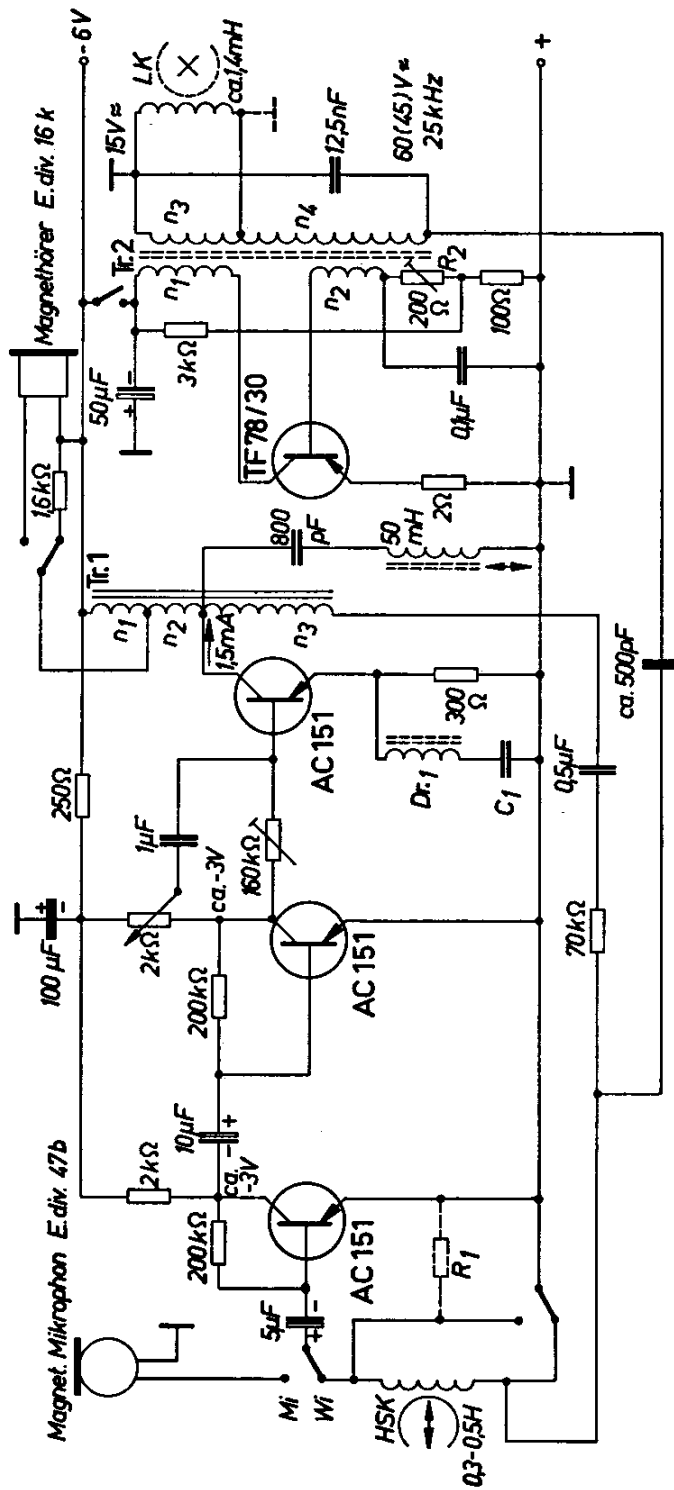


Bild 2.27

wird, muß der Arbeitspunkt des Oszillators mit Hilfe des Widerstandes  $R_2$  optimal eingestellt werden.

### Technische Daten

Batteriespannung	6 V
Frequenzbereich bei 2,4 cm/s	0,3 bis 2,5 kHz
bei 4,75 cm/s	0,3 bis 4,5 kHz
Ausgangsleistung	2,5 mW
Induktivität des Hör-Sprechkopfes	0,3 bis 0,5 $\mu$ H
Induktivität des Löschkopfes	etwa 1,4 mH
Maximale Umgebungstemperatur	50 °C

Daten der Entzerrglieder für die beiden Bandgeschwindigkeiten:

	2,4	4,75	cm/s
$C_1$	0,75	0,5	$\mu$ F
Dr. 1	3,5	2	mH
	Siferrit-Schalenkern	Siferrit-Schalenkern	
	B 65 541 - K 0160 - A 022	B 65 541 - K 0160 - A 022	
$n$	148	110	Wdg
$d$	0,22	0,25	mm $\phi$

### Transformatoren

Tr. 1: M 30/10,5 D 1/0,1; 0,3 L.; Schichtung je  $\frac{1}{4}$  gleichsinnig

$$n_1 = 1250 \text{ Wdg} \quad \text{CuL } 0,08 \text{ mm } \phi$$

$$n_2 = 1250 \text{ Wdg} \quad \text{CuL } 0,08 \text{ mm } \phi$$

$$n_3 = 2500 \text{ Wdg} \quad \text{CuL } 0,08 \text{ mm } \phi$$

Tr. 2: Siferrit-Schalenkern B 65 541 - K 0160 - A 022

$$n_1 = 13 \text{ Wdg} \quad \text{CuL } 0,20 \text{ mm } \phi$$

$$n_2 = 6 \text{ Wdg} \quad \text{CuL } 0,12 \text{ mm } \phi$$

$$n_3 = 50 \text{ Wdg} \quad \text{CuL } 0,15 \text{ mm } \phi$$

$$n_4 = 150 \text{ Wdg} \quad \text{CuL } 0,15 \text{ mm } \phi$$

### 2.12 Verstärker für ein Tonbandgerät

Im folgenden wird ein Magnetophonverstärker für 9,5- und 19-cm-Bandgeschwindigkeit beschrieben. Die Schaltung zeigt das Bild 2.28.

Dieser Verstärker soll vor allem als Vorverstärker zum Anschluß an ein Rundfunkgerät dienen. Mit der Gegentaktendstufe (Transistoren  $2 \times AC 153 K$ ) kann jedoch auch ein eingebauter Lautsprecher betrieben werden. Die Ausgangsleistung beträgt 0,8 W. Dieselben Transistoren arbeiten bei Aufnahme als Oszillator mit einer Schwingfrequenz von 55 kHz. Dieser liefert die notwendige Energie für den Löschkopf und zur Vormagnetisierung des Aufsprechkopfes. Als Hör- und Sprechkopf wurde ein üblicher hochohmiger Tonkopf mit einer Spaltbreite von 5  $\mu\text{m}$  vorgesehen. Daher muß die NF-Spannung beim Aufsprechen mit dem Transformator Tr. 1 hochtransformiert werden, damit der NF-Magnetisierungsstrom durch den Widerstand  $R_2$  ausreichend linearisiert werden kann.

Das Gerät wurde nur mit dem notwendigsten Aufwand aufgebaut. Die Wiedergabequalität ist dennoch sehr gut, vor allem dann, wenn an den Ausgang der Treiberstufe AC 152 ein Qualitätsverstärker angeschlossen wird, der für die notwendige Anhebung der Höhen und Tiefen sorgt. Dabei muß die eingebaute Endstufe abgeschaltet werden. Das Tonbandgerät selbst hat den erforderlichen linearen Frequenzgang.

Die obere Grenzfrequenz ist bei einer Bandgeschwindigkeit von 9,5 cm/s 11 kHz und bei 19 cm/s 16 kHz. Die untere Grenzfrequenz liegt für beide Geschwindigkeiten bei 50 Hz.

Als Aussteuerungsanzeige wird ein  $\mu\text{A}$ -Instrument mit Brückengleichrichter verwendet. Je nach Empfindlichkeit dieses Instrumentes muß ein geeigneter Widerstand vorgeschaltet werden.

Um den Frequenzgang des Tonkopfes zu kompensieren, ist eine geeignete Entzerrung vorgesehen.

Kenngrößen des Entzerrungsgliedes für die beiden Bandgeschwindigkeiten

	9,5	19	cm/s
$R_1$	etwa 70	etwa 150	$\Omega$
$C_1$	75	25	nF
$L_1$	2	2	mH
$f_{\text{Res}}$	12	20	kHz
Kern ( $L_1$ )	Siferrit-Schalenkern	Siferrit-Schalenkern	
	B 65561 - A 0063 - A 025	B 65561 - A 0063 - A 025	
	(18 $\times$ 14)	(18 $\times$ 14)	
$n$	180	180	Wdg
$d$	0,28	0,28	mm $\phi$



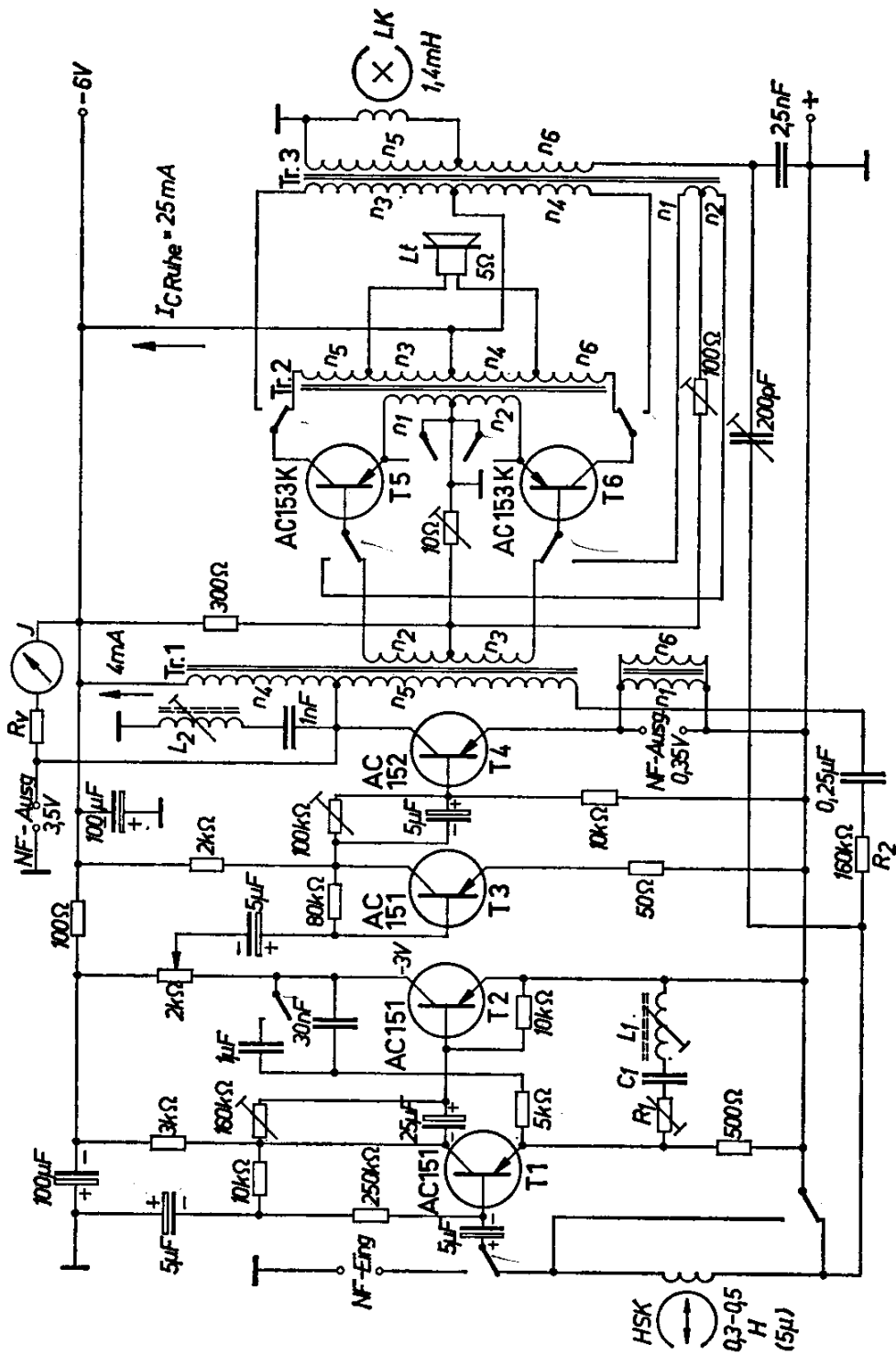


Bild 2.28

**Daten der Übertrager**

Tr. 1: M 42/15 Dyn.-Bl. IV/0,35; 0,5 L.; wechselsinnig geschichtet

$n_1$	=	150 Wdg	CuL 0,15 mm $\phi$
$n_2 = n_3$	=	250 Wdg	CuL 0,2 mm $\phi$ (bifilar)
$n_4$	=	1500 Wdg	CuL 0,15 mm $\phi$
$n_5$	=	3000 Wdg	CuL 0,08 mm $\phi$ (3 Lagen zu je 1000 Wdg)
$n_6$	=	150 Wdg	CuL 0,15 mm $\phi$

Tr. 2: M 42/15 Dyn.-Bl. IV/0,35; 0,5 L.; wechselsinnig geschichtet

$n_1 = n_2$	=	10 Wdg	CuL 0,5 mm $\phi$ (nebeneinander)
$n_3 = n_4$	=	50 Wdg	CuL 0,6 mm $\phi$ (bifilar)
$n_5 = n_6$	=	140 Wdg	CuL 0,45 mm $\phi$ (bifilar)

Tr. 3: Siferrit-Schalenkern B 65541 - K 0040 - A 025 (14  $\times$  8)

$n_1 = n_2$	=	5 Wdg	CuL 0,15 mm $\phi$ (nebeneinander)
$n_3 = n_4$	=	9 Wdg	CuL 0,35 mm $\phi$ (nebeneinander)
$n_5$	=	70 Wdg	CuL 0,1 mm $\phi$
$n_6$	=	210 Wdg	CuL 0,1 mm $\phi$
$L_2$		etwa 8 mH	

**2.13 Mischpult mit Transistoren**

Wie bereits früher erwähnt, gibt es Steuerquellen für NF-Verstärker mit stark unterschiedlichen Innenwiderständen. Ein Vergleich der abgegebenen Spannung mit dem Innenwiderstand zeigt, daß, bei sonst gleichen Verhältnissen, etwa proportional mit dem Innenwiderstand auch die abgegebene Spannung steigt. Ein dynamisches Mikrofon mit einem Innenwiderstand von 10 bis 100  $\Omega$  gibt z. B. eine Spannung von 0,2 bis 1 mV ab, dynamische und magnetische Tonabnehmer mit einem Innenwiderstand von 500  $\Omega$  bis 20 k $\Omega$  liefern eine Spannung von 10 bis 15 mV, und hochohmige Quellen, z. B. der Kristalltonabnehmer mit einem Innenwiderstand von 500 k $\Omega$  bis 1 M $\Omega$ , geben an einen angepaßten Verstärker eine Spannung von 100 bis 500 mV ab.

Diese Tatsache wird bei dem hier beschriebenen Verstärker berücksichtigt. Die Gegenkopplung vom Emitter der 2. Stufe zu der Basis der 1. Stufe ist abhängig vom Innenwiderstand der an die 1. Stufe angeschalteten Steuerquelle. Je geringer der Innenwiderstand der Steuerquelle ist, um so schwächer wird die Gegenkopplung, weil die rückgekoppelte Spannung durch die Steuerquelle kurzgeschlossen wird. In diesem Fall liefert also der Verstärker die größte Verstärkung.

Dies ist wichtig, weil, wie bereits erwähnt, die Steuerquellen mit geringem Innenwiderstand auch die kleinste Spannung abgeben.

Bei der Verwendung von hochohmigen Quellen wird die starke Rückkopplung voll wirksam, und am Ausgang des Verstärkers erscheint trotz der höheren Eingangsspannung ein etwa gleich großes NF-Signal wie bei der Verwendung einer Steuerquelle mit kleinem Innenwiderstand. Die Verstärkung kann schwanken zwischen 3000fach bei einem Quellenwiderstand von  $10\ \Omega$  und 5fach bei einem Quellenwiderstand von  $1\ \text{M}\Omega$ . Dieses Verhältnis ist um so größer, je höher die Stromverstärkung der Transistoren der 1. und 2. Stufe ist.

Wird in der 1. Stufe ein rauscharmer Transistor verwendet, so ist auch die Rauschspannung am Ausgang sehr gering.

In der Schaltung nach Bild 2.29 ist die Verwendung von 3 gleichen Kanälen vorgesehen. Der Einfluß eines Kanals auf die anderen Kanäle ist sehr gering. Der Ausgangswiderstand des Verstärkers ist klein, und es kann deshalb ein langes Kabel zwischen Mischpult und Verstärker verwendet werden.

Diese Schaltung läßt sich bis auf 5 Kanäle erweitern, in diesem Fall muß jedoch der gemeinsame Widerstand, an dem die Mischung erfolgt, kleiner gewählt werden. Dadurch wird die maximale Ausgangsspannung und die Verstärkung kleiner.

Besonders geeignet ist das hier beschriebene Mischpult für die Verwendung bei tragbaren Tonbandgeräten. Der Stromverbrauch der ganzen Schaltanordnung ist sehr gering.

### *Technische Daten*

Verstärkung je Kanal bei einem Quellenwiderstand von $10\ \Omega$	3000fach
Maximale Ausgangsspannung	1,5 V
Rauschspannung am Ausgang je Kanal bei offenem oder kurzgeschlossenem Eingang	2 mV
Batteriespannung	12 V
Batteriestrom für 3 Kanäle	etwa 5 mA
Frequenzbereich	20 Hz bis 20 kHz

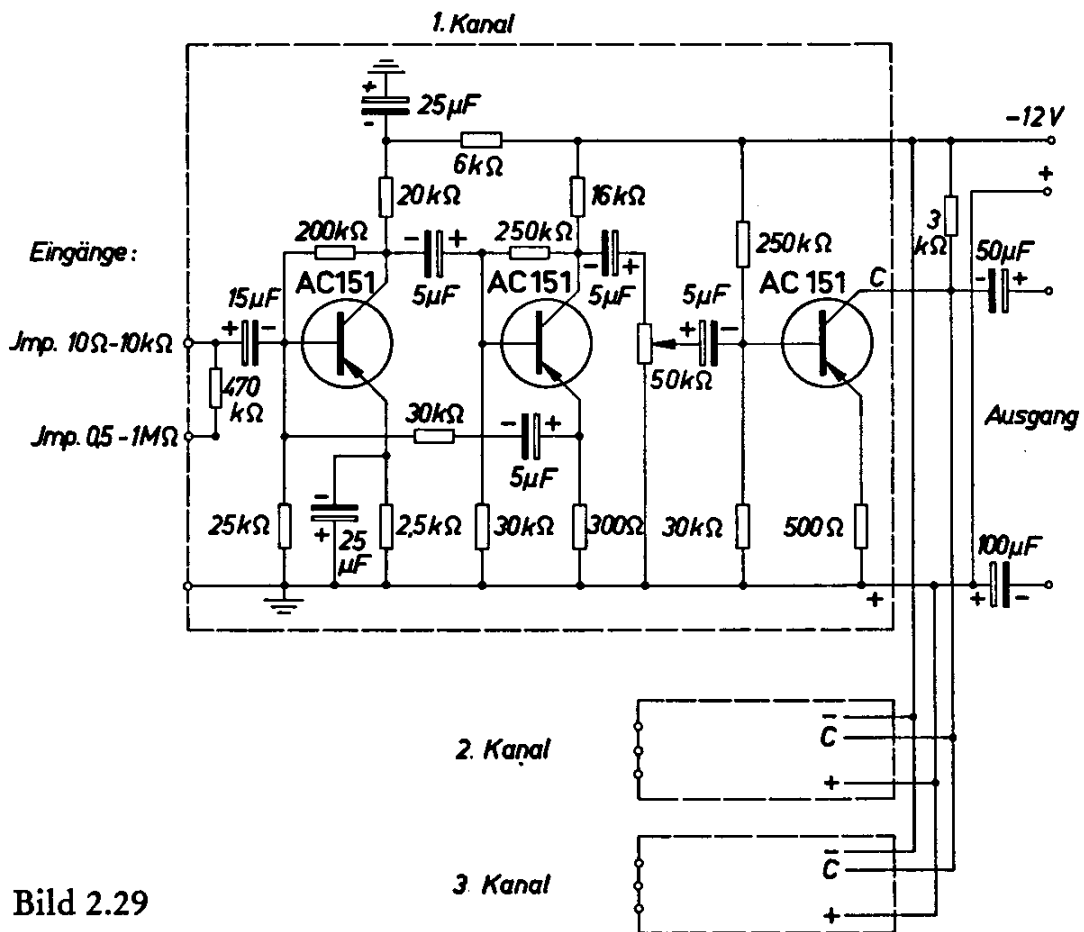
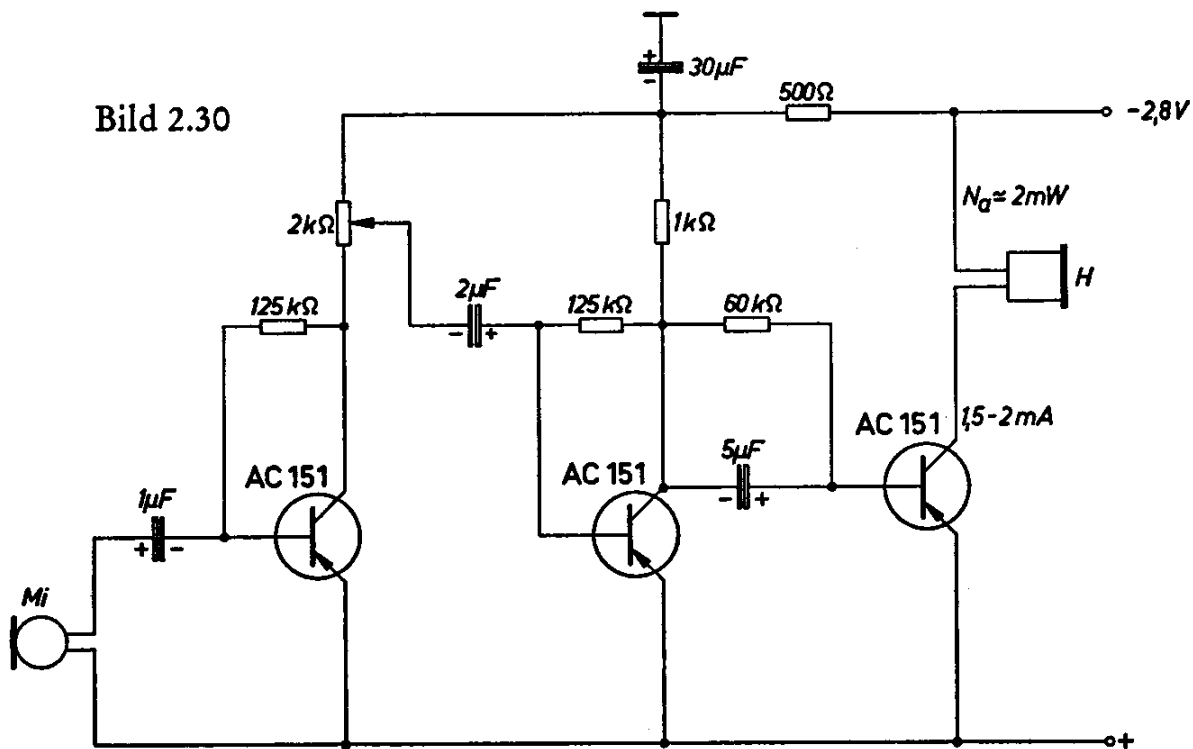


Bild 2.29



## 2.14 Verstärker für Hörgeräte

Mit Hilfe der Transistoren ist es möglich geworden, so kleine Verstärker für Schwerhörigengeräte zu bauen, daß sie heute z. B. bereits in den Bügeln einer Brille untergebracht werden können.

Im Bild 2.30 ist die Schaltung eines solchen Verstärkers angegeben. Transistorschaltungen können so niederohmig ausgeführt werden, daß ein geeigneter Magnethörer unmittelbar an den Ausgang angeschlossen werden kann. Das Fortfallen des Ausgangsübertragers ermöglichte erst das Miniaturformat dieser Hörgeräte.

## 2.15 Einfacher NF-Verstärker für eine Ausgangsleistung von 50 mW

Der im Bild 2.31 gezeigte Verstärker liefert bei einer NF-Eingangsspannung von etwa 3,5 mV eine Ausgangsleistung von 50 mW. Der Eingangswiderstand beträgt 2 k $\Omega$ . Die Endstufe arbeitet im Eintakt-A-Betrieb. Bei der Entwicklung dieses Verstärkers wurde vor allem darauf Wert gelegt, mit einem möglichst geringen Aufwand eine z. B. für Koffergeräte ausreichende Lautstärke zu erzielen. Die Temperaturstabilisierung der Endstufe wird erreicht mit Hilfe eines gegenkoppelnden Emitterwiderstandes und eines niederohmigen Basisspannungsteilers. Ein Zweig des Spannungsteilers wird durch die Sekundärwicklung des Treibertransformators dargestellt. Dadurch wird ein Widerstand gespart, und außerdem kompensiert — bei richtiger Polung der Sekundärwicklung — der durch sie fließende Gleichstrom einen Teil der durch den Ruhestrom der Treiberstufe erzeugten Gleichstromvormagnetisierung. In der Schaltung ist angegeben, in welcher Weise Anfang und Ende der beiden Wicklungen  $n_1$  und  $n_2$  angeschlossen werden müssen, damit diese Kompensation wirksam wird. Der parallel zur Primärwicklung des Treibertransformators geschaltete ohmsche Widerstand verbessert den Klirrfaktor und den Frequenzgang.

### Technische Daten

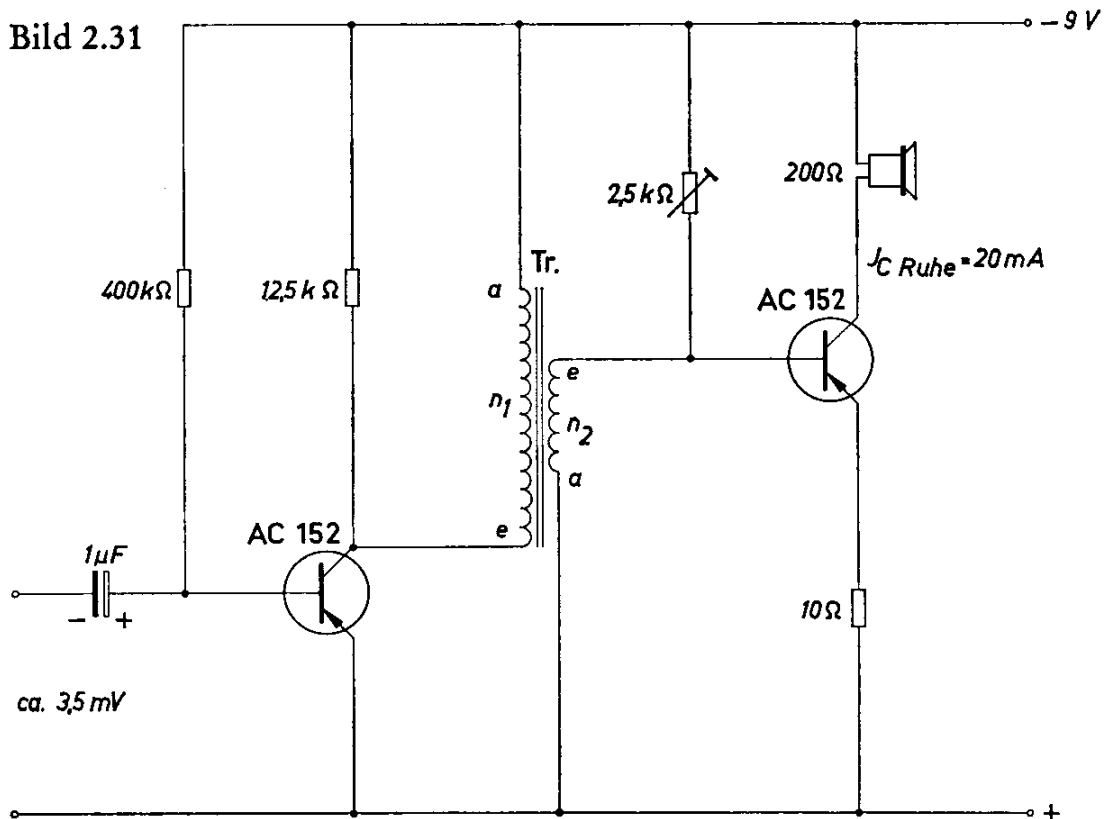
Batteriespannung	9 V
Gesamtstromaufnahme	etwa 27 mA
Eingangsspannung	etwa 3,5 mV für $N_{a \max} = 50 \text{ mW}$
Eingangswiderstand	2 k $\Omega$
Maximal zulässige Temperatur am Gehäuse der Transistoren	50 °C
Klirrfaktor	2 % bei $1/2 N_{a \max}$
Frequenzbereich	150 Hz bis 20 kHz

**Transformator**

Tr: E I 30 Dyn.-Bl. IV/0,35; wechselsinnig geschichtet

 $n_1 = 3500$  Wdg CuL 0,06 mm  $\phi$  $n_2 = 500$  Wdg CuL 0,1 mm  $\phi$ Ohmscher Widerstand der Sekundärwicklung etwa 65  $\Omega$ 

Bild 2.31

**Fotoverstärker für Lichttonabtastung**

Bei dem Verstärker nach Bild 2.32 für Lichttonabtastung wurde vor allem auf große Arbeitssicherheit bei Temperaturschwankungen und auf geringen Klirrfaktor geachtet. Um eine hohe Temperaturkonstanz zu erreichen, wurde die Fotodiode APY 12 so geschaltet, daß sie den Temperaturgang des Transistors AC 151 in Kollektorschaltung kompensiert. Der Widerstand von 50 k $\Omega$  parallel zum Eingang ermöglicht eine obere Grenzfrequenz von etwa 15 kHz. Der Transformator zwischen den beiden Verstärkerstufen ist unbedingt erforderlich, da sonst beim Klartoneverfahren die großen Gleichspannungsänderungen am Transistor  $T_2$  störende Verzerrungen verursachen würden. Außerdem wird damit ein geeigneter Quellenwiderstand für diesen Transistor geschaffen. Infolge des hochohmigen Eingangs des Transistors  $T_1$  wird die Fotodiode gering belastet und kann trotz ihres sehr hohen Innen-

widerstandes an diesen eine verhältnismäßig große Signalspannung abgeben (etwa 0,3 V). Diese Spannung wird über den Transformator an den Transistor  $T_2$  gebracht und verstärkt. Am Ausgang stehen dann etwa 2 V an einem Abschlußwiderstand  $R_a < 10 \text{ k}\Omega$  mit einem Quellenwiderstand von  $2 \text{ k}\Omega$  zur Verfügung.

### Transformator

Tr: M 30/7 Dyn.-Bl. IV/0,35; 0,3 L.; wechselsinnig geschichtet

$n_1 = n_3 = 2500 \text{ Wdg}$  CuL 0,06 mm  $\phi$

$n_2 = n_4 = 1000 \text{ Wdg}$  CuL 0,09 mm  $\phi$

$T_{G \text{ max}} = 60 \text{ }^\circ\text{C}$

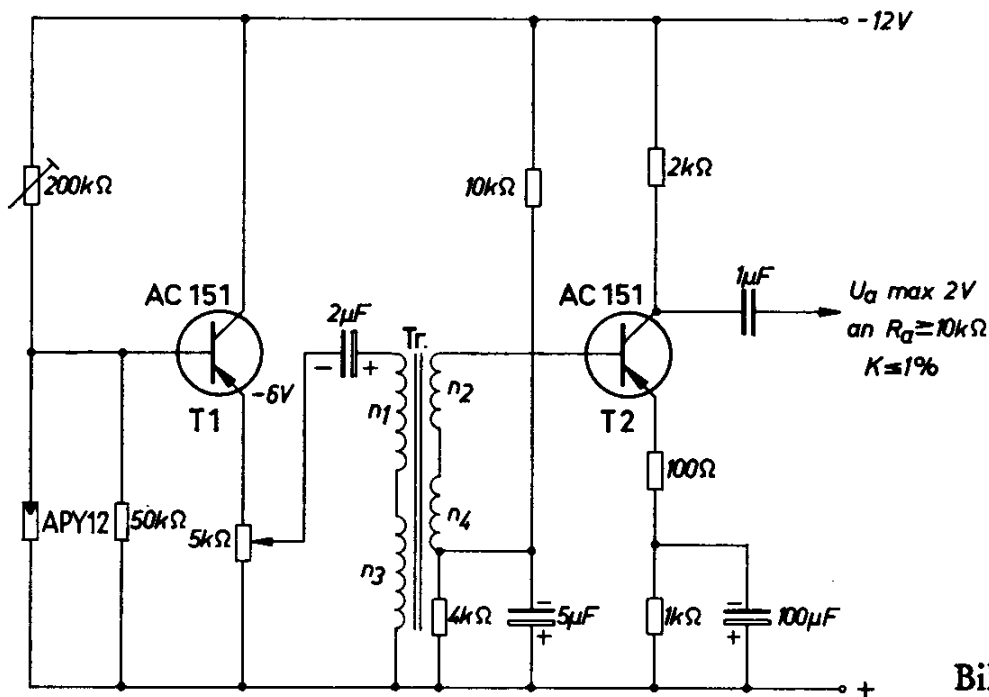


Bild 2.32

### 2.17 NF-Endstufe mit kapazitiver Spannungsteilung

Bei allen Verstärkerstufen, die im Kollektorkreis einen Transformator haben, kann an den Transistoren eine maximale Spitzenspannung von der Größe der doppelten Batteriespannung auftreten. Für Transistor-NF-Verstärker werden heute fast ausschließlich Transistoren aus Germanium verwendet. Die zulässigen Sperrspannungen für diese Transistoren liegen zwischen 60 und 100 V. Will man Verstärker für höhere Batteriespannungen bauen, so muß man nach schaltungstechnischen Möglichkeiten suchen, um das Auftreten unzulässig hoher Spannungen an den Transistoren zu verhindern.

Mit der im Bild 2.33 gezeigten Schaltung wird erreicht, daß an den Transistoren nur eine Spannung von der Größe der Batteriespannung auftreten kann. Es handelt sich hier um einen NF-Verstärker mit einer Hilfsspannung, die an zwei Kondensatoren gewonnen wird. In der vorliegenden Schaltung arbeiten die Transistoren im Gegentakt-B-Betrieb. Bei gleicher Ausgangsleistung ergibt diese Schaltungsart gegenüber der klassischen Gegentaktschaltung zwangsläufig doppelt so große Kollektorströme, da am Mittelpunkt des kapazitiven Spannungsteilers nur die halbe Batteriespannung zur Verfügung steht. Diese halbe Batteriespannung entsteht bei Aussteuerung infolge des ständigen Wechsels von Ladung und Entladung der Kondensatoren über den Transformator und die Transistoren. Im Ruhezustand bzw. bei kleinen Aussteuerungen wird die Spannung an den Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  mittels des ohmschen Teilers fixiert. Dieser Teiler schafft auch die notwendigen Basisvorspannungen zur genauen Einstellung der erforderlichen Kollektorruheströme. Je nach Größe der Kondensatoren und der Höhe der Frequenz der Wechselspannung ist die Welligkeit der Spannung an den Kondensatoren verschieden. Der kapazitive Widerstand der Kondensatoren muß für die untere Grenzfrequenz gleich oder kleiner als der primäre Lastwiderstand sein. Die maximale Spitzenspannung an den Transistoren kann nur bei voller

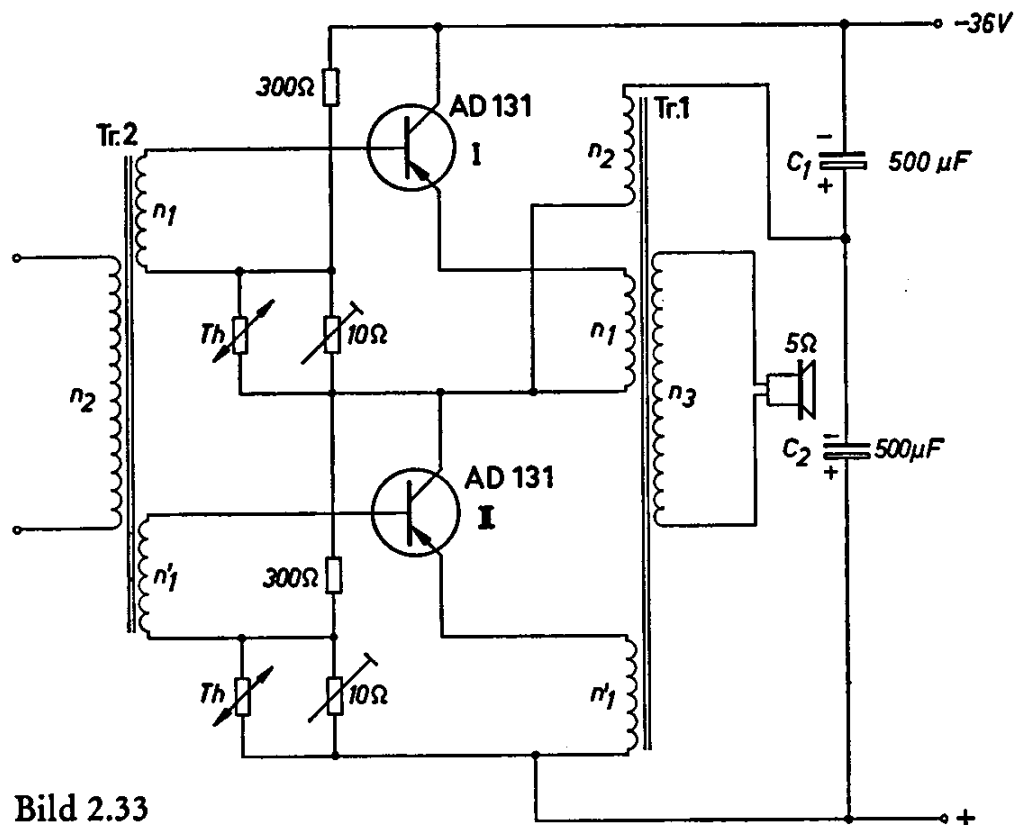


Bild 2.33



Aussteuerung auftreten und ist gleich der Batteriespannung. Ist z. B. der Transistor II voll durchgesteuert, dann liegt nahezu die volle Batteriespannung am Transistor I, ist der Transistor I durchgesteuert, dann liegt zwischen Kollektor und Emitter des Transistors II fast die ganze Batteriespannung. Die Wicklungen  $n_1$  und  $n_1'$  haben geringe Windungszahlen und dienen nur als Gegenkopplung zur Verringerung des Klirrfaktors.

Bei Gegentaktverstärkern größerer Leistung und induktiver Last (Lautsprecher) treten an den Transistoren beim Abschalten der Stromquelle Spannungsspitzen auf. Die vorliegende Schaltung kann auch mit nur einem der beiden Kondensatoren ausgeführt werden, ohne daß die Funktion darunter leidet. Beim Ausschalten der Stromquelle kann dann an einem Transistor eine sehr hohe Spannungsspitze auftreten. Die Anordnung mit zwei Kondensatoren vermeidet diesen Nachteil.

### Technische Daten

Batteriespannung	36 bis 43 V
Betriebsstrom	1 A
Kollektorspitzenstrom	2,8 A
Kollektorruhestrom	20 bis 25 mA
Ausgangsleistung	25 W
Klirrfaktor bei $0,5 N_{a \max}$ , 1 kHz	< 5 %
Frequenzbereich	25 Hz bis 22 kHz
Steuerleistung	0,17 W
Maximal zulässige Temperatur am Gehäuse der Transistoren	50 °C

### Transformatoren

Tr. 1: M 65/27 Dyn.-Bl. IV/0,35; wechselsinnig geschichtet

$n_1 = n_1' = 8$  Wdg CuL 1,1 mm  $\phi$  bifilar gewickelt

$n_2 = 100$  Wdg CuL 1,1 mm  $\phi$

$n_3 = 90$  Wdg CuL 1,1 mm  $\phi$

Tr. 2: M 42/15 Dyn.-Bl. IV/0,35; 0,5 L.; gleichsinnig geschichtet

$n_1 = n_1' = 210$  Wdg CuL 0,3 mm  $\phi$  bifilar gewickelt

$n_2 = 150$  Wdg CuL 0,2 mm  $\phi$

Th: Heißleiter (Thernewid) K 25, 10  $\Omega$

### 3. Zerhacker mit Transistoren

Transistoren bieten in Zerhackerschaltungen eine Reihe von Vorteilen: Durch das Fortfallen aller mechanischen Kontakte unterliegen sie keiner Abnutzung und haben daher eine lange, wartungsfreie Betriebszeit und Lebensdauer. Auch bei niedrigen Batteriespannungen arbeiten sie wegen ihrer kleinen Durchlaßwiderstände mit gutem Wirkungsgrad. Bei Gleichspannungswandlern, d. h. bei Geräten, die die transformierte Wechselspannung wieder gleichrichten, läßt sich die Schwingfrequenz in weiten Grenzen frei wählen. Die aus einer Wechselspannung hoher Frequenz gewonnene Gleichspannung kann mit einfachen und billigen Mitteln gut geglättet werden. Bei Transistorzerhackern lassen sich alle störenden Geräusche vermeiden, wenn die Schwingfrequenz oberhalb des hörbaren Bereichs (über 16 kHz) liegt. Außerdem wird das Volumen des Schwingübertragers etwa proportional mit dem Ansteigen der Frequenz kleiner. Es gibt drei in ihrer Wirkungsweise verschiedene Arten von Transistorzerhackern: den Eintaktsperrwandler, den Eintaktdurchflußwandler und den Gegentaktzerhacker. Diese drei Arten sollen hier nun näher erläutert werden. Gemeinsam ist allen Schaltungen, daß sie im wesentlichen aus einem oder zwei Transistoren und einem Schwingübertrager bestehen. Mit Hilfe dieser Schalttransistoren wird die Gleichspannungsquelle (Batterie) periodisch an die Primärwicklung des Schwingübertragers an- und von ihr wieder abgeschaltet. Die so gewonnene Wechselspannung ist im allgemeinen rechteckförmig und kann transformiert werden. Die periodische Schwingung wird durch eine Rückkopplungswicklung im Steuerkreis (Basiskreis) der Transistoren aufrechterhalten. Dabei wechseln die Transistoren periodisch zwischen den Schaltzuständen „Ein“ und „Aus“, d. h. zwischen Durchlaß und Sperren.

#### 3.1 Die Dimensionierung von Zerhackern mit Transistoren

##### 3.1.1 Eintaktsperrwandler

Der Eintaktsperrwandler besteht im wesentlichen aus einem Transistor, einem Übertrager und einem Gleichrichter. Die Schaltung zeigt Bild 3.1. Mit Hilfe einer Rückkopplungswicklung am Transformator wird der Transistor periodisch geöffnet und gesperrt.

Die Eigenschaften des Sperrwandlers werden vor allem dadurch bestimmt, daß während der Zeit, in der durch den Transistor Strom fließt, die Last von der Sekundärseite des Übertragers durch einen Gleichrichter abgetrennt ist. Während dieses Teils einer Periode wird die Induktivität des Transformators aufgeladen, d. h., die aus der Batterie aufgenommene Energie wird im Transformator gespeichert. Der durch den Transistor fließende Strom hat also induktiven Charakter, d. h., er steigt, von Null ausgehend, an. Daß dieser Anstieg linear vor sich geht, folgt aus der Gleichung

$$U_1 = L_1 \cdot \frac{di_c}{dt} = \text{konstant} \quad (3.1)$$

Die Spannung  $U_1$  ist die an der Induktivität wirksame Spannung und ist gleich der Batteriespannung, vermindert um die Restspannung des Transistors und um den Spannungsabfall an der Primärwicklung. Diese beiden Werte werden zwar mit dem Kollektorstrom größer, sind jedoch meistens viel kleiner als die Batteriespannung, so daß dennoch die Spannung  $U_1$  als konstant angenommen werden kann. Da unterhalb der Sättigung auch die Induktivität nahezu konstant ist, muß auch der Ausdruck  $\frac{di_c}{dt}$  aus Gleichung (3.1) konstant sein, d. h.,

der Kollektorstrom ändert sich linear mit der Zeit. Für das Ansteigen des Kollektorstromes gibt es zwei Möglichkeiten der Begrenzung. Die Höhe der Rückkopplungsspannung bestimmt den in einer Anordnung maximal möglichen Kollektorstrom. Ist dieser Wert erreicht, so ist der Stromanstieg beendet und der Ausdruck  $\frac{di_c}{dt}$  wird Null. Es wird

keine Spannung mehr im Transformator und in der Rückkopplungswicklung induziert, und der Transistor schaltet ab. Die zweite Begrenzungsmöglichkeit ist durch das Erreichen der Eisensättigung im Transformator gegeben. Beim Erreichen der Sättigung wird die Induktivität rasch kleiner, und eine Vergrößerung der Feldstärke bringt kaum noch eine Vergrößerung der Induktion. Der Kollektorstrom steigt infolge der stark verringerten Induktivität rasch auf seinen Maximalwert an. Die induzierte Spannung im Transformator bricht zusammen, und der Transistor schaltet ab.

Bei der Dimensionierung von Eintaktsperrwandlern soll vermieden werden, daß der Transformator bis zur Sättigung betrieben wird. Der Batteriestrom würde dann kurz vor dem Abschalten sehr stark ansteigen, ohne irgendeinen Nutzen zu bringen, und der Wirkungs-

grad wäre dann sehr schlecht. Man wird also die Rückkopplung so wählen, daß die Abschaltung bei einem Kollektorstrom vor sich geht, bei dem im Transformator die Sättigung noch nicht erreicht ist.

Durch das Sperren des Transistors wird die Primärinduktivität des Schwingübertragers von der Batterie abgeschaltet. Die dabei entstehende, im Verhältnis zur ursprünglichen Spannung entgegengesetzt gepolte Rückschlagspannung öffnet den Gleichrichter auf der Sekundärseite. Die im Transformator während der ersten Hälfte einer Periode, der Stromflußzeit, gespeicherte Energie ist unabhängig von der Art der Last. Deshalb ist es verständlich, daß diese Energieabgabe an einen großen Lastwiderstand mit hoher Spannung und kleinem Strom erfolgen wird und an einen kleinen Lastwiderstand mit kleinerer Spannung und hohem Strom. Die am Ausgang erzielbare Spannung ist nicht nur vom Übersetzungsverhältnis des Übertragers abhängig. Mit ein und demselben Sperrwandler kann z. B. an einen Lastwiderstand von 250 k $\Omega$  eine Spannung von 250 V abgegeben werden und an einen Lastwiderstand von 1 M $\Omega$  eine Spannung von 500 V. Die abgegebene Leistung ist konstant. Bild 3.1 zeigt die Kurvenform der Wechselspannung für diese beiden Fälle.

Für die Dimensionierung eines Sperrwandlers müssen die Batteriespannung  $U_{\text{Batt}}$ , die Ausgangsspannung  $U_a$  und die Ausgangsleistung  $N_a$  gegeben sein. Zunächst ist festzustellen, welcher Transistor verwendet werden kann. Dazu ist der maximal auftretende Kollektorstrom zu ermitteln. Die während der Stromflußzeit  $t_1$  aufgenommene Energie muß gleich sein dem Produkt aus der während der Rückschlagzeit  $t_2$  abgegebenen Energie und dem Wirkungsgrad. Da der Basisstrom eines Transistors wesentlich kleiner ist als der Kollektorstrom, haben der Kollektorstrom und der Batteriestrom praktisch die gleiche Größe und die gleiche Kurvenform. Deshalb kann man in dieser Rechnung anstelle des Batteriestromes den Kollektorstrom setzen.

$$\eta \cdot U_1 \int_0^{t_1} i_c \cdot dt = N_a \cdot t \quad (3.2)$$

Dabei ist  $t = t_1 + t_2$  die Gesamtdauer einer Periode. Weil der Batteriestrom linear ansteigt, gilt:

$$\int_0^{t_1} i_c \cdot dt = \frac{\hat{i}}{2} \cdot t_1 \quad (3.3)$$

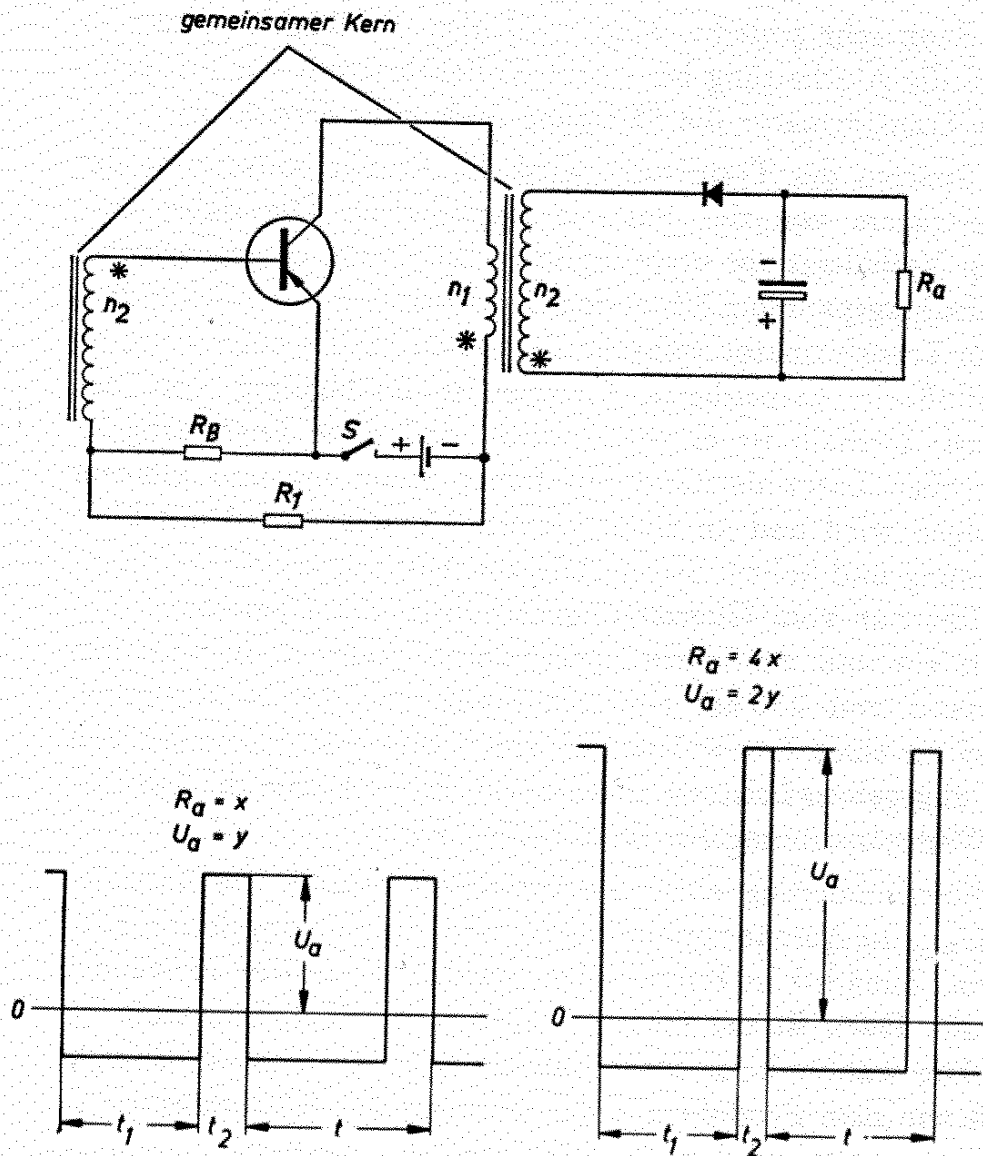


Bild 3.1

Daraus ergibt sich für den Spitzenwert des Kollektorstromes

$$i_c = \frac{2 \cdot N_a \cdot t}{\eta \cdot U_1 \cdot t_1} \quad (3.4)$$

Der Wirkungsgrad  $\eta$  ist für die Rechnung mit etwa 0,7 anzunehmen.

Das Tastverhältnis  $\frac{t_1}{t}$  kann zwischen  $\frac{1}{2}$  und  $\frac{10}{11}$  gewählt werden. Sehr

gute Werte erhält man, wenn das Tastverhältnis  $\frac{3}{4}$  gewählt wird. Durch diesen so ermittelten Kollektorspitzenstrom ist der Transistor bereits zum Teil bestimmt. Die beim Sperren des Transistors entstehende Rückschlagspannung liegt an der Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors. Die Spannungsüberhöhung ist, wie bereits erwähnt,

abhängig von der Größe des Lastwiderstandes und definiert durch das Impulsverhältnis  $\frac{t_1}{t_2}$  (Bild 3.1). Die an der Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors auftretende Spitzenspannung wird somit

$$U_{sp} = U_{Batt} \left(1 + \frac{t_1}{t_2}\right) \quad (3.5)$$

Da der Transistor hier als Schalter betrieben wird, ist die am Kollektor auftretende Verlustleistung sehr gering, solange die Schwingfrequenz kleiner ist als die Grenzfrequenz  $f_B$  des Transistors. Durch den maximalen Spitzenstrom und die maximale Kollektor-Emitter-Spannung ist also der in Betracht kommende Transistortyp eindeutig bestimmt.

Die Größe der Primärinduktivität  $L_1$  des Übertragers läßt sich mit Hilfe der umgeformten Gleichung (3.1) ermitteln.

$$U_1 = L_1 \cdot \frac{di_c}{dt} = L_1 \cdot \frac{\hat{i}_c}{t_1} \quad (3.1)$$

Erweitert man diese Gleichung mit dem Ausdruck  $\frac{1}{t \cdot f} = 1$ , um eine einfache Rechnung zu erhalten, und formt nach  $L_1$  um, so erhält man

$$L_1 = \frac{U_1}{\hat{i}_c} \cdot \frac{t_1}{t} \cdot \frac{1}{f} \quad (3.6)$$

Auf diese Weise wird die Schwingfrequenz eingeführt, und die Tastzeiten treten nur als Verhältniszahlen, nicht aber als Absolutwerte auf.

Wie bereits erwähnt, soll auf jeden Fall vermieden werden, daß der Transformator bis in die Sättigung betrieben wird. Abhängig von der Schwingfrequenz und der Batteriespannung, ist deshalb eine bestimmte Mindestwindungszahl erforderlich. Die bekannte Transformatorgleichung

$$U = 44,4 \cdot n \cdot f \cdot q \cdot \hat{B} \cdot 10^{-8} \quad (3.7)$$

gilt nicht mehr, da die Rechteckspannung und das Tastverhältnis berücksichtigt werden müssen. Die Transformatorgleichung muß also neu abgeleitet werden. Allgemein ist

$$U_1 = n_1 \cdot q \cdot \frac{dB}{dt} 10^{-8} \quad (3.8)$$

Unterhalb des Sättigungsbereiches ist die Induktion direkt proportional dem Strom, sie steigt also linear an.

$$\frac{dB}{dt} = \frac{\hat{B}}{t_1} \quad (3.9)$$

Die Transformatorformel lautet dann

$$U_1 = \frac{t}{t_1} \cdot n_1 \cdot q \cdot f \cdot \hat{B} \cdot 10^{-8} \quad (3.10)$$

und die Mindestwindungszahl der Primärwicklung beträgt

$$n_1 = \frac{t_1}{t} \frac{U_1}{q \cdot f \cdot \hat{B}} \cdot 10^{-8} \quad (3.11)$$

Dabei ist  $q$  der Eisenquerschnitt des Transformators, dessen Größe nach der Näherungsformel

$$q = \sqrt{N_a}$$

festgelegt werden kann.

Mit Hilfe des Wertes der Primärinduktivität  $L_1$  und der Mindestwindungszahl  $n_1$  kann nun der erforderliche Induktivitätsbeiwert errechnet werden. Der Induktivitätsbeiwert eines Transformators gibt an, wie groß die Induktivität einer Windung des Übertragers ist. Weil die Induktivität einer Wicklung mit dem Quadrat der Windungszahl steigt, ist die Größe des Induktivitätsbeiwertes  $\mu\text{H}/n^2$

$$A_L \text{ theoretisch} = \frac{L_1}{n_1^2} \quad (3.12)$$

Da die Kerngröße bereits festliegt, muß nun beim Übertrager ein so großer Luftspalt vorgesehen werden, daß der erforderliche Induktivitätsbeiwert erreicht wird. Bei den wegen der höheren zulässigen Schwingfrequenz oft verwendeten Ferritübertragern bereitet dies meist keine Schwierigkeiten, da hier eine große Auswahl von Kernen einer Größe aus verschiedenen Materialien mit verschiedenen Luftspalten zur Verfügung steht. Bei Blechkernen kann die Größe des wirksamen Luftspaltes durch geeignetes Schichten der Bleche verändert werden, wie die Tabelle 7 zeigt.

Weil natürlich nie der theoretisch errechnete Induktivitätsbeiwert verwirklicht werden kann, muß mit Formel (3.11) die endgültige Primärwindungszahl  $n_1$  nachgerechnet werden.

Tabelle 7

Werkstoff	Blechschnitt	Luftspalt und Schichtung	$A_L$ -Wert <sup>1)</sup> $\mu\text{H}/\text{m}^2$	Zulässige AW-Zahl <sup>2)</sup>
Dyn.- Bl. IV/0,35	M 30/7	ohne Luftspalt bzw. 0,3 mm Luftspalt, wechselsinnig geschichtet	0,8	3
		0,3 mm Luftspalt, je 25% der Bleche gleichsinnig geschichtet	0,38	7
		0,3 mm Luftspalt, je 50% der Bleche gleichsinnig geschichtet	0,28	15
		0,3 mm Luftspalt, gleichsinnig geschichtet	0,2	80
	M 42/15	ohne Luftspalt bzw. 0,5 mm Luftspalt, wechselsinnig geschichtet	1,6	6
		0,5 mm Luftspalt, je 25% der Bleche gleichsinnig geschichtet	0,8	15
		0,5 mm Luftspalt, je 50% der Bleche gleichsinnig geschichtet	0,6	30
		0,5 mm Luftspalt, gleichsinnig geschichtet	0,4	100
	M 55/20	ohne Luftspalt bzw. 0,5 mm Luftspalt, wechselsinnig geschichtet	3,2	8
		0,5 mm Luftspalt, je 25% der Bleche gleichsinnig geschichtet	2,0	25
		0,5 mm Luftspalt, je 50% der Bleche gleichsinnig geschichtet	1,3	40
		0,5 mm Luftspalt, gleichsinnig geschichtet	0,8	120

1) Anfangswerte unterhalb der Sättigung

2) Die zulässige AW-Zahl soll nicht überschritten werden, da sonst der  $A_L$ -Wert keinesfalls mehr als konstant angenommen werden kann.



Aus den Kennlinien des verwendeten Transistors kann die für die Aussteuerung des errechneten Kollektorspitzenstromes notwendige Basis-Emitter-Spannung  $U_{BE}$  und der Basisstrom  $I_B$  ermittelt werden. Das Rückkopplungsverhältnis ist dann unter Berücksichtigung des Spannungsabfalls am Spannungsteilerwiderstand  $R_B$

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{U_1}{I_B \cdot R_B + U_{BE}} \quad (3.14)$$

Bei der Berechnung des Sekundär-Übersetzungsverhältnisses muß das Impulsverhältnis berücksichtigt werden:

$$\ddot{u} = \frac{n_3}{n_1} = \frac{U_a}{U_1} \cdot \frac{t_2}{t_1} \quad (3.14)$$

Auch für die Ermittlung des geeigneten Gleichrichters auf der Sekundärseite gelten andere Gegebenheiten als bei Sinusbetrieb. Bei der Einweggleichrichtung einer Sinusspannung bei Kondensatorlast (Siebkondensator) tritt am Gleichrichter maximal eine Sperrspannung von der etwa 2,8fachen Größe der effektiven Wechselspannung auf. Die Bezeichnung von Selengleichrichtern berücksichtigt diesen Umstand. Bei Eintaktsperrwandlern ist die Spannung an der Sekundärwicklung während der Sperrzeit des Gleichrichters viel kleiner als während der Durchflußzeit. Deshalb ist hier die am Gleichrichter maximal auftretende Sperrspannung nur wenig größer als die gleichgerichtete Spannung.

$$U_{GL} = U_a \left(1 + \frac{t_2}{t_1}\right) \quad (3.15)$$

Der Spannungsteiler  $R_1 - R_B$  dient als Anschwinghilfe. Die Größe der mit diesem Spannungsteiler an die Basis angelegten Gleichspannung ist davon abhängig, bei welcher Mindesttemperatur der Zerhacker noch anschwingen soll. Je tiefer die Temperatur ist, um so größer muß diese Vorspannung sein, weil die Verstärkungswerte der Transistoren kleiner werden.

Die Größe des Widerstandes  $R_1$  ist deshalb am besten empirisch zu ermitteln. Als Richtwert kann eine Gleichspannung von 0,1 V an der Basis des Transistors angegeben werden. Der Widerstand  $R_B$  soll so groß gewählt sein, daß an ihm eine etwa gleich große Spannung abfällt, wie der Transistor zur Durchsteuerung benötigt ( $U_{BE}$ ).

Im Bild 3.2 sind die charakteristischen Eigenschaften eines Eintaktsperrwandlers dargestellt.

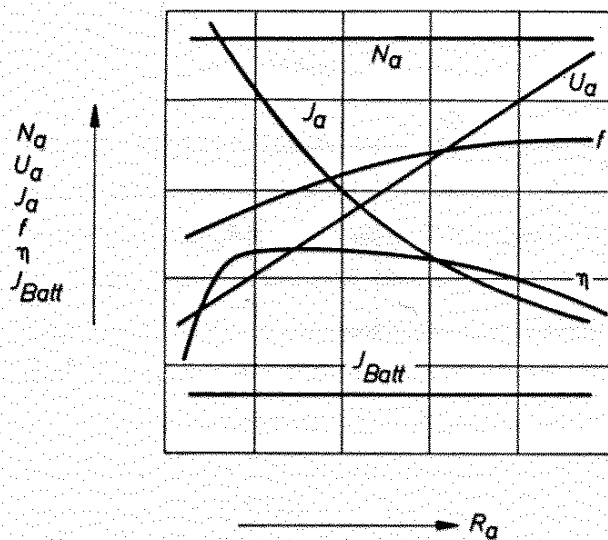


Bild 3.2

### 3.1.2 Eintaktdurchflußwandler

Beim Eintaktdurchflußwandler ist die Last während der Zeit, in der durch den Transistor Strom fließt, angeschaltet. Der sekundäre Lastwiderstand wird also auf die Primärseite transformiert, und der aufgenommene Strom hat nicht rein induktiven Charakter wie beim Sperrwandler, sondern er besteht aus einer induktiven und einer reellen Komponente. Der Schwingtransformator, der auch die für das Aufrechterhalten der Schwingung erforderliche Rückkopplungswicklung enthält, arbeitet hier ähnlich wie ein Netztransformator, d. h., das Spannungs-Übersetzungsverhältnis ist genau so groß wie das Windungs-Übersetzungsverhältnis.

Während jener Hälfte der Periode, in der der Transistor gesperrt ist, ist die Last durch den Gleichrichter auf der Sekundärseite abgeschaltet. Die ebenso wie beim Sperrwandler auch hier entstehende negative Rückschlagspannung ist nicht belastet. Die Rückschlagspannung würde deshalb ansteigen, bis sie durch die Kapazität der Wicklung oder durch den Reststrom des Transistors begrenzt wird. Um die Rückschlagspannung auf einem den Transistor und den Gleichrichter nicht gefährdenden Wert zu halten, wird parallel zur Sekundärwicklung ein Kondensator geschaltet. Diese Schaltung zeigt Bild 3.3.

Für die Dimensionierung eines Eintaktdurchflußwandlers müssen gegeben sein: die Batteriespannung  $U_{Batt}$ , die gewünschte Ausgangsspannung  $U_a$ , die Ausgangsleistung  $N_a$  und, sofern nicht frei wählbar, die Frequenz  $f$ .

Für die Festlegung, welcher Transistor verwendet werden kann, ist wieder die Ermittlung des Kollektorspitzenstromes wichtig. Das Verhältnis von Stromflußzeit  $t_1$  zur Zeit  $t_2$ , in der der Transistor gesperrt

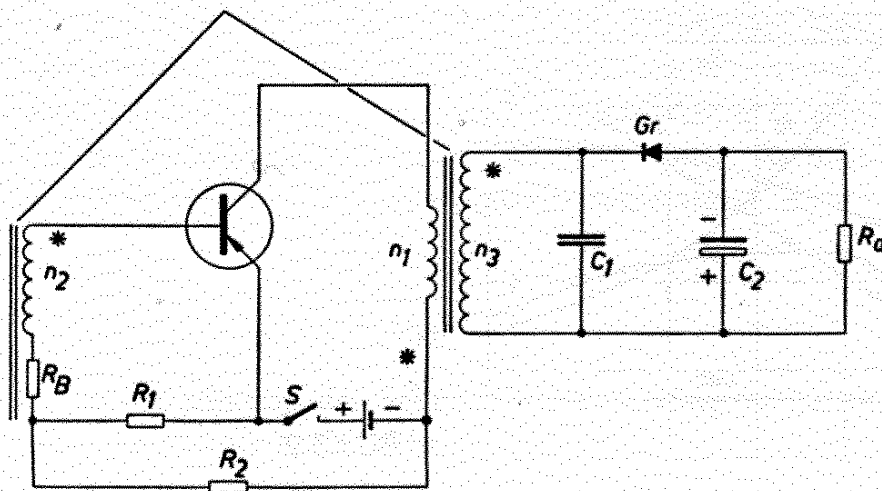


Bild 3.3

ist, wird im wesentlichen durch die Kapazität des Kondensators  $C_1$  an der Sekundärwicklung bestimmt. Ein empfehlenswertes Impulsverhältnis ist:

$$\frac{t_1}{t_2} = \frac{3}{2}$$

Der Wirkungsgrad  $\eta$  kann mit etwa 70% angenommen werden. Der Mittelwert des aufgenommenen Stromes ist:

$$I_{\text{Batt}} = \frac{N_a}{U_{\text{Batt}} \cdot \eta} \quad (3.16)$$

Wegen der im allgemeinen großen ohmschen Komponente des Batteriestromes kann der Spitzenstrom während der Stromflußzeit mit  $\frac{4}{3}$  des mittleren Stromes angenommen werden. Unter Berücksichtigung des Tastverhältnisses

$$\frac{t_1}{t_1 + t_2} = \frac{t_1}{t}$$

ist der Maximalwert des Kollektorstromes

$$I_c = \frac{4}{3} \frac{N_a}{U_{\text{Batt}} \cdot \eta} \cdot \frac{t}{t_1} \quad (3.17)$$

Die am Transistor auftretende maximale Sperrspannung ist vom Impulsverhältnis abhängig. Hier gilt die Formel

$$U_{sp} = U_{Batt} \left( 1 + \frac{t_1}{t_2} \cdot \frac{\pi}{2} \right) \quad (3.18)$$

Durch Spitzenstrom und Spitzenspannung ist der zu verwendende Transistor bereits bestimmt. Die zulässige Verlustleistung kann nur bei Verwendung sehr hoher Schwingfrequenzen wichtig werden, weil dann größere Schaltverluste im Transistor entstehen.

Die induktive Komponente des Kollektorstromes steigt linear an, bis der Anstieg durch den eingestellten Basisstrom begrenzt wird.

Im Leerlauf beginnt der Anstieg des Stromes hier allerdings nicht bei Null, sondern bei einem positiven Wert etwa von derselben Größe wie der negative Endwert. Ist der Transistor stromdurchlässig, so entlädt sich die während der Zeit  $t_2$  am Begrenzerkondensator  $C_1$  gespeicherte Energie an den Transformator. Die dadurch verursachte Gegenmagnetisierung muß erst abgebaut werden; dies kommt einer Rückladung an die Batterie gleich.

Der Spitzenwert des induktiven Stromes kann für die Rechnung gleich groß angenommen werden wie der bereits ermittelte Kollektorspitzenstrom.

Auf ähnlichem Weg wie beim Eintaktsperrwandler findet man hier die Formel für die Primärinduktivität:

$$L_1 = \frac{t_1 \cdot U_1}{2 \cdot f_c} \quad (3.6)$$

Die Spannung  $U_1$  ist die an der Primärwicklung des Übertragers wirk-same Spannung und ist etwa gleich der Batteriespannung, vermindert um den Wert der Restspannung am Transistor und den Spannungsabfall in der Wicklung. Wegen des bereits erwähnten Anstieges des induktiven Stromes von einem positiven Wert aus erscheint hier im Nenner der doppelte Wert des Kollektorspitzenstromes.

Auch hier könnte wieder mit dem Wert  $\frac{1}{t \cdot f} = 1$  erweitert werden, um das Tastverhältnis und die Frequenz direkt einzuführen. Für die Auswertung der folgenden Formeln ist es jedoch notwendig, die Absolutwerte der Zeiten  $t_1$  und  $t_2$  zu ermitteln, was mit Hilfe der Frequenz und des gewählten Tastverhältnisses keine Schwierigkeiten bereitet.

Diese Berechnung gilt nur für Eintaktdurchflußwandler, deren Schwingübertrager nicht bis in die Sättigung betrieben werden. Für jede Batteriespannung und Frequenz gibt es dafür eine bestimmte Mindestwindungszahl, die mit Hilfe der Transformatorgleichung ermittelt werden kann. Sie lautet hier

$$n_1 = \frac{U_1 \cdot t}{2 \cdot q \cdot \hat{B}} \cdot 10^8 \quad (3.19)$$

Für die Transformatorgröße sind vor allem die auftretenden Eisenverluste bestimmend. Die gesamten Verluste sind durch Ausgangsleistung und Wirkungsgrad bereits festgelegt. Für einen guten Wirkungsgrad sind erfahrungsgemäß gleiche Eisen- und Kupferverluste im Übertrager anzusetzen. Der Transformator muß so groß sein, daß die durch die Verluste verursachte Wärme abgeleitet werden kann. Dies geschieht über die Oberfläche  $O$  des Transformators

$$O = \frac{N_v \text{ Trafo}}{v} \quad (3.20)$$

Der Faktor  $v$  ist die spezifische Belastbarkeit und wurde mit  $v = 0,05$  bis  $0,1 \text{ W/cm}^2$  ermittelt, wenn eine Übertemperatur von  $60 \text{ }^\circ\text{C}$  zugelassen wird.

Der erforderliche Induktivitätsbeiwert  $A_L$  kann nach Gleichung (3.12) ermittelt werden. Für das Übersetzungsverhältnis zur Rückkopplungswicklung gelten dieselben Bedingungen wie beim Sperrwandler (3.13), ebenso für die Widerstände des Spannungsteilers zur Anschwinghilfe. Das Übersetzungsverhältnis primär-sekundär ist wie bei einem Netztransformator:

$$\ddot{u} = \frac{n_1}{n_2} = \frac{U_1}{U_a} \quad (3.21)$$

Der die Rückschlagspannung begrenzende Kondensator  $C_1$  arbeitet, zusammen mit der Sekundärinduktivität  $L_3$ , während der Zeit  $t_2$  als Schwingkreis:

$$2 \pi f' \cdot L_3 = \frac{1}{2 \pi f' \cdot C_1} \quad (3.22)$$

Die Frequenz  $f'$  ist eine reine Rechengröße; sie ist durch die Form der Rückschlagspannung während  $t_2$  bestimmt:

$$f' = \frac{1}{2 \cdot t_2} \quad (3.23)$$

Aus (3.22) und (3.23) erhält man:

$$C_1 = \frac{t_2^2}{\pi^2 \cdot L_3} \quad (3.24)$$

Die am Gleichrichter auftretende Sperrspannung ist, besonders bei einem hohen Tastverhältnis, viel größer als die abgegebene Gleichspannung.

$$U_{GL} = U_a \left( 1 + \frac{t_1}{t_2} \cdot \frac{\pi}{2} \right) \quad (3.25)$$

Die Größe des Ladekondensators  $C_2$  läßt sich für eine bestimmte zulässige Brummspannung und für die zu entnehmende Energie ermitteln. Die am Kondensator während der Zeit  $t_1$  gespeicherte und während der Zeit  $t_2$  wieder abgegebene Energie ist

$$\Delta E_C = \frac{C_2 \cdot (\Delta u)^2}{2} = \frac{\Delta u \cdot I_a \cdot t_2}{2} \quad (3.26)$$

Die Spannung  $\Delta u$  ist die am Ladekondensator auftretende Spannungsdifferenz und deshalb etwa gleich dem doppelten Spitzenwert der Brummspannung. Die zulässige Brummspannung ist meist sehr niedrig, z. B. zwischen 1 und 5%. Der Ladekondensator wird dann verhältnismäßig groß, und die Gleichung (3.26) gilt mit guter Annäherung, weil dort eine unendlich große Kapazität  $C_2$  angenommen wurde (konstanter Entladestrom  $I_a$  während der Zeit  $t_2$ ).

Der Ladekondensator hat dann die Größe

$$C_2 = \frac{I_a \cdot t_2}{\Delta u} \quad (3.27)$$

Im Bild 3.4 sind die charakteristischen Eigenschaften eines Eintakt-durchflußwandlers zusammengefaßt dargestellt.

### 3.1.3 Gegentaktzerhacker

Der Gegentaktzerhacker besteht im wesentlichen aus zwei Transistoren und einem Schwingübertrager. Die Transistoren arbeiten im Gegentakt, d. h., während der eine Transistor stromdurchflossen ist, ist der andere gesperrt. Es erfolgt pausenlos eine Leistungsübertragung von der Stromquelle an den Verbraucher. Die erzeugte Wechselspannung ist rechteckförmig und symmetrisch, d. h., jeder der beiden Transistoren ist eine gleich lange Zeit stromdurchflossen und gesperrt. Der aus der Batterie entnommene Strom ist im Idealfall ein Gleichstrom, wenn die ohmsche Komponente gegenüber der induktiven überwiegt. Bezogen auf eine Hälfte einer Periode, ergeben sich also hier ähnliche Verhältnisse wie beim Eintakt-durchflußwandler. Die Schaltung eines Gegentaktzerhackers zeigt Bild 3.5.

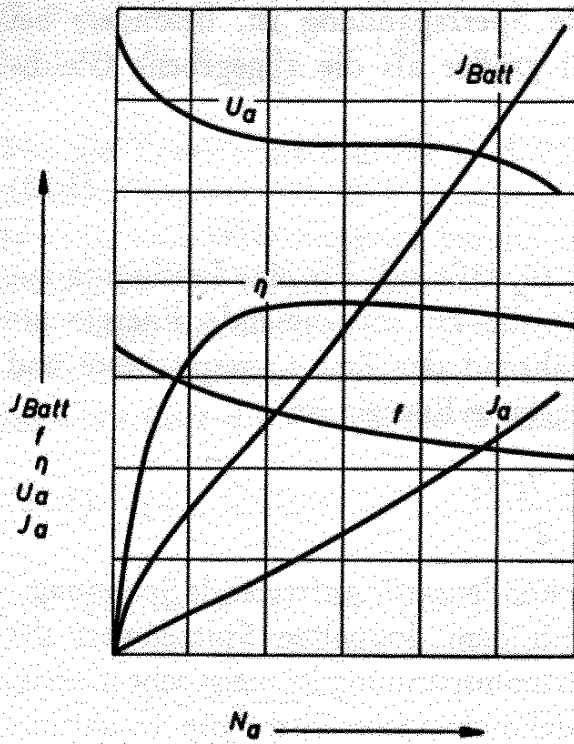
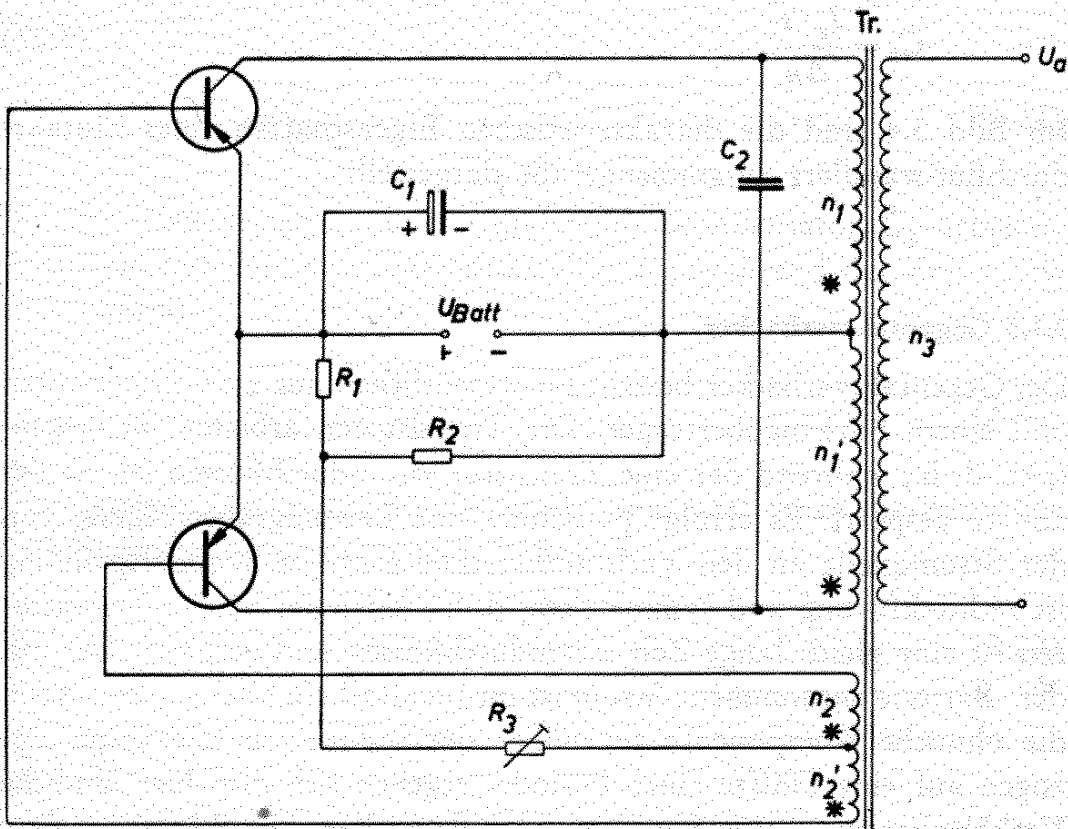


Bild 3.4



\* Punkte gleicher Polarität

Bild 3.5

Soll ein Gegentaktzerhacker berechnet werden, so müssen gegeben sein: die Batteriespannung, die Ausgangsleistung und der Anwendungsbereich. Durch den Anwendungsbereich ist dann z. B. festgelegt, ob die Schwingfrequenz hoch sein soll oder niedrig und ob sie möglichst konstant sein muß.

Für die Wahl des Transistortyps ist wieder die Ermittlung der maximalen Sperrspannung und des Kollektorspitzenstromes erforderlich. Wegen der Symmetrie der Rechteckspannung wird an den Transistoren theoretisch nur eine Sperrspannung auftreten, die doppelt so groß ist wie die Batteriespannung. Es können jedoch noch kleinere, durch das Umschalten hervorgerufene Spannungsspitzen überlagert sein, so daß es sich empfiehlt, eine Sicherung von etwa 20% einzurechnen. Die maximal auftretende Sperrspannung ist dann

$$U_{sp} = 2,4 \cdot U_{Batt} \quad (3.28)$$

Für die Ermittlung des maximalen Kollektorstromes muß wieder die Leistungsbilanz aufgestellt werden. Sie lautet hier:

$$I_{Batt} \cdot U_{Batt} \cdot \eta = N_a \quad (3.29)$$

$$I_{Batt} = \frac{N_a}{U_{Batt} \cdot \eta}$$

Wie bereits erwähnt, setzt sich der aufgenommene Strom aus einem ohmschen Anteil, bedingt durch die Transformation des Lastwiderstandes auf die Primärseite, und einem induktiven Anteil zusammen. Der induktive Strom hat Dreiecksform. Der Kollektorspitzenstrom wird deshalb immer etwas größer sein als der Batteriestrom:

$$I_C = 1,2 \cdot I_{Batt} \quad (3.30)$$

Bei der Wahl eines Schwingübertragers spielt die vorgeschriebene Schwingfrequenz eine große Rolle.

Soll der Zerhacker als Netzspannungsersatz dienen, so muß die Schwingfrequenz 50 Hz betragen. Wegen der großen, zur Erzeugung dieser niedrigen Schwingfrequenz erforderlichen Induktivität werden hier Übertrager ohne Luftspalt verwendet. Die Größe des Übertragers ist durch die an ihm auftretende Verlustleistung bestimmt. Es kann hier die für Netzübertrager gültige Näherungsformel für den Eisenquerschnitt  $q = \sqrt{N_a}$  verwendet werden.

Muß die Schwingfrequenz höher gewählt werden, so kann man bis zu einer Frequenz von 100 Hz noch Eisenkerne ohne Luftspalt verwenden.



Bei höheren Schwingfrequenzen bis etwa 500 Hz müssen Eisenblechkerne mit Luftspalt verwendet werden. Der Luftspalt ist deshalb notwendig, weil mit Rücksicht auf die Eisenverluste der Transformator nicht mehr bis zur Sättigung betrieben werden darf. Das Abschalten des Transistors wird ohne Mithilfe der Eisensättigung allein über die Kollektorsättigung erreicht. Die maximale Induktion soll z. B. bei einer Schwingfrequenz von 500 Hz nicht größer als 4000 G sein. Ist die Schwingfrequenz frei wählbar und sollen die Abmessungen des Zehackers möglichst klein sein, so wird man noch höhere Schwingfrequenzen wählen und Übertrager aus Ferrit verwenden. Die höchstzulässige Schwingfrequenz ist bei der Verwendung von Ferritübertragern im allgemeinen durch die Transistoren bestimmt. Wegen der während der Umschaltzeit auftretenden Verlustleistung dürfen in der Zeiteinheit nicht beliebig viele Umschaltungen erfolgen. Sollen keine umfangreichen Berechnungen durchgeführt werden, dann empfiehlt es sich, die Schwingfrequenz nicht größer als die Grenzfrequenz des Transistors in Emitterschaltung zu wählen.

Für die Bestimmung des Kernquerschnittes von Schwingübertragern bei höheren Frequenzen ist die Formel (3.20) zu benützen. Die Berechnung der Primärinduktivität ist für Übertrager mit Luftspalt und solche ohne Luftspalt verschieden. Übertrager mit Luftspalt werden nicht bis zur Sättigung betrieben. Die Induktivität  $L$  einer Wicklung ist deshalb konstant. Dadurch wird die Berechnung wesentlich vereinfacht. Die allgemeine Transformatorgleichung für symmetrische Rechteckspannung lautet:

$$U = 4 \cdot f \cdot q \cdot n \cdot \hat{B} = U_{\text{Batt}} \quad (3.31)$$

Die Spannung  $U$  ist hier gleich der Batteriespannung  $U_{\text{Batt}}$ . Setzt man hier in Gleichung (3.31)

$$\hat{B} = \mu \cdot \frac{\hat{I}_L \cdot n}{l} \quad (3.32)$$

$$\text{und } L = \frac{n^2 \cdot \mu \cdot q}{l} \quad (3.33)$$

ein, so erhält man

$$U = 4 \cdot L \cdot f \cdot \hat{I}_L$$

$$L_1 = \frac{U_{\text{Batt}}}{4 \cdot f \cdot \hat{I}_L} \quad (3.34)$$

Der Strom  $\hat{I}_L$  ist der Spitzenwert des Magnetisierungsstromes und muß nicht gleich sein dem Kollektorspitzenstrom bzw. dem Batteriestrom. Für die Berechnung von Übertragern mit Luftspalt gilt als Erfahrungswert

$$\hat{I}_L = 1 \text{ bis } 2 \cdot I_{\text{Batt}} \quad (3.35)$$

Die Primärwindungszahl  $n_1$  kann dann auf die gleiche Weise ermittelt werden wie bereits beim Eintaktsperrwandler beschrieben:

$$L_1 = A_L \cdot n_1^2 \quad (3.12)$$

Bei Übertragern ohne Luftspalt kann wegen des Betriebes bis zur Sättigung die Induktivität  $L$  einer Wicklung nicht als konstant angenommen werden. Die maximale Induktion  $\hat{B}$  kann im Fall der Selbstschwingung nicht mehr frei gewählt werden, sie ist durch das verwendete Kernmaterial bestimmt. Bei Dyn.-Bl. IV beträgt sie 10 bis 14 kG, bei Ferritkernen 3000 bis 4000 G.

Die Primärwindungszahl  $n_1$  wird aus der Transformatorgleichung ermittelt (3.31). Die Schwingfrequenz von Zershackern, bei denen Transformatoren ohne Luftspalt verwendet werden, also im Sättigungsbetrieb arbeiten, ist weitgehend unabhängig von Belastungsschwankungen, aber direkt abhängig von der Änderung der Batteriespannung. Das Übersetzungsverhältnis primär-sekundär wird wie bei Netztransformatoren bestimmt. Die Rückkopplungswicklung soll so ausgelegt werden, daß die Rückkopplungsspannung 1,5 bis 2,5 V beträgt. Die für das Aufrechterhalten der Schwingung erforderliche Steuerleistung ist abhängig von der Verstärkung des Transistors. Damit die Streuung der Verstärkung aufgefangen wird, schaltet man in den Rückkopplungszweig einen veränderbaren Widerstand  $R_3$ , mit dessen Hilfe jeweils der erforderliche Spitzenstrom eingestellt werden kann. Der Widerstand  $R_3$  soll höchstens so groß werden, daß an ihm etwa eine gleich große Spannung abfällt, wie für die Durchsteuerung des Transistors erforderlich ist.

Der Spannungsteiler, bestehend aus den Widerständen  $R_1$  und  $R_2$  dient als Anschwinghilfe, damit beim Einschalten die Schwingung selbsttätig einsetzt. Die Vorspannung zwischen Basis und Emitter soll 0,1 bis 0,2 V betragen. Soll der Zershacker auch bei sehr tiefen Temperaturen noch funktionieren, so wird man mitunter auch eine höhere Vorspannung wählen müssen. Es muß jedoch darauf geachtet werden, daß im Fall des Kurzschlusses die Transistoren nicht überlastet werden. Bei Kurzschluß am Ausgang setzt die Schwingung aus, und am Transistor verbleibt eine Verlustleistung, die gleich ist dem Produkt aus der Batteriespannung und dem Kollektorstrom, der wegen der

Vorspannung an der Basis fließt. Der Kondensator  $C_1$  soll hohe Ausschaltspannungsspitzen vermeiden helfen, welche besonders im Leerlaufbetrieb oder bei induktiver Last auftreten und zur Zerstörung der Transistoren führen können. Der Kondensator wird so groß gewählt, daß die Ladeenergie etwa gleich der Energie ist, die der Zerkhacker während einer Halbperiode der Batterie entnimmt:

$$I_{\text{Batt}} \cdot U_{\text{Batt}} \cdot \frac{1}{2f} = \frac{U_{\text{Batt}}^2 \cdot C_1}{2} \quad (3.36)$$

$$C_1 = \frac{I_{\text{Batt}}}{U_{\text{Batt}} \cdot f}$$

Der Kondensator  $C_2$  soll das Verhalten des Transistors während der Umschaltung so verändern, daß die größte auftretende Spitzenverlustleistung den zulässigen Wert nicht überschreitet. Die Größe dieses Kondensators kann nur empirisch ermittelt werden. Es wird dabei am besten die Umschaltkurve des Transistors am Oszillographen beobachtet, indem man die Kollektor-Emitter-Spannung des Transistors an die Horizontalablenkung und eine dem Kollektorstrom proportionale Spannung an die Vertikalablenkung gibt.

Für das Betriebsverhalten des Gegentaktzerhackers gelten ähnliche Verhältnisse wie sie im Bild 3.4 für den Eintaktdurchflußwandler dargestellt sind.

### 3.2 Zulässige Impulsbelastbarkeit von Leistungstransistoren

Ein sehr großes Anwendungsgebiet haben in der letzten Zeit besonders Zerkhacker für große Leistungen gefunden. Bei solchen Zerkhackern treten an den Transistoren während des Schaltvorganges kurzzeitig sehr hohe Verlustleistungen auf. Die Verlustleistungshyperbel wird teilweise um ein Vielfaches überschritten. Die in diesen Schaltungen fast ausschließlich verwendeten Germanium-Leistungstransistoren haben zulässige Kristalltemperaturen zwischen 75 und 90 °C. Die vom Hersteller angegebene Maximaltemperatur darf auch kurzzeitig nicht überschritten werden, wenn sich die Daten des Transistors nicht bleibend verändern sollen. Die beim Schalten von hohen Leistungen auftretenden Spitzenleistungen dürfen also nur eine solche Größe erreichen, daß die entstehende Wärme durch die Wärmekapazität der die Sperrschicht umgebenden Teile noch aufgenommen und durch

Wärmeleitung abgeführt werden kann. Für jeden Leistungstransistor kann man rechnerisch und empirisch die zulässigen Grenzen feststellen. In den Bildern 3.7, 3.8 und 3.9 sind für die Siemens-Leistungstransistoren TF 78/30, AD 133 und AD 136 Kurven angegeben, die einen Aufschluß geben über die zulässige Impulsbelastung im Schalterbetrieb.

Damit mit Hilfe dieser Kurven überprüft werden kann, ob ein Transistor in einer bestimmten Schaltung überlastet wird, ist es zunächst erforderlich, daß man feststellt, wie der Umschaltvorgang vor sich geht. Betrachtet man z. B. den Fall des Abschaltens, d. h. den Vorgang, bei dem der Transistor vom stromdurchlässigen auf den Sperrzustand schaltet, so sieht man, daß sich der Arbeitspunkt des Transistors verschiebt, und zwar von hohem Kollektorstrom bei kleiner Kollektorspannung (Restspannung) nach hoher Spannung bei kleinem Strom (Reststrom). Trägt man diese beiden Arbeitspunkte im Ausgangskennlinienfeld eines Transistors ein (Punkt *A* und *B*, Bild 3.6) und verbindet sie mit einer Geraden, so ist dadurch jener Umschaltvorgang bestimmt, der bei rein ohmscher Belastung auftritt. Jeder auf dieser Geraden liegende Arbeitspunkt ist während der Umschaltzeit für einen Augenblick vorhanden. Die Verlustleistung steigt sinusförmig an und erreicht in der Mitte der Geraden ihren Maximalwert.

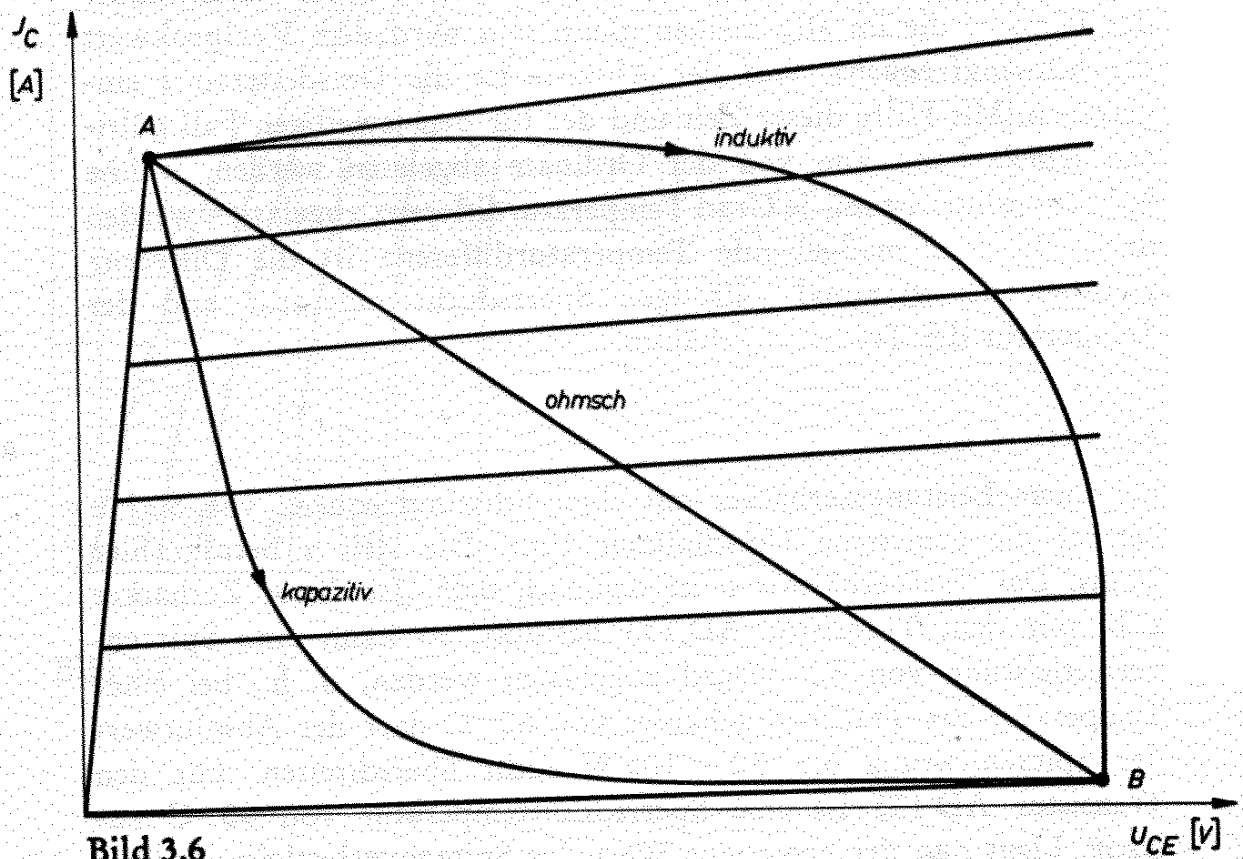


Bild 3.6

Bei kapazitiver Last erfolgt die Abschaltung nach einer Kurve, die unter dieser Geraden liegt. Eine induktive Last ergibt eine Abschaltkurve, die über dieser Geraden liegt, d. h., hier treten wesentlich größere Verlustleistungsspitzen auf als bei der Umschaltung mit ohmscher Last. Weil im Leistungszerhacker Übertrager verwendet werden, tritt dieser ungünstige Fall besonders im Leerlauf auf. Man kann allerdings durch das Anbringen geeigneter Kapazitäten die Umschaltkurve etwas gegen kleinere Spitzenleistungen verschieben. Im Bild 3.6 sind solche Umschaltkurven im Ausgangs-Kennlinienfeld eines Transistors eingetragen. Der Verlauf dieser Kurve beim jeweiligen Anwendungsfall kann am besten mit Hilfe eines Oszillographen bestimmt werden, indem man z. B. eine dem Kollektorstrom proportionale Spannung an die Vertikalablenkung und die Kollektorspannung an die Horizontalablenkung legt. Hat man die Kurve ermittelt, so ist es ein Leichtes, die maximal auftretende Spitzenleistung  $N_v$  festzustellen. Neben der Größe dieser Leistung ist für die Beurteilung noch maßgebend, wie lange der Umschaltvorgang dauert und wie oft er in der Zeiteinheit vor sich geht. Die Länge der Umschaltzeit kann ebenfalls mit einem geeigneten Oszillographen festgestellt werden (mit Zeitmarken). In den Diagrammen Bild 3.7 bis 3.9 sind mehrere Kurven eingetragen für verschiedene Tastverhältnisse. Dabei ist das Tastverhältnis  $v$  gleich dem Verhältnis aus Umschaltzeit zur Gesamtdauer der Periode, die im allgemeinen gleich sein wird dem Reziprokwert der Schwingfrequenz. Auf der Abszisse ist die Umschaltzeit  $t$  eingetragen. Mit Hilfe dieser Zeit und der für den jeweiligen Fall gültigen Kurve kann nun von der Ordinate abgelesen werden, welche Spitzenverlustleistung je Grad Temperaturdifferenz zugelassen werden darf. Die hier maßgebende Temperaturdifferenz ist die Differenz zwischen der maximal zulässigen Sperrschichttemperatur und der Temperatur des Transistorgehäuses.

### Beispiel

Bei einem Leistungszerhacker mit einer Schwingfrequenz von 50 Hz beträgt die gemessene Umschaltzeit 1 ms. Die Zeit  $\tau$  beträgt hier 20 ms. Das Tastverhältnis  $v$  ist demnach 0,05. Ist dieser Zerhacker z. B. mit dem Transistor AD 133 bestückt, so kann eine Spitzenverlustleistung von 3,5 W/grd zugelassen werden, d. h., bei einer Temperatur des Transistorgehäuses von 60 °C darf der Absolutwert der Spitzenleistung  $3,5 \cdot 30 \approx 105 \text{ W}$  nicht überschreiten. Für den Transistor AD 133 ist eine Sperrschichttemperatur von 90 °C zulässig. Liegt nun der gemessene Wert der Spitzenverlustleistung über

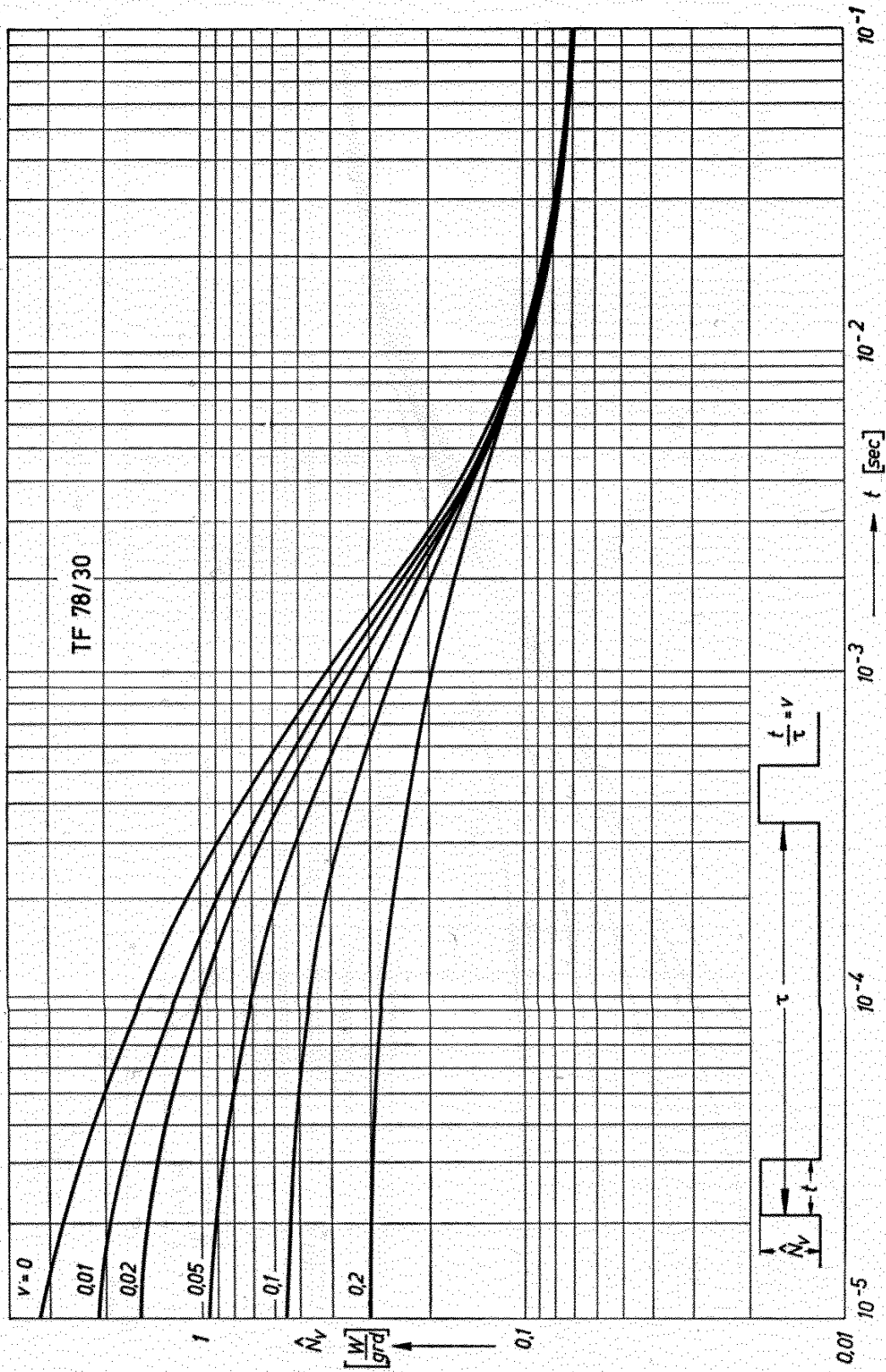


Bild 3.7

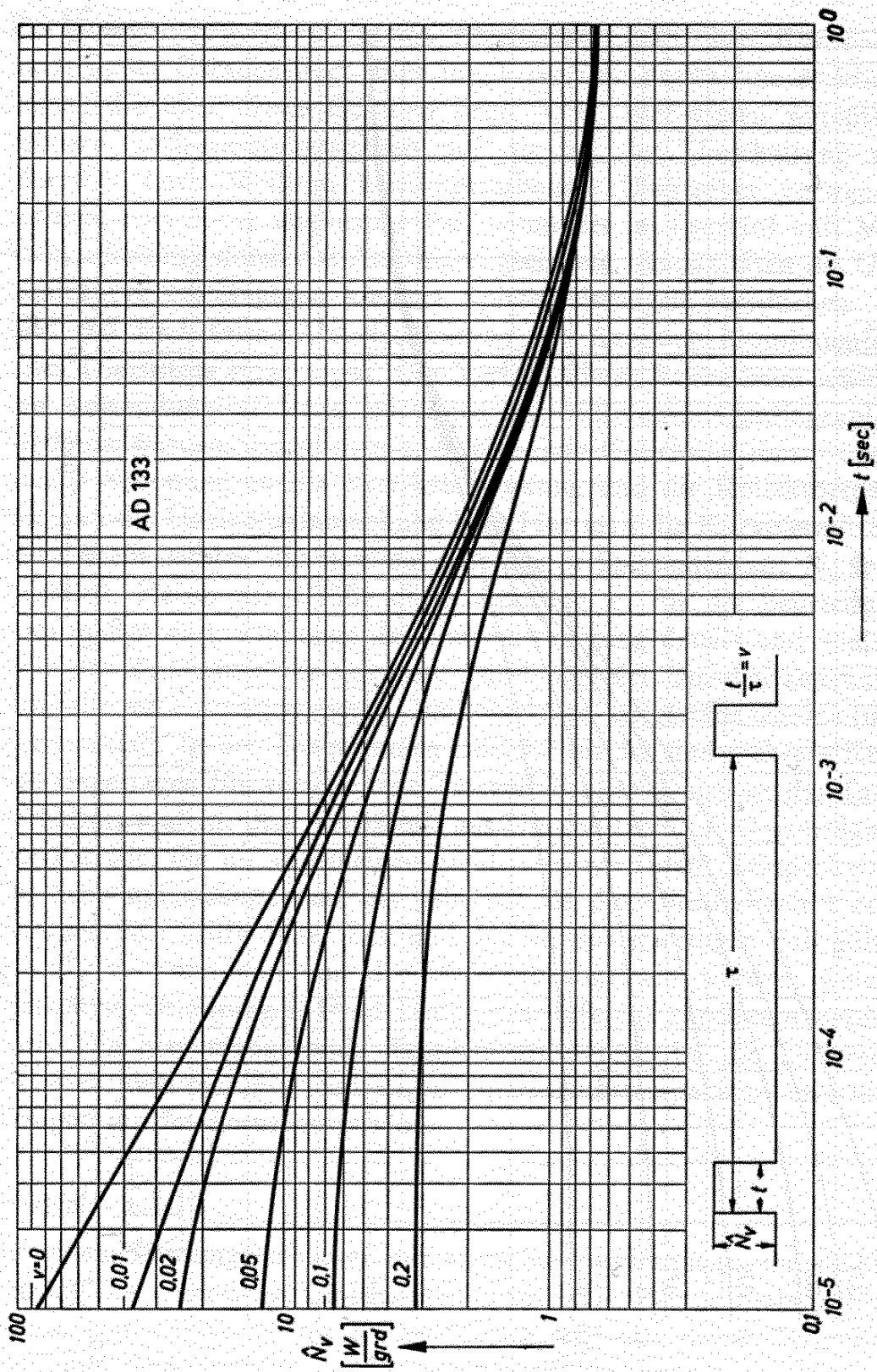


Bild 3.8

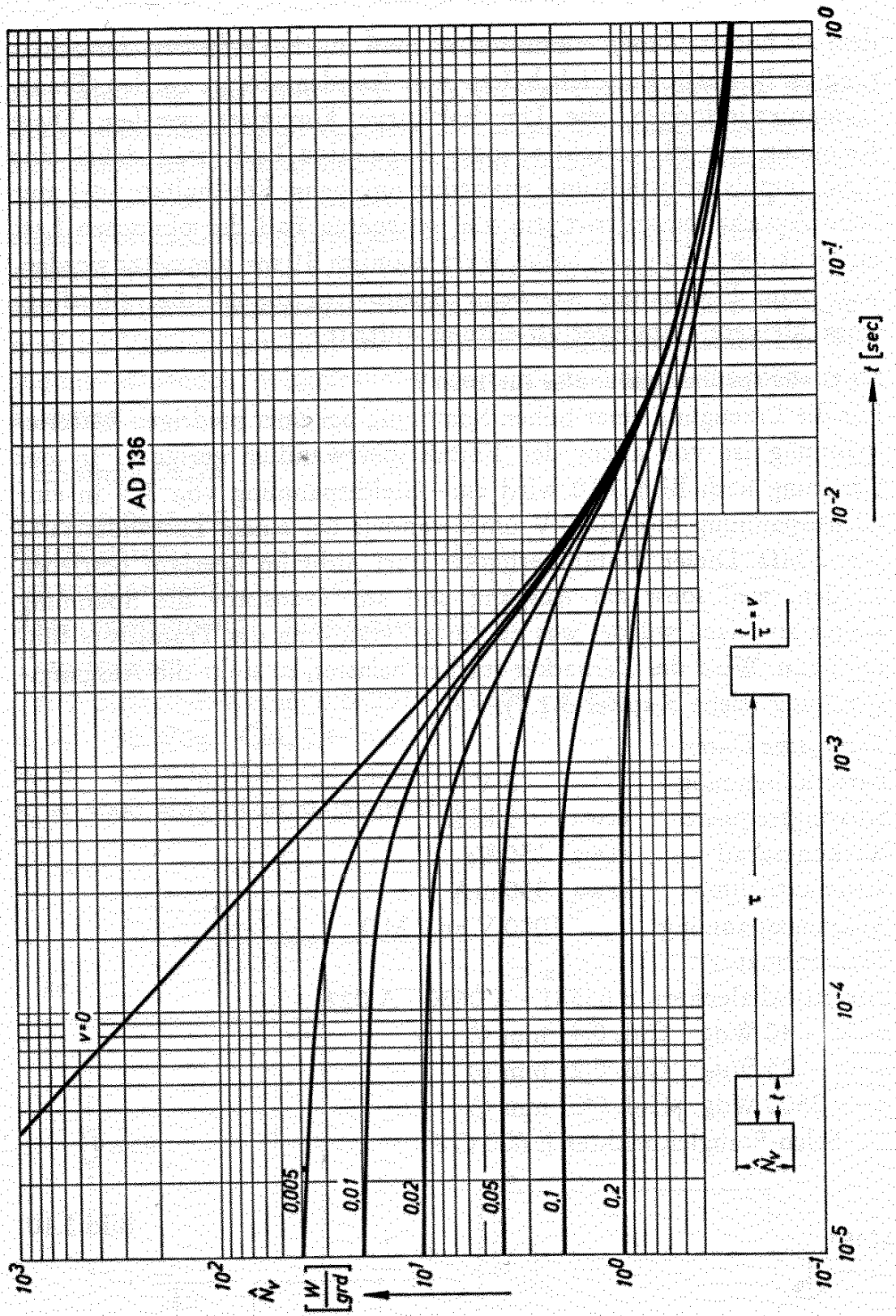


Bild 3.9



dem als höchstzulässig erkannten, so muß durch Verändern der Schaltung, z. B. durch Parallelschalten von Kondensatoren zu den Transformatorwicklungen, die Umschaltkurve korrigiert werden. Diese Rechnung gilt für induktive oder kapazitive Last, weil dabei eine hohe Impulsverlustleistung entweder nur beim Einschalten oder nur beim Ausschalten auftritt. Im viel selteneren Fall der ohmschen Last muß für die Zeit  $\tau$  der halbe Wert, nämlich 10 ms, angesetzt werden, weil beim Einschalten wie beim Ausschalten die gleiche, allerdings meist kleinere Impulsverlustleistung auftritt.

### 3.3 Gleichspannungswandler für 1000 V

Für die Erzeugung einer hohen Spannung bei einer niedrigen Batteriespannung ist vor allem der Eintaktsperrwandler geeignet. In der Schaltung nach Bild 3.10 wird eine Gleichspannung von 3 V in eine Gleichspannung von 1000 V umgewandelt bei einem Lastwiderstand von 2 M $\Omega$ . Dieser Eintaktzerhacker darf nicht im Leerlauf betrieben werden, weil sonst am Ausgang und am Transistor die Spannung weiter ansteigen würde, was zu einer Zerstörung des Transistors führen kann. Wird der Zerhacker stärker belastet, so sinkt die Ausgangsspannung (siehe Kapitel 3.1.1).

#### Technische Daten

Batteriespannung	3 V
Schwingfrequenz	etwa 3 kHz
Wirkungsgrad	etwa 50 %
Stromaufnahme	etwa 350 mA
Ausgangsspannung	1000 V an 2 M $\Omega$

#### Transformator

Siferrit-Schalenkern B 65581 - A 0630 - A 022

$n_1 = 40$  Wdg CuL 0,4 mm  $\phi$

$n_2 = 25$  Wdg CuL 0,2 mm  $\phi$

$n_3 = 3500$  Wdg CuL 0,07 mm  $\phi$

Gr. Selen-Stabgleichrichter E 600 C 8

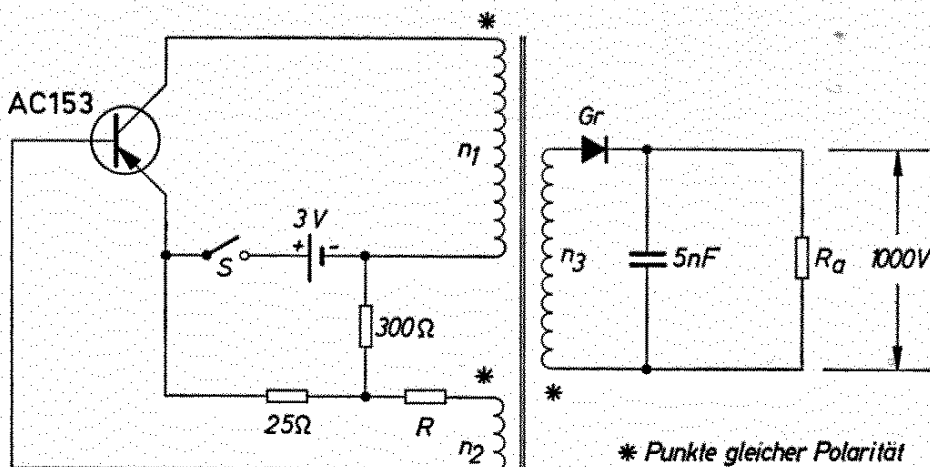


Bild 3.10

### 3.4 Eintaktzerhacker für eine hohe Ausgangsspannung

Die Schaltung nach Bild 3.11 zeigt ebenfalls die praktische Anwendung eines Eintaktsperrwandlers. Bei einem Windungs-Übersetzungsverhältnis von 170 wird hier im Leerlauf ein Spannungs-Übersetzungsverhältnis von 1 : 2000 erzielt. Diese Schaltung ist z. B. sehr gut geeignet für Isolationsprüfgeräte und für die Speisung von Funkenstrecken aller Art. Die Schwingfrequenz wurde hoch gewählt, damit sich ein kleiner Übertrager verwenden läßt. Die Sekundärwicklung muß im Vakuum getränkt werden, damit wegen des kleinen zur Verfügung stehenden Wickelraumes keine Spannungsdurchschläge vorkommen.

#### Technische Daten

Batteriespannung	6 V
Batteriestrom	0,5 A
Schwingfrequenz	etwa 1 kHz
Ausgangsspannung	maximal 12 000 V

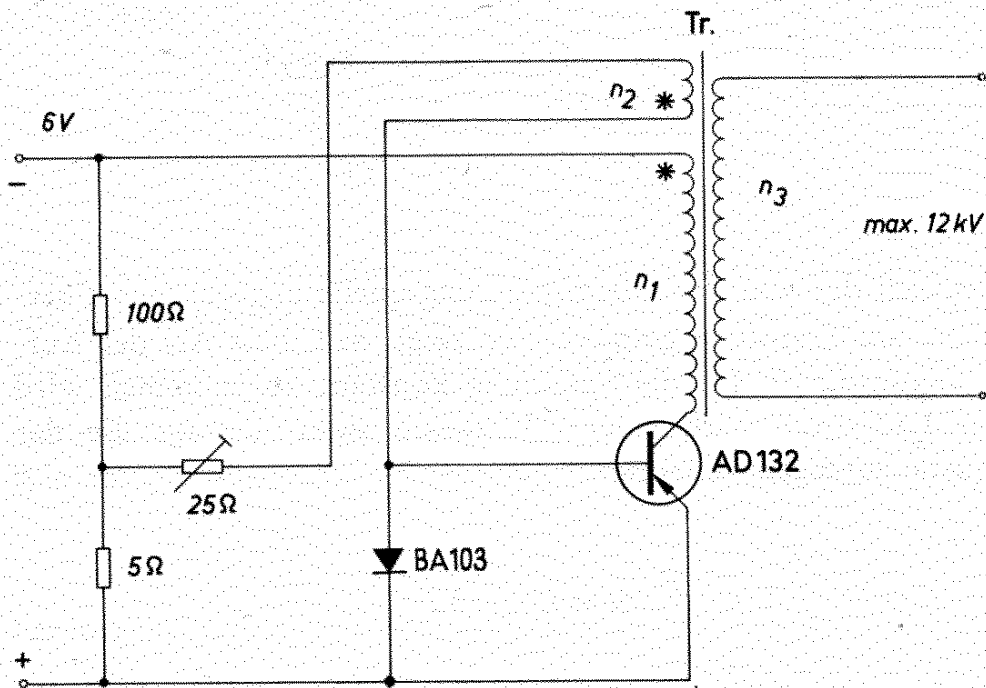
#### Transformator

Tr: 2 Siferrit-E-Kerne: B 66231 - A 0000 - R 026

$n_1 = 30$  Wdg CuL 0,4 mm  $\phi$

$n_2 = 25$  Wdg CuL 0,2 mm  $\phi$

$n_3 = 5000$  Wdg CuL 0,05 mm  $\phi$



\* Punkte gleicher Polarität

Bild 3.11

### 3.5 Blitzlichtgerät mit Transistoren

Bei Blitzlichtgeräten können Transistorzerhacker vorteilhaft zur Erzeugung der für die Aufladung des Blitzkondensators notwendigen hohen Spannungen (500 V) verwendet werden.

Im folgenden werden Überlegungen angestellt, welche der drei bereits beschriebenen Zerhackerarten (Eintaktsperrwandler, Eintaktdurchflußwandler und Gegentaktzerhacker) für diese Anwendung am besten geeignet ist.

#### 3.5.1 Anschluß eines Kondensators an eine Gleichstromquelle

Vorausgesetzt wird eine Gleichspannungsquelle mit einem unendlich kleinen Innenwiderstand. Um bei Anschluß des Kondensators  $C$  (Bild 3.12) einen Kurzschluß der Stromquelle zu vermeiden, wird der Widerstand  $R$  vorgeschaltet, der zusammen mit  $C$  die Ladezeitkonstante  $T = R \cdot C$  ergibt.

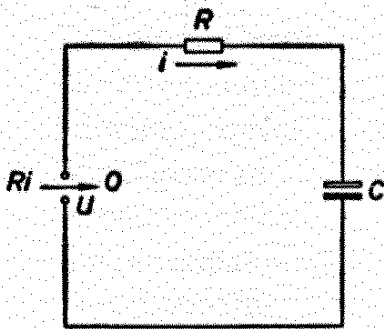


Bild 3.12

Ein Vergleich der von der Gleichspannungsquelle abgegebenen Energie mit der am Transistor gespeicherten zeigt, daß diese Art der Aufladung ungünstig ist. Da die Spannung konstant angenommen wird und der Ladestrom nach einer  $e$ -Funktion sinkt, beträgt die der Stromquelle entzogene Energie

$$E = U \cdot \int_0^{3T} i \cdot e^{-\frac{t}{T}} \cdot dt = U \cdot i_1 \cdot 3T$$

wenn wie üblich angenommen wird, daß der Kondensator nach der Zeit  $3T$  voll aufgeladen ist.

Der Strom  $i_1$  ist der über die Basis  $3T$  durch Integration gewonnene Mittelwert des Ladestromes. Er ist mit großer Genauigkeit  $\frac{1}{3} \cdot i$ , wie die folgende Rechnung zeigt.

Die Stromfläche über  $3T$  ist:

$$i_1 \cdot 3T = i \cdot \int_0^{3T} e^{-\frac{t}{T}} \cdot dt$$

Wird nun  $T = 1$  angenommen, so wird:

$$\begin{aligned} 3i_1 &= i \cdot \left[ (-e^{-t}) \Big|_{t=3} - (-e^{-t}) \Big|_{t=0} \right] = \\ &= i \cdot \left[ (-0,05) - (-1) \right] \approx i \end{aligned}$$

und der Mittelwert  $i_1$  ist dann:

$$i_1 \approx \frac{i}{3}$$

Die während der Zeit  $3T$  am Kondensator gespeicherte Energie  $E_c$  ist:

$$E_c = \frac{CU^2}{2}$$

Bildet man das Verhältnis zwischen gespeicherter Energie und der während der Aufladung der Stromquelle entnommenen Energie, so erhält man:

$$\frac{E_c}{E} = \frac{\frac{CU^2}{2}}{U \cdot i_1 \cdot 4T} = \frac{\frac{CU^2}{2}}{U \cdot \frac{i}{3} \cdot 3 \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2} \quad (i \cdot R = U)$$

Die von der Stromquelle zu liefernde Energie ist also doppelt so groß wie die am Kondensator gespeicherte.

Dies bedeutet einen maximalen möglichen Wirkungsgrad von 50%.

#### *Ladung mit konstantem Strom*

Wie aus der allgemeinen Gleichung für die Ladung des Kondensators

$$i = C \cdot \frac{dU}{dt}$$

hervorgeht, erfolgt der Spannungsanstieg am Kondensator linear mit der Zeit, wenn der Ladestrom konstant gehalten wird (Bild 3.13.2). Diese an sich wünschenswerte Form der Aufladung ist den üblichen Stromquellen kaum, zumindest nicht verlustlos, zu verwirklichen.

Die Vorteile sind klar ersichtlich. Die Kondensatorspannung nähert sich rasch ihrem Endwert. Bei der Ladung nach einer e-Funktion (Spannungseinprägung Bild 3.13.1) erfolgt die Näherung asymptotisch. Bei Blitzlichtgeräten, in denen die Ladung des Kondensators mit konstanter Spannung erfolgt, ist nicht sofort nach Aufleuchten der Anzeigeglimmlampe (bei etwa 450 V) die Aufladung beendet (500 V).

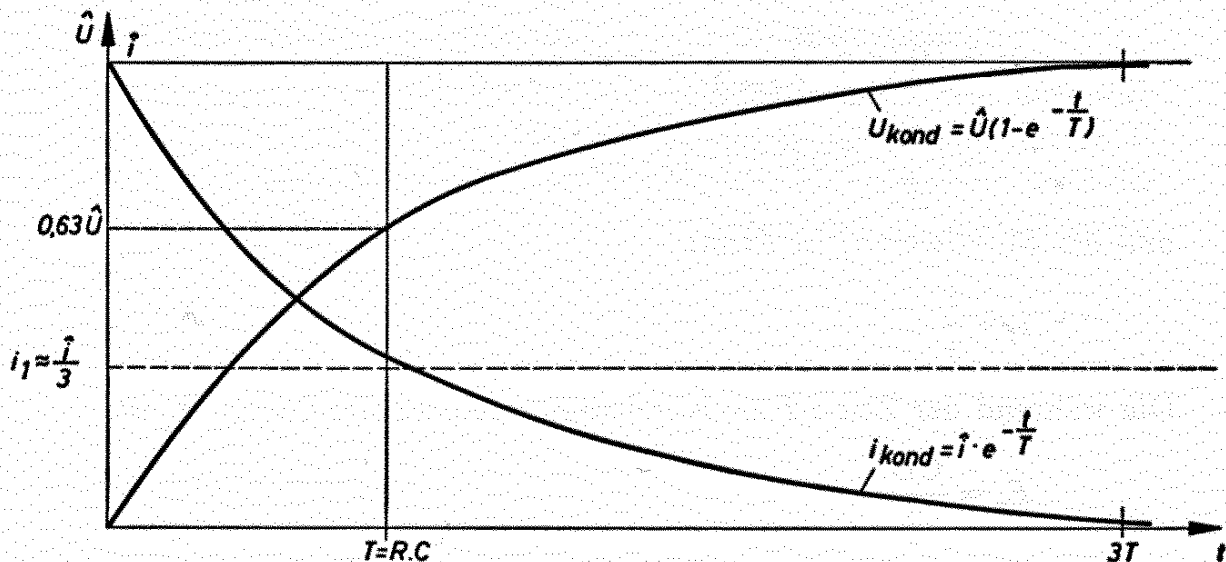


Bild 3.13.1

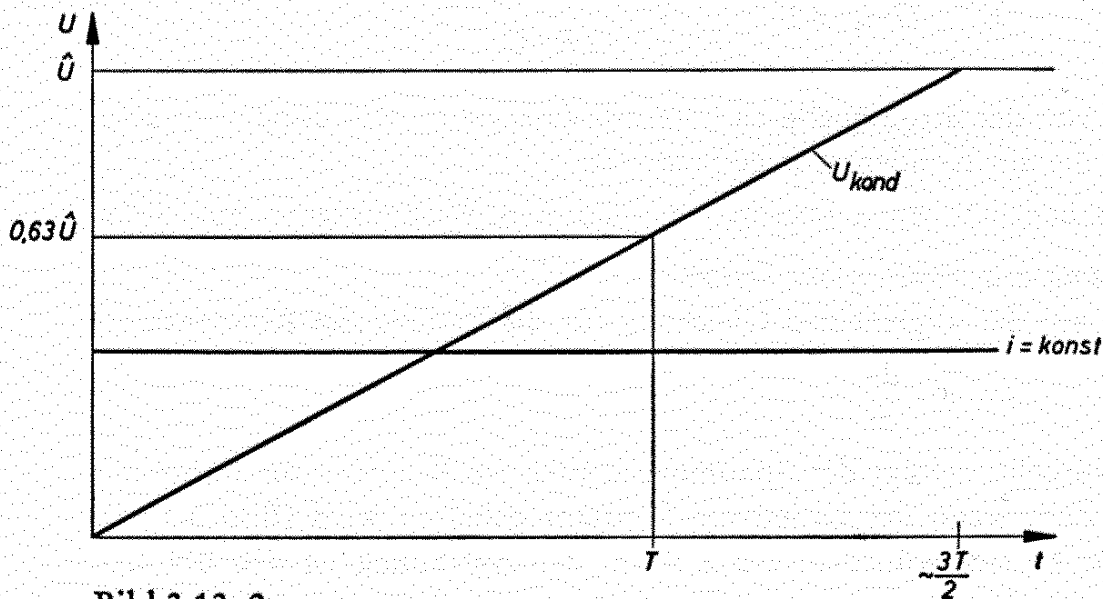


Bild 3.13. 2

Die sogenannte Leitzahl (Blende mal maximal ausgeleuchteter Entfernung ist bei gleicher Blitzröhre der am Kondensator gespeicherten Energie proportional. Da diese mit dem Quadrat der Spannung steigt, liegt sie beim Aufleuchten der Anzeigelampe noch etwa 20% unter dem Endwert.

Wird die Leitzahl bei maximaler Ladung des Elektrolytkondensators gemessen und angegeben, so kann, wenn beim Aufleuchten der Anzeigelampe geblitzt wird, eine Unterbelichtung erfolgen, bzw. es wird eine geringere Entfernung ausgeleuchtet, als errechnet wurde.

Bei Aufladung mit Stromeinprägung ist wegen des linearen Spannungsanstiegs nach dem Aufleuchten der Glimmlampe in kürzester Zeit die Endladung erreicht (nach etwa 10% der Aufladezeit).

*Ermittlung des Zerhackertyps, bei dem Ladung mit Stromeinprägung möglich ist*

Wie bereits früher beschrieben, liefern sowohl der Stromflußwandler (Eintakt) als auch der Gegentaktzerhacker eine nahezu lastunabhängige Ausgangsspannung. Mit diesen beiden Arten wäre also nur eine Spannungseinprägung möglich, sofern man nicht zu Beginn der Aufladezeit den Transistor spannungsmäßig nur gering durchsteuert. Dies könnte jedoch zu einer Überlastung der Transistoren führen, weil dabei an ihnen eine etwa gleich große Verlustleistung bleibt, wie bei der Aufladung über einen Vorwiderstand (Bild 3.12) an diesem bleiben würde.

Anders beim Sperrwandler: Durch die direkte Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom Belastungswiderstand gelingt es, eine Stromeinprägung ziemlich gut zu verwirklichen.

*Wirkungsweise des Sperrwandlers bei der Aufladung eines Blitz-Elektrolytkondensators*

Die Größe der Ausgangsleistung eines Sperrwandlers ist unabhängig von der Belastung (siehe Kapitel 3.1.1). Die Aufgabe der Energie erfolgt also an einen kleinen Lastwiderstand mit hohem Strom und kleiner Spannung und an einen hohen Lastwiderstand mit kleinem Strom und hoher Spannung. Während der Aufladung ändert sich der Lastwiderstand, den der Kondensator darstellt, sehr stark. Durch die beschriebene Eigenschaft des Sperrwandlers erhält man dauernd eine optimale Anpassung und es werden Ladekurven, wie in Bild 3.14 gezeigt, erzielt.

Der Sperrwandler wirkt praktisch wie eine Spannungsquelle mit hohem Innenwiderstand, an dem jedoch keine Energie verlorenght.

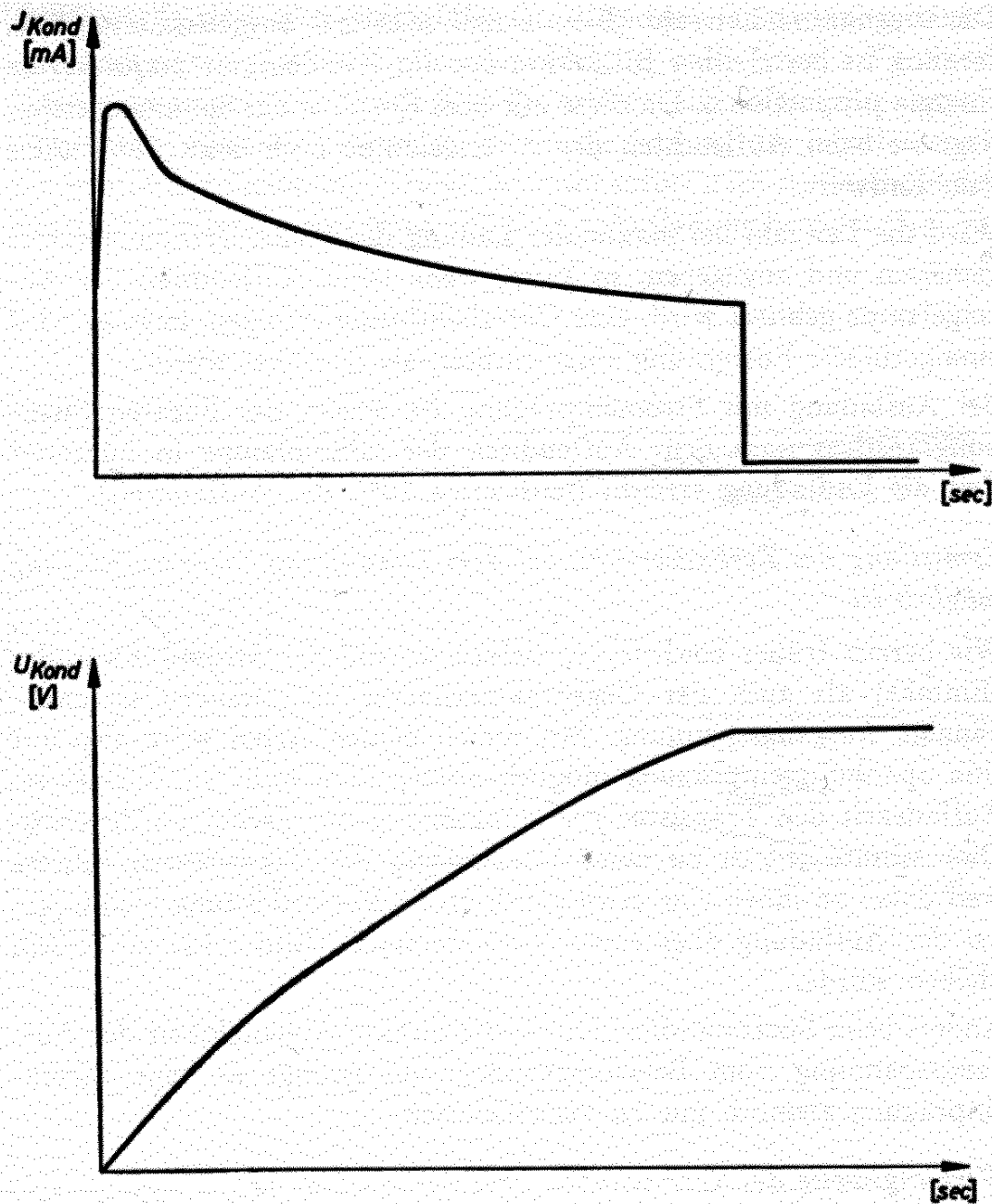


Bild 3.14

Die Aufladung eines Kondensators geht theoretisch verlustlos vor sich. Da bei der Aufladung mit konstanter Spannung die Hälfte der von der Stromquelle abgegebenen Energie im Vorwiderstand verbraucht wird, muß mit einem Blitzgerät, das nach dem Sperrwandlerprinzip arbeitet, der doppelte Wirkungsgrad wie bei anderen Geräten erzielt werden können. Auch nach dem Erreichen der vorgesehenen Endspannung (500 V) würde die Spannung am Blitz-Elektrolytkondensator weiter ansteigen, was zu einer Zerstörung des Kondensators führen würde, wenn dies nicht durch eine geeignete Regelanordnung vermieden würde.

Dieses weitere Ansteigen der Spannung hat aber einen Vorteil. Wenn die Spannung an den zur Speisung von Blitzlichtgeräten verwendeten Trockenbatterien oder Akkumulatoren abzusinken beginnt, wird nur die Ladezeit größer, aber die Endspannung von 500 V wird auf jeden Fall erreicht.

Bei der Ladung des Blitzkondensators mit Anordnungen, bei denen die Größe der Ausgangsspannung nur von der Höhe der Batteriespannung abhängig ist, würde bei einem Absinken der Batteriespannung um 20% die maximale Spannung im Blitz-Elektrolytkondensator z. B. nur mehr 400 V betragen. Es können allerdings auch diese Geräte für eine höhere Ausgangsspannung ausgelegt und mit einer Steueranordnung bei 500 V abgeschaltet werden.

Das Bild 3.15 zeigt die Schaltung eines solchen Eintaktsperrwandlers mit geeigneter Regelanordnung.

Die Steuerspannung für den Regelverstärker wird dem Blitzkondensator über einen Spannungsteiler entnommen. Während der Aufladzeit ist der Transistor  $T_2$  gesperrt und der Transistor  $T_3$  stromdurchlässig. Das Relais  $A$  ist erregt, und der Batteriestromkreis ist über den Relaiskontakt  $a$  geschlossen. Nach Erreichen der Endspannung zündet die Glimmlampe, die gleichzeitig zur Ladungsanzeige verwendet werden kann, und der an dem Widerstand  $R_1$  auftretende Spannungsabfall bewirkt ein Öffnen des Transistors  $T_2$ . Dadurch wird zwangsläufig der Transistor  $T_3$  gesperrt. Das Relais  $A$  fällt ab, und der Batteriestromkreis wird durch den Relaiskontakt  $a$  unterbrochen. Sobald am Blitzkondensator aufgrund der Eigenverluste und der Verluste des Spannungsteilers die Spannung so weit sinkt, daß der Transistor  $T_2$  über die Glimmlampe nicht mehr den zu seiner Durchsteuerung erforderlichen Basisstrom erhält, kippt der Leitfähigkeitszustand der beiden Steuertransistoren in den Anfangszustand zurück, und der Kondensator wird kurz nachgeladen.

Durch das Abschalten des Zerhackers nach erfolgter Ladung wird eine Schonung der Batterie erreicht.

Bei der Verwendung eines Heißleiters im Regelkreis arbeitet die ganze Anordnung zuverlässig bis zu einer Umgebungstemperatur von 50 °C.



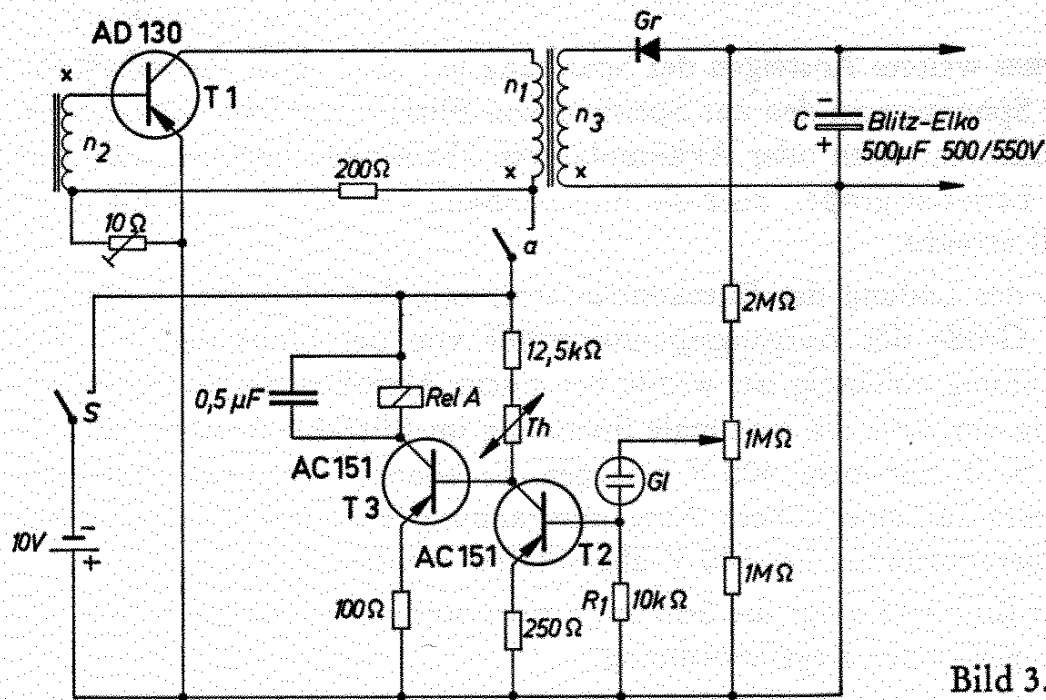


Bild 3.15

### Technische Daten

Batteriespannung

Wiederbereitschaftszeit < 8 s

Transformator

Kern: M 42/15 Dyn.-Bl. IV/0,35; 0,5 L.; gleichsinnig geschichtet

$n_1 = 73 \text{ Wdg CuL } 0,6 \text{ mm } \phi$   
 $n_2 = 40 \text{ Wdg CuL } 0,4 \text{ mm } \phi$   
 $n_3 = 2500 \text{ Wdg CuL } 0,15 \text{ mm } \phi$

} gemeinsam gewickelt

Th: Heißleiter (Thernewid) K 11; 10 kΩ

Rel A: Trls 154c nach TBv 65422/93c

Gl: Zwergglühlampe für 150 V Zündspannung, 0,6 mA

Gr: Selen-Flachgleichrichter E 250 C 85

### 3.6 Daten von Eintaktdurchflußwandlern für verschiedene Batteriespannungen, Ausgangsleistungen und Schwingfrequenzen

Eintaktzerhacker werden meist als Gleichspannungswandler verwendet, d. h., die Ausgangsspannung wird gleichgerichtet. Eine direkte Abnahme der Wechselspannung ist grundsätzlich möglich, ihre beiden Halbwellen sind jedoch nur unter ganz bestimmten Voraussetzungen symmetrisch. Deshalb werden Gegentaktzerhacker verwendet, wenn eine Wechselspannung erzeugt werden soll, weil dort die Kurvenform der Spannung automatisch symmetrisch ist.

Die Schwingfrequenz ist also bei Eintakterhackern meist frei wählbar. Bei den in den Tabellen 8 und 9 angegebenen Eintaktdurchflußwandlern wurde deshalb die Schwingfrequenz hoch gewählt, damit kleine Siferrit-Übertrager verwendet werden können.

Die zu den Tabellen gehörende Schaltung zeigt das Bild 3.16. Die Ausgangsspannung wurde einheitlich mit 100 V festgelegt. Selbstverständlich können auch andere Ausgangsspannungen erreicht werden, wenn das Übersetzungsverhältnis entsprechend geändert wird. Die Gleichrichtung der Ausgangs-Wechselspannung erfolgt mit Siliziumdioden. Die Transistoren und die Siliziumdioden müssen auf Kühlflächen montiert werden.

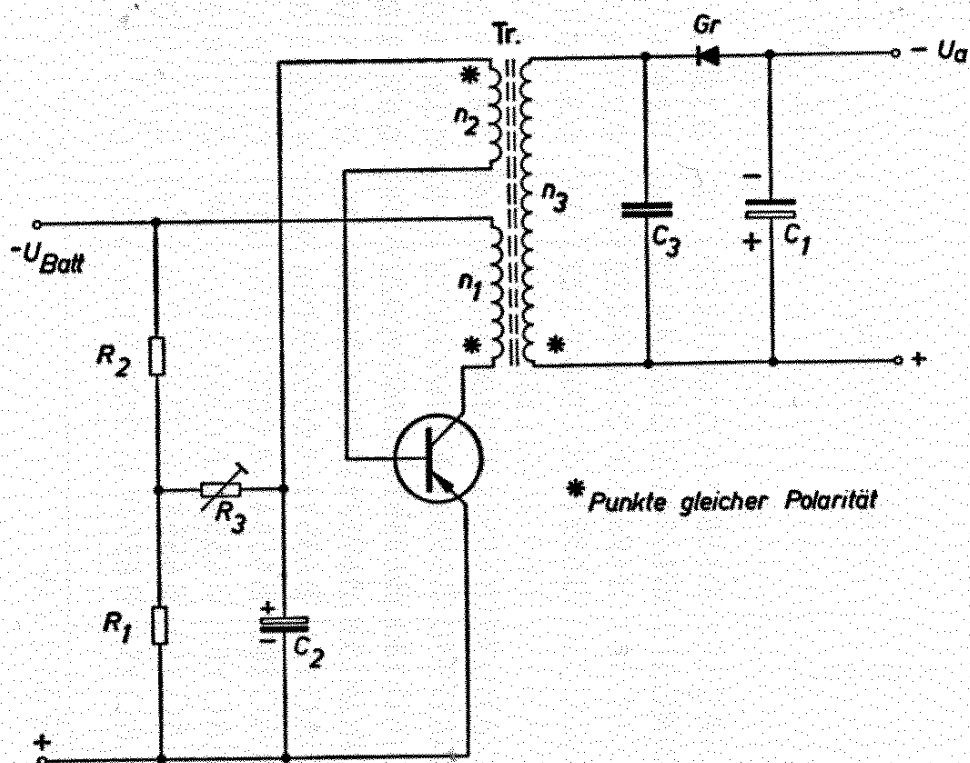


Bild 3.16

Die in den Tabellen 8 und 9 benützten Abkürzungen haben folgende Bedeutung:

$U_{\text{Batt}}$	Batteriespannung	$I_c$	Kollektorspitzenstrom
$N_a$	Nennleistung	$n$	Windungszahl
$f$	Schwingfrequenz	$d$	Drahtdurchmesser
$I_{\text{Batt}}$	Batteriestrom	$C$	Kondensator
$U_a$	Ausgangsspannung	$R$	Widerstand
$\eta$	Wirkungsgrad	$Gr$	Gleichrichter (Siliziumdiode)

Tabelle 8

Eintaktgleichspannungswandler nach Bild 3.16

$U_{\text{Batt}}$	$N_2$	$f$	$I_{\text{Batt}}^*$	$U_a$	$\eta^*$	$I_c$		Transistor	Siferrit-Übertrager	$n_1$	$d_1$	$n_2$	$d_2$	$n_3$	$d_3$	$C_1$	$C_3$	$R_1$	$R_2$	$R_3$
						mA	%													
V	W	$\frac{\text{Hz}}{\text{N}}$	mA	V	%	mA				$\frac{\text{W}}{\text{dg}}$	CuL	$\frac{\text{W}}{\text{dg}}$	CuL	$\frac{\text{W}}{\text{dg}}$	$\frac{\text{C}}{\mu\text{L}}$	$\frac{\text{C}}{\mu\text{F}}$	$\frac{\text{C}}{\Omega}$	k $\Omega$	$\frac{\text{C}}{\Omega}$	
6	0,1	15	28	100	60	100	AC 152	B 65541-K 0160-A 022	70	0,13	20	0,05	1400	0,05	1	0,2	10	0,6	500	
6	0,2	10	54	100	62	160	AC 152	B 65541-K 0160-A 022	56	0,19	18	0,05	1120	0,05	1	0,3	10	0,6	500	
6	0,5	5	129	100	65	400	AC 152	B 65541-K 0160-A 022	45	0,25	14	0,1	800	0,05	1	0,5	10	0,6	500	
6	1	5	259	100	62	600	AC 153	B 65541-K 0160-A 022	32	0,3	10	0,12	630	0,06	1	0,6	10	0,6	500	
6	2	15	444	100	75	1100	AD 130	B 65541-K 0160-A 022	13	0,4	3	0,2	240	0,1	1	2,2	5	0,3	10	
6	2	3	444	100	75	1000	AD 130	B 65561-K 0160-A 022	34	0,45	8	0,2	645	0,1	4	9	5	0,3	10	
6	5	15	1245	100	67	2500	AD 130	B 65561-K 0160-A 022	83	0,5	3	0,4	170	0,2	1	5	5	0,3	10	
6	5	3	1158	100	72	2500	AD 130	B 65561-K 0160-A 022	34	0,45	9	0,2	750	0,1	4	17	5	0,3	10	
6	10	3	2380	100	70	5000	AD 133	B 65571-A 0000-R 026	16	0,7	5	0,3	330	0,15	4	50	2	0,2	10	
12	0,1	15	14	100	60	50	AC 151	B 65541-A 0000-R 026	140	0,09	20	0,05	1400	0,05	1	0,2	20	2,5	500	
12	0,2	10	27	100	62	80	AC 152	B 65541-A 0000-R 026	112	0,13	18	0,05	1120	0,05	1	0,3	20	2,5	500	
12	0,5	5	64	100	65	200	AC 152	B 65541-A 0000-R 026	90	0,17	14	0,1	800	0,05	1	0,5	20	2,5	500	
12	1	5	134	100	62	400	AC 153	B 65541-K 0000-R 026	64	0,21	10	0,12	630	0,06	1	0,6	10	1,2	500	
12	2	15	209	100	80	550	AC 153	B 65541-K 0000-R 026	26	0,33	3	0,2	225	0,1	1	2,5	10	1,2	50	

 $C_2: 1 \mu\text{F}$ 

Gr: Siliziumdiode BA 105

\* ohne Spannungsteiler  $R_1/R_2$

Tabelle 9

Eintaktgleichspannungswandler nach Bild 3.16

$U_{\text{Batt}}$	$N_a$	$f$	$I_{\text{Batt}}^*$	$U_a$	$\eta^*$	$I_c$	Transistor	Siferrit-Übertrager	$n_1$	$d_1$	$n_2$	$d_2$	$n_3$	$d_3$	$C_1$	$C_3$	$R_1$	$R_2$	$R_3$
V	W	KHz	mA	V	%	mA									$\mu\text{F}$	nF	$\Omega$	k $\Omega$	$\Omega$
12	2	3	220	100	75	500	AC 153	B 65561-A 0000-R 026	68	0,33	8	0,2	610	0,1	4	9	10	1,2	50
12	5	15	560	100	75	1200	AD 130	B 65561-A 0000-R 026	162	$\times 0,5$	2	0,4	140	0,2	1	5	5	0,6	25
12	5	3	580	100	72	1200	AD 130	B 65561-A 0000-R 026	68	0,33	9	0,2	620	0,1	4	20	5	0,6	25
12	10	3	1200	100	70	2500	AD 130	B 65571-A 0000-R 026	32	0,5	5	0,3	300	0,15	4	50	5	0,6	10
24	0,1	15	7	100	60	25	ASY 48	B 65541-K 0160-A 022	280	0,06	20	0,05	1400	0,05	1	0,2	20	5	500
24	0,2	10	14	100	62	40	ASY 48	B 65541-K 0160-A 022	224	0,09	18	0,05	1120	0,05	1	0,3	20	5	500
24	0,5	5	33	100	65	100	ASY 48	B 65541-K 0160-A 022	180	0,12	14	0,10	800	0,05	1	0,5	20	5	500
24	1	5	67	100	62	200	ASY 48	B 65541-K 0160-A 022	128	0,14	10	0,12	630	0,06	1	0,6	20	5	500
24	2	15	104	100	80	260	ASY 48	B 65541-K 0000-R 026	52	0,24	3	0,2	220	0,1	1	2,5	10	2,5	50
24	2	3	104	100	80	260	ASY 48	B 65561-A 0000-R 026	136	0,24	8	0,2	600	0,1	4	9	10	2,5	50
24	5	5	280	100	76	600	AD 131	B 65561-A 0000-R 026	32	0,5	2	0,4	140	0,2	1	5	5	1,2	50
24	5	3	270	100	78	600	AD 131	B 65561-A 0000-R 026	136	0,24	8	0,2	630	0,1	4	20	5	1,2	50
24	10	3	550	100	75	1200	AD 131	B 65571-A 0000-R 026	64	0,35	5	0,3	290	0,15	4	50	5	1,2	25

 $C_2$ : 1  $\mu\text{F}$ 

Gr: Siliziumdiode BA 105

\* ohne Spannungsteiler  $R_1/R_2$

### 3.7 Gleichspannungswandler mit Siebung

Transistorzerhacker können bei wesentlich höheren Frequenzen betrieben werden als die mechanischen Zerhacker. Deshalb ist es hier auch wesentlich einfacher, eine gute Siebung der Ausgangsspannung zu erreichen. Das Bild 3.17 zeigt die Schaltung eines Eintaktdurchflußwandlers mit Siebung. Wenn an dieselbe Batterie auch noch andere, stöempfindliche Verbraucher angeschlossen sind, so muß nicht nur am Ausgang, sondern auch am Eingang eine Siebung vorgenommen werden, weil der vom Durchflußwandler aufgenommene Strom ein pulsierender Gleichstrom ist. Die hier angegebene Schaltung ist umschaltbar für den Betrieb bei 7 und 14 V (6 und 12 V).

#### Technische Daten

Batteriespannung	7 oder 14 V
Batteriestrom	1,1 A
Brummstrom mit Siebung am Eingang	10 mA
Ausgangsspannung	125 V
Brummspannung mit Siebung am Ausgang	etwa 0,5 mV
Schwingfrequenz	etwa 8 kHz

#### Transformator und Drosseln

Tr: Siferrit-Schalenkern B 65571-A 0000-R 026

$n_1 = 9$  Wdg CuL 0,5 mm  $\phi$

$n_2 = 11$  Wdg CuL 0,35 mm  $\phi$

$n_3 = 6$  Wdg CuL 0,2 mm  $\phi$

$n_4 = 200$  Wdg CuL 0,18 mm  $\phi$

Dr. 1: Siferrit-Schalenkern B 65571-A 0250-A 022

$n_1 = n_2 = 28$  Wdg CuL 0,6 mm  $\phi$

Dr. 2: Siferrit-Schalenkern B 65571-A 0250-A 022

$n = 600$  Wdg CuL 0,15 mm  $\phi$

Gr: Selen-Flachgleichrichter E 155 C 90

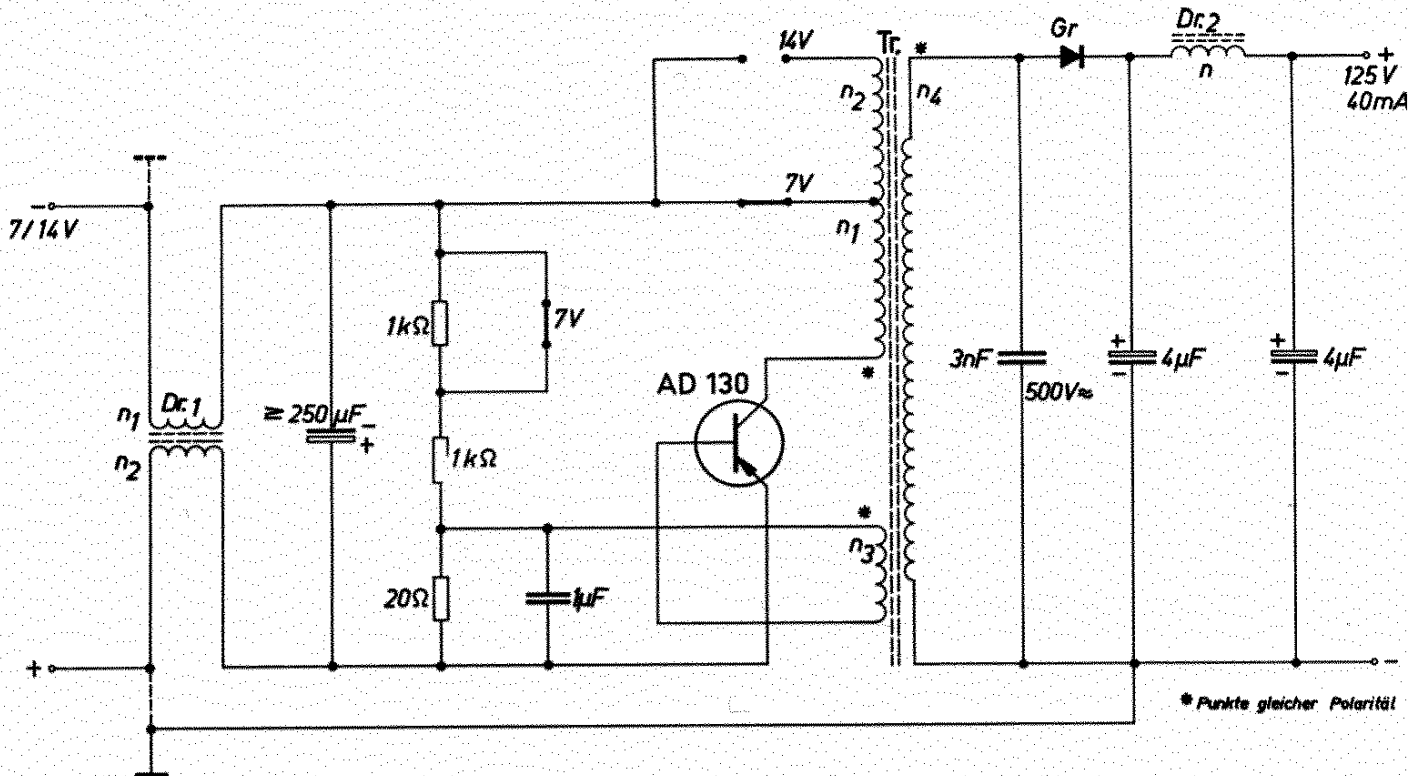
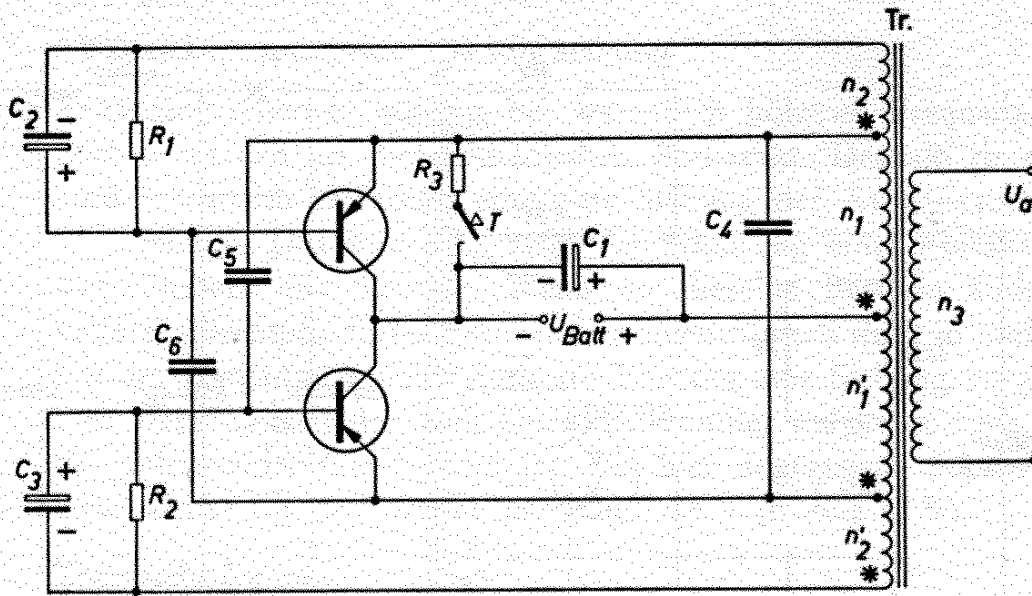


Bild 3.17

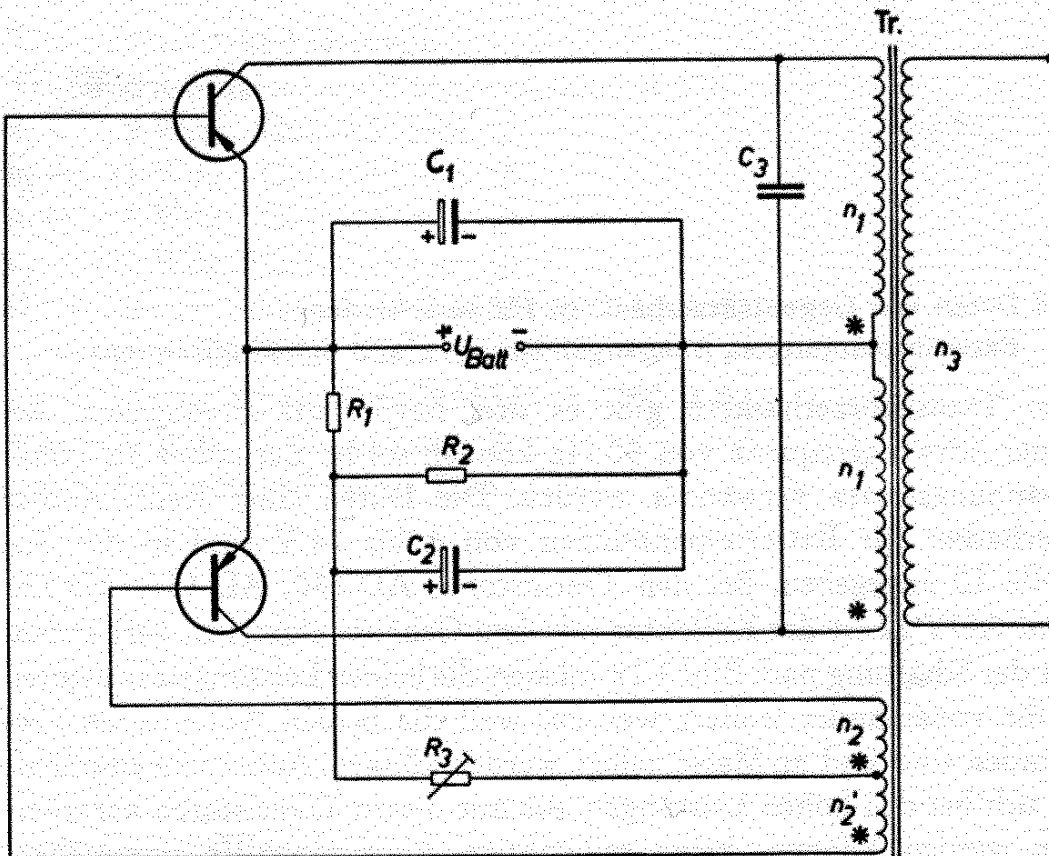
### 3.8 Daten von Gegentaktzerhackern für verschiedene Batteriespannungen, Ausgangsleistungen und Schwingfrequenzen

Bei Transistorzerhackern gibt es drei bevorzugte Frequenzen. Bei einer Schwingfrequenz von 50 Hz können solche Zerhacker als Netzspannungsersatz verwendet werden. Die Daten einer Reihe solcher Zerhacker für Batteriespannungen von 6 bis 24 V sind in der Tabelle 10 angegeben. Bei den Transistoren AD 130, AD 131, AD 133 und AUY 22 ist der Kollektor mit dem Gehäuse elektrisch verbunden. In der Schaltung nach Bild 3.18 müssen die beiden Leistungstransistoren nicht voneinander isoliert werden, weil die beiden Kollektoren verbunden sind und an Masse gelegt werden können. Außerdem empfiehlt es sich bei den hohen Leistungen, die mit diesen Transistoren verarbeitet werden können, keine selbsttätige Anschwinghilfe vorzusehen, sondern das Anschwingen durch eine eigene Taste zu erzwingen. Diese Methode wirkt wie eine elektronische Sicherung, weil bei Überlastung des Zerhackers die Schwingung aussetzt.



\* Punkte gleicher Polarität

Bild 3.18



\* Punkte gleicher Polarität

Bild 3.19

Tabelle 10

Gegentaktrizerhacker für eine Schwingfrequenz von 50 Hz nach Bild 3.18

$U_{\text{Batt}}$	$N_a$	$I_{\text{Batt}}$	$U_a$	$\eta$	Tran- sistoren 2 Stück	Trans- for- mator	$n_1$ $n_1'$	$d_1$ $d_1'$	$n_2$ $n_2'$	$d_2$ $d_2'$	$n_3$	$d_3$	$R_1$	$R_2$	$R_3$	$C_1$	$C_2$	$C_3$	$C_4$	$C_5$	$C_6$	
																						$\mu\text{F}$
V	W	A	V	%			$\Delta$	CuL	$\Delta$	CuL	$\Delta$	CuL	$\Omega$	$\Omega$	$\Omega$	$\mu\text{F}$	$\mu\text{F}$	$\mu\text{F}$	$\mu\text{F}$	$\mu\text{F}$	$\mu\text{F}$	$\mu\text{F}$
6	10	2,4	220	68	AD 130	M 55	65	0,8	30	0,5	3000	0,15	5	5	50	50						
6	20	4,3	220	79	AD 133	M 65	40	1,2	17	0,5	1700	0,24	5	5	50	100						
6	50	12	220	70	AD 133	M 85	22	1,7	12	0,5	1050	0,4	1	1	50	500						
12	10	1,2	220	72	AD 130	M 55	130	0,55	30	0,5	2800	0,14	5	5	50	50						
12	20	2	220	81	AD 130	M 65	80	0,85	18	0,5	1600	0,24	5	5	50	100						
12	50	5,1	220	82	AD 133	M 85	44	1,3	8	0,5	900	0,4	5	5	50	500						
12	100	10,4	220	80	AD 133	M 102b	28	1,8	7	1,0	590	0,6	2	2	70	500						
24	10	0,55	220	75	AD 131	M 55	260	0,37	30	0,5	2770	0,15	5	5	120	50				4*		
24	20	1	220	81	AD 131	M 65	160	0,6	15	0,5	1600	0,24	5	5	120	100						
24	50	2,5	220	83	AD 131	M 74	100	0,9	15	0,6	1000	0,37	5	5	120	500						
24	100	5	220	82	AUY 22	M 102a	85	1,2	7	0,6	860	0,5	5	5	120	500	500	500			4*	4*
24	150	8	220	78	AUY 22	M 102b	58	1,5	25	0,65	800	0,5	10	10	100	500						

\* Keine Elektrolytkondensatoren verwenden

Alle Transformatoren: Dyn.-Bl. IV/0,35 o. L. wechselsinnig geschichtet,  $n_1 = n_1'$ ,  $n_2 = n_2'$  bifilar gewickelt



Tabelle 11

Gegentaktzerhacker für eine Schwingfrequenz von 500 Hz nach Bild 3.19

$U_{\text{Batt}}$	$N_a$	$I_{\text{Batt}}$	$U_a$	$\eta$	$f_c$	Transistoren 2 Stück	Transfor- mator	$n_1$ $n_1'$	$d_1$ $d_1'$	$n_2$ $n_2'$	$d_2$ $d_2'$	$n_3$	$d_3$	$R_1$	$R_2$	$R_3$	$C_1$	$C_2$	$C_3^*$
6	2	0,5	220	68	0,8	AC 153	M 42	109	0,40	36	0,2	4570	0,09	5	5	0 bis 25	25	50	
6	5	1,15	220	71	2	AD 148	M 42	65	0,65	22	0,3	2780	0,10	2	5	0 bis 25	25	50	
6	10	2,5	220	66	3,8	AD 130	M 55	41	1,0	17	0,3	1850	0,2	2	5	0 bis 5	50	50	
6	25	5,6	220	75	9	AD 133	M 55	24	1,2	10	0,4	980	0,26	2	5	0 bis 5	50	50	
12	2	0,25	220	66	0,4	AC 153	M 42	275	0,28	50	0,2	6000	0,07	5	0,6	0 bis 25	25		
12	5	0,55	220	76	1,5	AD 148	M 42	110	0,50	18	0,3	1980	0,12	5	0,6	0 bis 25	25		
12	10	1,15	220	73	2,5	AD 148	M 55	56	0,85	12	0,4	1100	0,25	2	0,25	0 bis 10	50		
12	25	2,75	220	75	4,5	AD 130	M 55	48	0,85	10	0,4	1000	0,26	2	0,25	0 bis 5	50		
12	50	5,2	220	80	8	AD 133	M 65	30	1,3	5	0,4	585	0,43	2	0,25	0 bis 5	100		0,25
24	2	0,12	220	69	0,2	ASY 48	M 42	550	0,19	50	0,2	5930	0,07	5	1,2	0 bis 50	25		0,25
24	5	0,29	220	73	0,55	AD 131	M 42	276	0,30	22	0,2	2850	0,11	5	1,2	0 bis 50	25		0,25
24	10	0,55	220	75	1,7	AD 131	M 55	96	0,65	8	0,4	920	0,26	2	0,6	0 bis 5	50		0,5
24	25	1,25	220	80	2,5	AD 131	M 55	96	0,65	10	0,4	950	0,26	2	0,6	0 bis 5	50		0,5
24	50	2,6	220	81	4	AD 131	M 65	60	0,95	15	0,4	580	0,43	2	0,5	0 bis 5	100		0,5

\* Keine Elektrolytkondensatoren verwenden

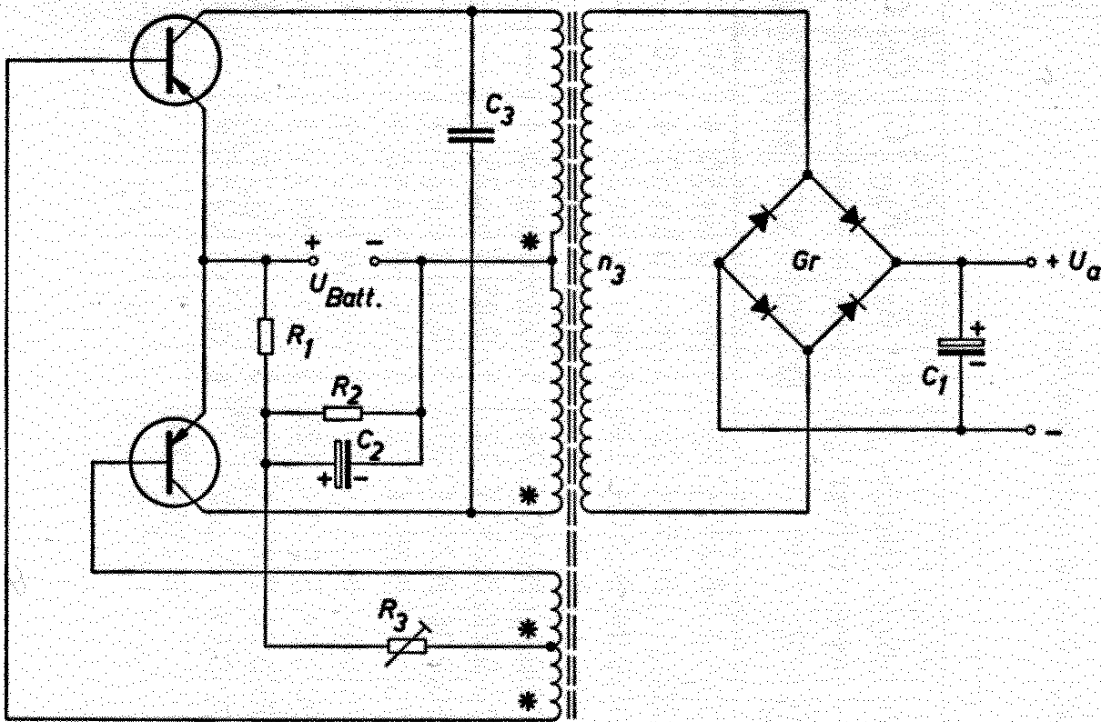
Alle Transformatoren: Dyn.-Bl. IV/0,35, 0,5 L. gleichsinnig geschichtet,  $n_1 = n_1'$ ,  $n_2 = n_2'$  bifilar gewickelt

Tabelle 12

Gleichspannungswandler für höhere Schwingfrequenz nach Bild 3.20

$U_{\text{Bart}}$	$N_a$	$I_{\text{Bart}}$	$U_a$	$\eta$	$f$	$I_c$	Transistoren	Siferrit-Übertrager	$n_1$ $n_1'$	$d_1$ $d_1'$	$n_2$ $n_2'$	$d_2$ $d_2'$	$n_3$	$d_3$	Gleichrichter	$R_1$	$R_2$	$R_3$	$C_1$	$C_2$	$C_3^*$
6	5	1,15	220	74	6,0	1,3	AD 148	B 65561-A 0000-R 026	17	0,5	5	0,2	730	0,1	B 250 C 75	5	4	0 bis 50	4	50	—
6	10	2,35	220	70	5,8	2,5	AD 148	B 65561-A 0000-R 026	17	0,5	6	0,2	720	0,1	B 250 C 75	5	4	0 bis 50	4	50	—
6	25	5,5	220	76	5,0	6	AD 133	B 65581-A 0000-R 026	7	1,0	3	0,4	280	0,24	B 250 C 125	5	4	0 bis 25	4	50	—
12	5	0,55	220	76	6,0	0,8	AD 148	B 65561-A 0000-R 026	35	0,35	4	0,2	700	0,1	B 250 C 75	5	0,25	0 bis 50	4	—	—
12	10	1,12	220	74	5,8	1,3	AD 148	B 65561-A 0000-R 026	35	0,35	5	0,2	730	0,1	B 250 C 75	5	0,25	0 bis 50	4	—	—
12	25	2,85	220	73	5,0	3	AD 130	B 65581-A 0000-R 026	15	0,7	3	0,4	320	0,22	B 250 C 125	5	0,25	0 bis 25	4	—	—
12	50	5,2	220	80	2,0	5,5	AD 133	B 65241-A 0000-R 026	19	1,2	4	0,5	390	0,26	B 250 C 250	5	0,25	0 bis 25	8	—	—
24	5	0,28	220	75	6,0	0,4	AD 131	B 65561-A 0000-R 026	70	0,24	4	0,2	670	0,1	B 250 C 75	5	0,5	0 bis 50	4	—	0,25
24	10	0,55	220	75	5,8	0,7	AD 131	B 65561-A 0000-R 026	70	0,24	4	0,2	675	0,1	B 250 C 75	5	0,5	0 bis 50	4	—	0,5
24	25	1,3	220	80	5,0	1,5	AD 131	B 65581-A 0000-R 026	30	0,48	3	0,4	290	0,24	B 250 C 125	5	0,5	0 bis 25	4	—	0,5
24	50	2,6	220	80	2,0	3	AD 131	B 66241-A 0000-R 026	38	0,9	4	0,5	375	0,26	B 250 C 250	5	0,5	0 bis 25	8	—	0,5
24	100	4,8	220	88	1,5	5,5	AUY22	B 66251-A 0000-R 026	28	1,2	3	0,5	270	0,58	2 Stück	5	0,5	0 bis 25	8	—	0,5
															B 250 C 250						

\* Keine Elektrolytkondensatoren verwenden  
 $m_1 = n_1'$ ,  $n_2 = n_2'$  bifilar gewickelt



\* Punkte gleicher Polarität

Bild 3.20

Für die Zerhacker mit höherer Schwingfrequenz müssen alle Transistoren AD 148, AD 130, AD 131, AD 133 und AUY 22 isoliert eingebaut werden. Dies ist wegen der kleineren umgesetzten Leistungen ohne weiteres zulässig. Der Schwingtransformator wird wesentlich kleiner, wenn eine etwas höhere Schwingfrequenz verwendet wird. Sehr günstig ist hier die Frequenz von 500 Hz. In der Tabelle 11 sind Zerhacker für eine solche Schwingfrequenz angegeben. Die erzielbare Ausgangsleistung ist hier zum Teil etwas kleiner, weil wegen der vielen Umschaltungen in der Zeiteinheit die Verlustleistung an den Transistoren größer ist.

Soll die Ausgangsspannung eines Transistorzerhackers wieder gleichgerichtet werden, arbeitet also der Zerhacker als Gleichspannungswandler, so wird der Aufwand für die Siebung um so kleiner, je höher die Schwingfrequenz ist. In der Tabelle 12 sind die Daten von Zerhackern angegeben für eine Schwingfrequenz von 1,5 bis 6 kHz. Bei diesen Schwingfrequenzen müssen Ferritübertrager verwendet werden. Die Schwingfrequenz wurde hier gerade so hoch gewählt, daß mit den verwendeten Transistoren noch ein guter Wirkungsgrad erzielt werden kann.

Die in den Tabellen verwendeten Abkürzungen haben folgende Bedeutung:

$U_{\text{Batt}}$	Batteriespannung	$n$	Windungszahl
$N_a$	Ausgangsleistung	$d$	Drahtdurchmesser
$I_{\text{Batt}}$	Batteriestrom	$I_c$	Kollektorspitzenstrom
$U_a$	Ausgangsspannung	Gr	Brückengleichrichter
$\eta$	Wirkungsgrad	$R$	Widerstand
$f$	Schwingfrequenz	$C$	Kondensator

Für die Übertrager in den Tabellen 10 und 11 wurde durchwegs Dyn.-Bl. IV/0,35 verwendet. Bei den Übertragern der Tabelle 10 wurden Bleche ohne Luftspalt verwendet, die wechselsinnig geschichtet werden. Für die Übertrager nach Tabelle 11 sind Bleche mit einem Luftspalt von 0,5 mm gleichsinnig zu schichten. Die durch gleiche Indizes gekennzeichneten Wicklungen eines Übertragers, z. B.  $n_1$  und  $n_1'$ , sind gleich groß und grundsätzlich bifilar zu wickeln.

Für die verschiedenen Zerhacker können Transistoren aus dem gesamten Streubereich der Stromverstärkung verwendet werden. Für einen Zerhacker sollen jedoch immer nur zwei Transistoren aus einer im Datenblatt angegebenen Stromverstärkungsgruppe eingesetzt werden.

### 3.9 Gleichspannungswandler für 2000 V

Für Anwendungsfälle, bei denen eine hohe konstante Ausgangsspannung bei geringer, aber veränderlicher Last benötigt wird, ist die Schaltung nach Bild 3.21 geeignet. Durch Spannungsverdopplung am Ausgang wird eine Gleichspannung von 2000 V erzeugt an einem Lastwiderstand von  $\geq 80 \text{ M}\Omega$ .

#### Technische Daten

Batteriespannung 3 V  
Ausgangsspannung 2000 V an  $R_a \geq 80 \text{ M}\Omega$

#### Transformator

Tr: Siferrit-Schalenkern B 65581-A 0000-R 022

$n_1 = n_1' = 2 \times 10 \text{ Wdg}$  CuL 0,6 mm  $\phi$

$n_2 = n_2' = 2 \times 5 \text{ Wdg}$  CuL 0,25 mm  $\phi$

$n_3 = 3300 \text{ Wdg}$  CuL 0,07 mm  $\phi$

Gr: Selen-Stabgleichrichter ST E 750 C 0,5

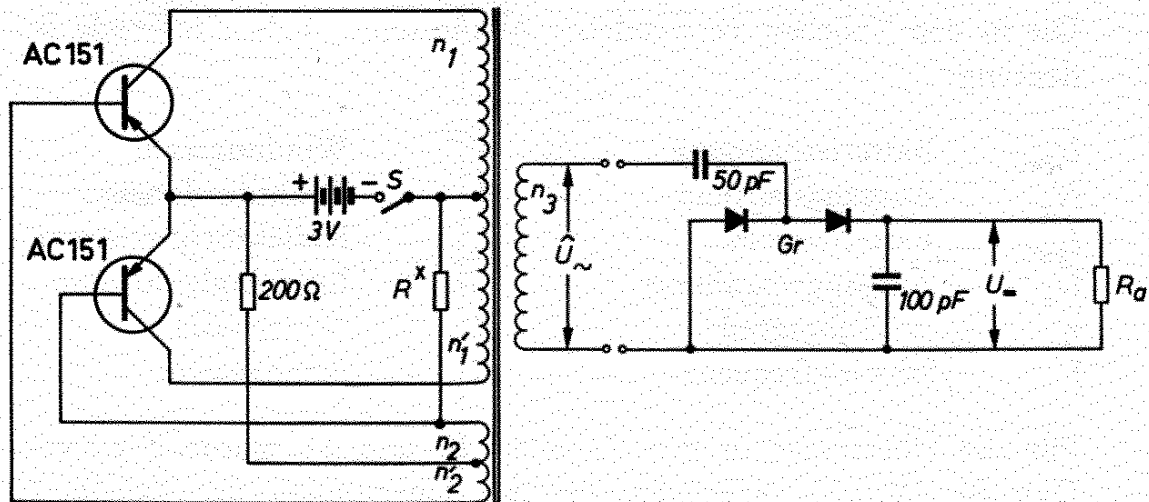


Bild 3.21

### 3.10 Gleichspannungswandler mit hoher Schwingfrequenz

Eine vorteilhafte Zerkhackerschaltung, deren Betriebsfrequenz — wie dies manchmal gewünscht wird — über dem Hörbereich liegt, zeigt das Bild 3.22. Der Zerkhacker arbeitet bei einer Schwingfrequenz von 17 kHz und kann mit einer Batteriespannung von 7 oder 14 V betrieben werden. Die Anzahl der Umschaltkontakte wurde möglichst klein gehalten. Bis zu einer Temperatur von  $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$  schwingt der Zerkhacker sicher an. Der Wirkungsgrad beträgt im Betrieb mit 7 V Batteriespannung etwa 65%, bei einer Batteriespannung von 14 V etwa 80%.

#### Technische Daten

Batteriespannung	7 und 14 V
Ausgangsspannung	100 V
Ausgangsleistung	3 W
Wirkungsgrad	65 bzw. 80 %
Schwingfrequenz	17 kHz

#### Transformator

Tr: Siferrit-Schalenkern B 65571-A 0160-A 022

$n_1 = n_1' = 18\text{ Wdg}$  CuL 0,35 mm  $\phi$  (bifilar)

$n_2 = n_2' = 16\text{ Wdg}$  CuL 0,2 mm  $\phi$  (bifilar)

$n_3 = n_3' = 7\text{ Wdg}$  CuL 0,2 mm  $\phi$  (bifilar)

$n_4' = 270\text{ Wdg}$  CuL 0,15 mm  $\phi$

Gr: Selen-Flachgleichrichter SSF B 125 C 140

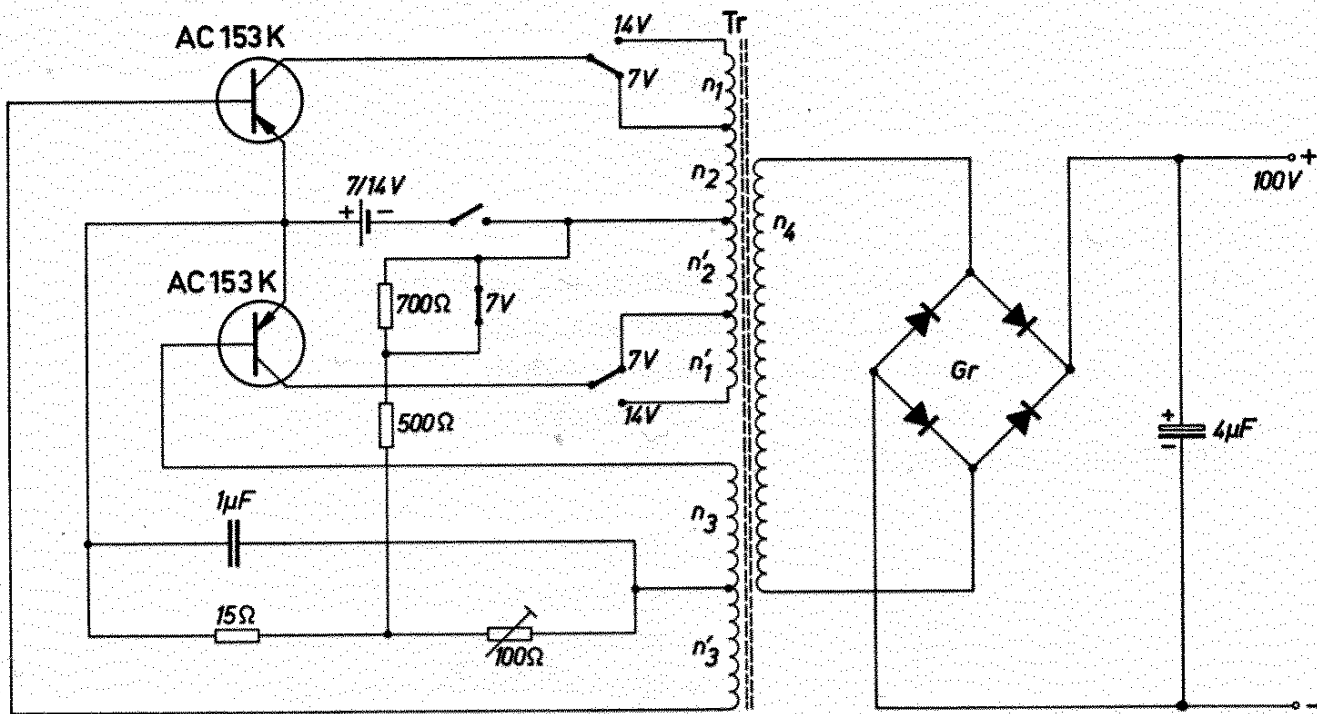


Bild 3.22

### 3.11 Gleichspannungswandler 12 V, 50 W

Als Ergänzung zu den in den Tabellen 10 bis 12 angegebenen Gegen-taktzerhackern wird in Bild 3.23 ein solcher für eine Schwingfrequenz von 100 Hz angegeben. Ein Vergleich mit einem Zerhacker gleicher Leistung aus Tabelle 10 zeigt, daß wegen der höheren Schwing-frequenz hier ein wesentlich kleinerer Übertrager verwendet werden kann. Die Schwingfrequenz der Zerhacker nach Tabelle 10 wurde mit 50 Hz festgelegt, damit sie als Netzersatz dienen können. In der Schaltung nach Bild 3.23 ist ein Glied für selbsttätiges Anschwingen vorgesehen. Eine Variante dieser Schaltung zeigt das Bild 3.24. Hier muß das Anschwingen mit Hilfe einer Anschwingtaste erzwungen werden. Die Schaltung nach Bild 3.24 ist jedoch kurzschlußfest.

*Technische Daten für die Schaltungen nach Bild 3.23 und Bild 3.24:*

Batteriespannung	12 V maximal 15 V
Batteriestrom	5,7 A
Leerlaufstrom	0,6 A
Nennleistung	55 W
Ausgangsspannung	220 V

Schwingfrequenz etwa 100 Hz  
 Wirkungsgrad 81 0/0  
 maximal zulässige Transistorgehäusetemperatur 60 °C

**Transformator**

Tr: M 65/27, Dyn.-Bl. IV/0,35; o. L.; wechselsinnig geschichtet

$n_1 = n_2 = 40$  Wdg CuL 1,3 mm  $\phi$  bifilar gewickelt

$n_3 = n_4 = 9$  Wdg CuL 0,5 mm  $\phi$  bifilar gewickelt

$n_5 = 790$  Wdg CuL 0,3 mm  $\phi$  (3,6 Wdg/V)

Gr: Selen-Flachgleichrichter SSF B 250 C 250

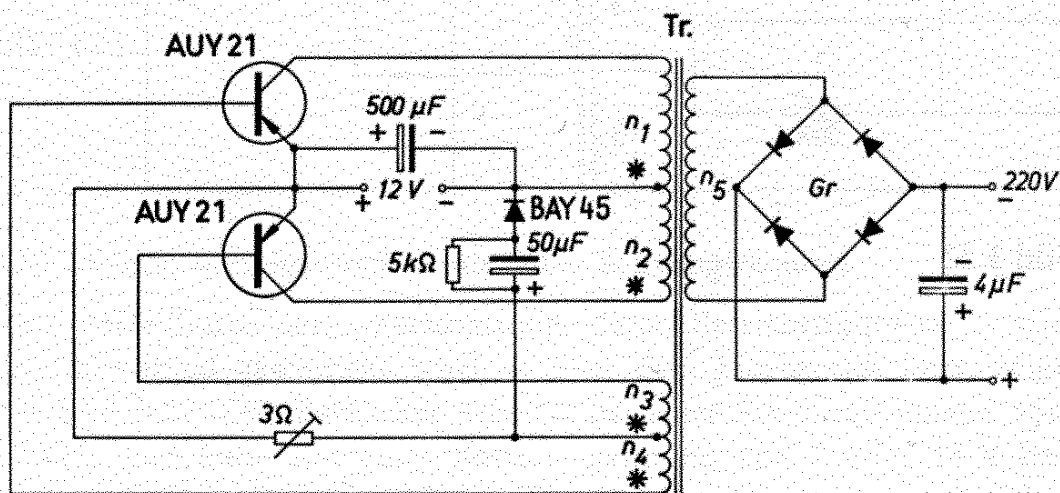


Bild 3.23

\* Punkte gleicher Polarität

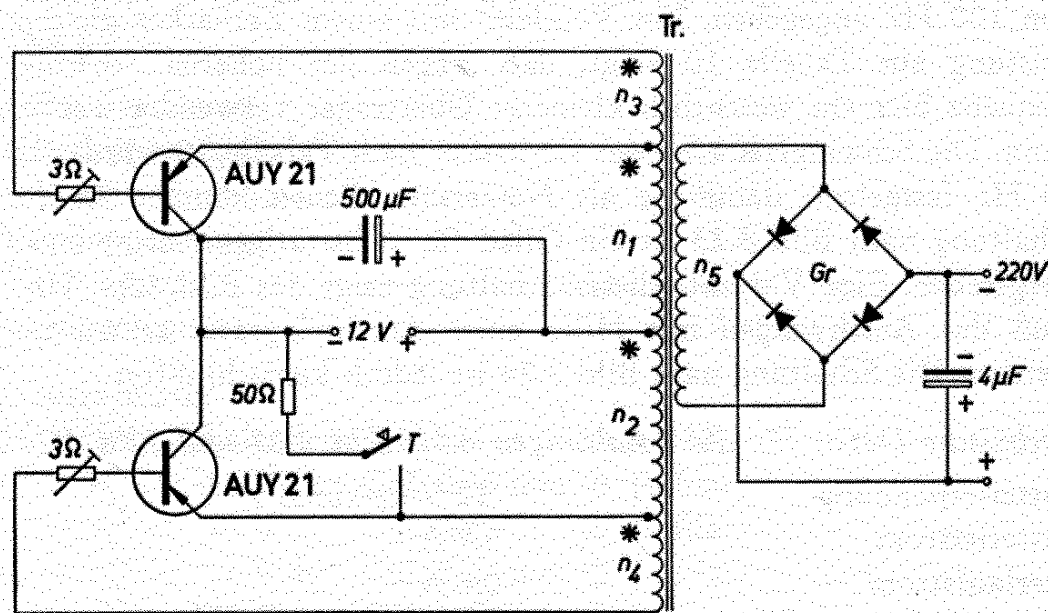


Bild 3.24

\* Punkte gleicher Polarität

### 3.12 Gegentaktzerhacker mit hoher Ausgangsspannung

Die hohe Ausgangsspannung von 20 kV des Spannungswandlers nach Bild 3.25 kann z. B. zur Messung von Isolationswiderständen verwendet werden. Als Übertrager wird ein Fernseh-Zeilentransformator aus Siferrit-Material gewählt. Der Spulenkörper ist aus Pertinaxteilen zusammengesetzt. Die Wicklungen  $n_1$  und  $n_2$  sind als erste einlagig aufgebracht, und zwar in der Form, daß die  $2 \times 3$ -Windungen der Wicklungen  $n_2$  in der Mitte des Körpers liegen und sich die Wicklungen  $n_1$  mit je 7 Windungen rechts und links befinden. Zwischen diesen und der am inneren Ende zu erdenden Hochspannungswicklung  $n_3$  sind 4 Lagen von 0,1 mm dickem Lackpapier angeordnet. Nach je 200 Windungen der Hochspannungswicklung ist eine Lagenisolation von  $1 \times 0,1$  mm Lackpapier vorgesehen. Die Lackpapierstreifen sollen seitlich etwas aufgebogen sein, damit das Durchrutschen einer Windung in eine darunterliegende Lage verhindert wird. Nach der Fertigstellung muß die ganze Wicklung im Vakuum getränkt werden.

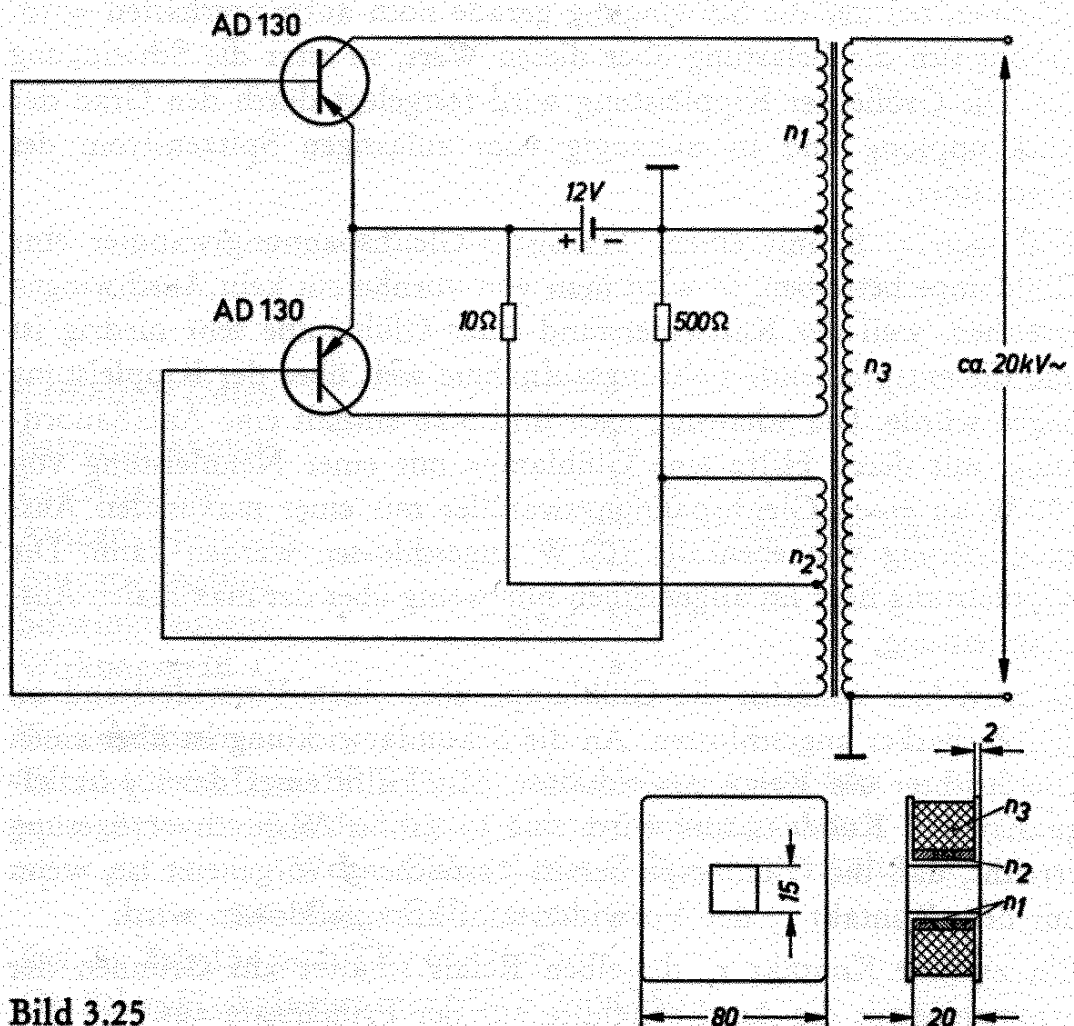


Bild 3.25



**Technische Daten**

Betriebsspannung	12 V
Ausgangsspannung	20 kV
Maximale Ausgangsleistung	5 W
Schwingfrequenz	etwa 2,5 kHz

**Übertrager**

Tr: 2 Stück Siferrit-U-Kerne B 67335 N 22A

$n_1 = 2 \times 7$  Wdg CuL 0,5 mm  $\phi$

$n_2 = 2 \times 3$  Wdg CuL 0,5 mm  $\phi$

$n_3 = 16\ 000$  Wdg CuL 0,1 mm  $\phi$

Maße des Spulenkörpers 80 mm  $\times$  80 mm  $\times$  20 mm

**3.13 Leistungszerhacker für 12 V mit Anlaßschaltung**

Jeder Transistorzerhacker kann auch kurzzeitig keine höhere Leistung abgeben als die sogenannte Kippleistung. Die Kippleistung ist jene Leistung, bei der die Schwingung gerade noch aufrechterhalten wird. Erhöht sich die Belastung über diesen Wert, so setzt die Schwingung aus. Die Größe der Kippleistung wird festgelegt durch den Grad der Rückkopplung und ist abhängig vom zulässigen Spitzenstrom des Transistors.

Will man z. B. mit einem Transistor-Gleichspannungswandler eine Glühlampe betreiben, so wird man von vornherein kein Anschwingen erreichen, weil der Kaltwiderstand einer Glühlampe sehr niedrig ist und die entsprechende Leistungsaufnahme weit über der Kippleistung liegen würde. Die Schaltung nach Bild 3.26 enthält eine Anlaßanordnung, mit deren Hilfe eine Glühlampe mit einer Nennleistung von 100 W an einen Gleichspannungswandler mit einer maximalen Ausgangsleistung von ebenfalls 100 W angeschlossen werden kann. Die Kippleistung liegt im allgemeinen nur wenig über der maximalen Ausgangsleistung.

Es wird hier zunächst die Glühlampe über einen Vorwiderstand an den Zerhacker angeschlossen. An die Sekundärwicklung ist über einen Gleichrichter ein Relais angeschaltet. Mit Hilfe eines dazu parallelgeschalteten Kondensators wird eine so große Ansprechverzögerung erreicht, daß die Glühlampe bereits ausreichend vorgeheizt ist, wenn mit dem Kontakt  $r_2$  der Vorwiderstand kurzgeschlossen wird.

Ein zweiter Kontakt  $r_1$  desselben Relais schaltet aus Gründen der Stromersparnis die Anschwinghilfe auf der Primärseite aus.

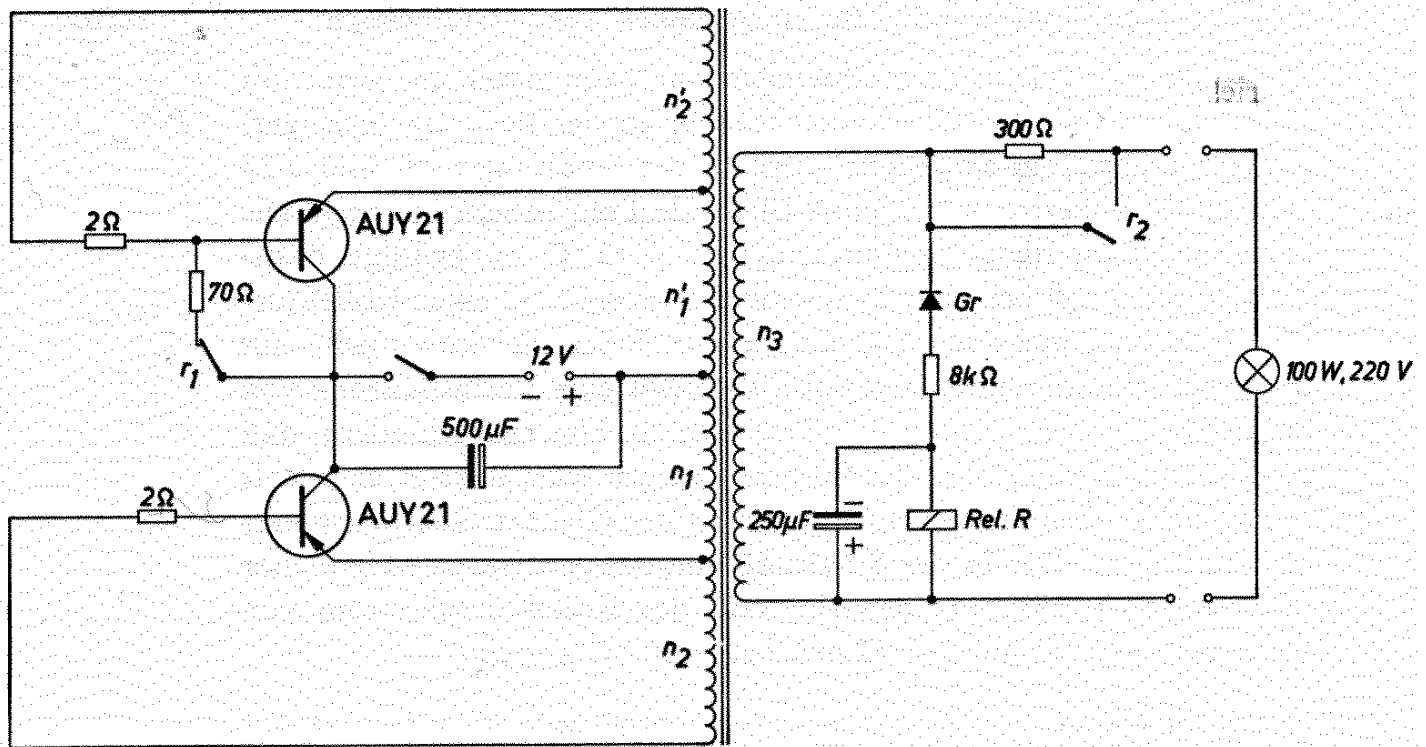


Bild 3.26

*Technische Daten*

Batteriespannung	12 V
Batteriestrom	10 A
Ausgangsspannung	220 V (Rechteckspannung)
Ausgangsleistung	100 W
Schwingfrequenz	etwa 50 Hz
Wirkungsgrad	83 ‰

*Transformator*

Tr: M 102/52 Dyn.-Bl. VI/0,35; wechselsinnig geschichtet

$n_1 = n_1' = 28$  Wdg CuL 1,8 mm  $\phi$  bifilar gewickelt

$n_2 = n_2' = 7$  Wdg CuL 1,2 mm  $\phi$  bifilar gewickelt

$n_3 = 590$  Wdg CuL 0,6 mm  $\phi$

Rel. R: Trls 154 nach TBv 65426/93d

Gr: Selen-Flachgleichrichter SSF E 250 C 50

### 3.14 Gleichspannungswandler für einen großen Temperaturbereich

Zerhacker mit Transistoren schwingen nur dann sicher an, wenn mit Hilfe einer passenden Gleichvorspannung an der Basis ein (geringer) Kollektorruehstrom eingestellt wird. In der Schaltung nach Bild 3.27 muß dieser Ruhestrom  $\geq 0,5 \text{ mA}$  für beide Transistoren betragen. Die zur Einstellung dieses Stromwertes bei  $-40^\circ\text{C}$  notwendige Basis-Vorspannung ruft bei einer Temperatur von  $+60^\circ\text{C}$  einen Kollektorruehstrom von mehreren  $100 \text{ mA}$  hervor. Setzt die Schwingung aus (z. B. bei sekundärem Kurzschluß), so bleibt eine Verlustleistung von der Größe  $U_{\text{Batt}} \cdot I_{\text{C Ruhe}}$  an den Transistoren. Um zu verhindern, daß diese Verlustleistung über den höchstzulässigen Wert ansteigt, empfiehlt es sich, bei großen Temperaturintervallen den Gleichstromarbeitspunkt zu stabilisieren. Der in der Schaltung vorgesehene Siemens-Heißleiter (Thernewid) K 151,  $4 \Omega$  bewirkt, daß der Kollektorruehstrom von  $1 \text{ mA}$  bei  $-40^\circ\text{C}$  nur auf  $12 \text{ mA}$  bei  $+60^\circ\text{C}$  ansteigt.

#### Technische Daten

Batteriespannung	24 V
Ausgangsspannung	200 V
Ausgangsleistung	20 W
Wirkungsgrad	72 %
Temperaturbereich	$-40$ bis $+60^\circ\text{C}$
Schwingfrequenz	etwa $2,5 \text{ kHz}$

#### Transformator

Tr: Siferrit-Schalenkern B 65591-A 0630-A 022

$n_1 = 2 \times 60 \text{ Wdg}$  CuL  $0,5 \text{ mm } \phi$

$n_2 = 2 \times 7 \text{ Wdg}$  CuL  $0,3 \text{ mm } \phi$

$n_3 = 560 \text{ Wdg}$  CuL  $0,2 \text{ mm } \phi$

Gr: Selen-Flachgleichrichter SSF B 250 C 75

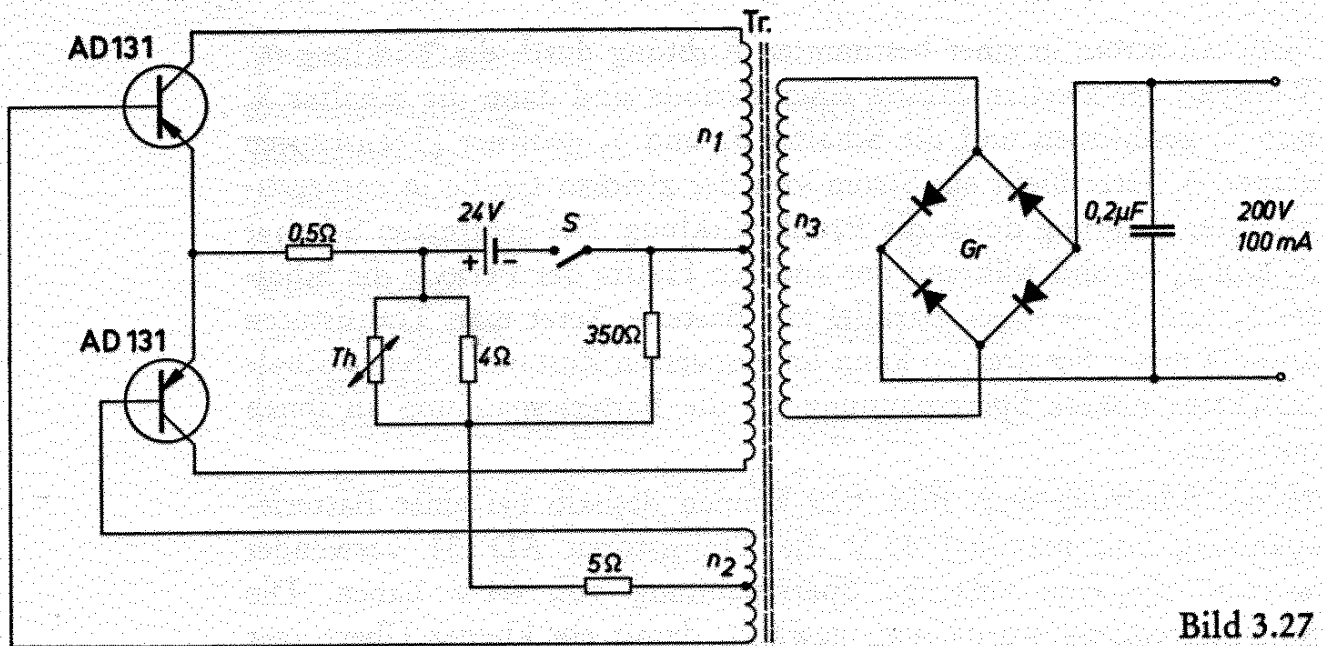


Bild 3.27

### 3.15 Zerhacker für eine Batteriespannung von 36 V

Ebenso wie bei NF-Verstärkern tritt auch bei Transistorzerhackern in der üblichen Schaltung mindestens die doppelte Batteriespannung als Sperrspannung an den Transistoren auf. Will man deshalb höhere Batteriespannungen verwenden, so muß man nach geeigneten Schaltungen suchen. In der Schaltung nach Bild 3.29 tritt an den Transistoren nur eine Sperrspannung in der Höhe der Batteriespannung auf. Das Prinzip dieser Schaltungsart zeigt das Bild 3.28. Die Transistoren sind durch Schalter ersetzt. Sind die Schalter  $S_1$  und  $S_2$  geschlossen, so

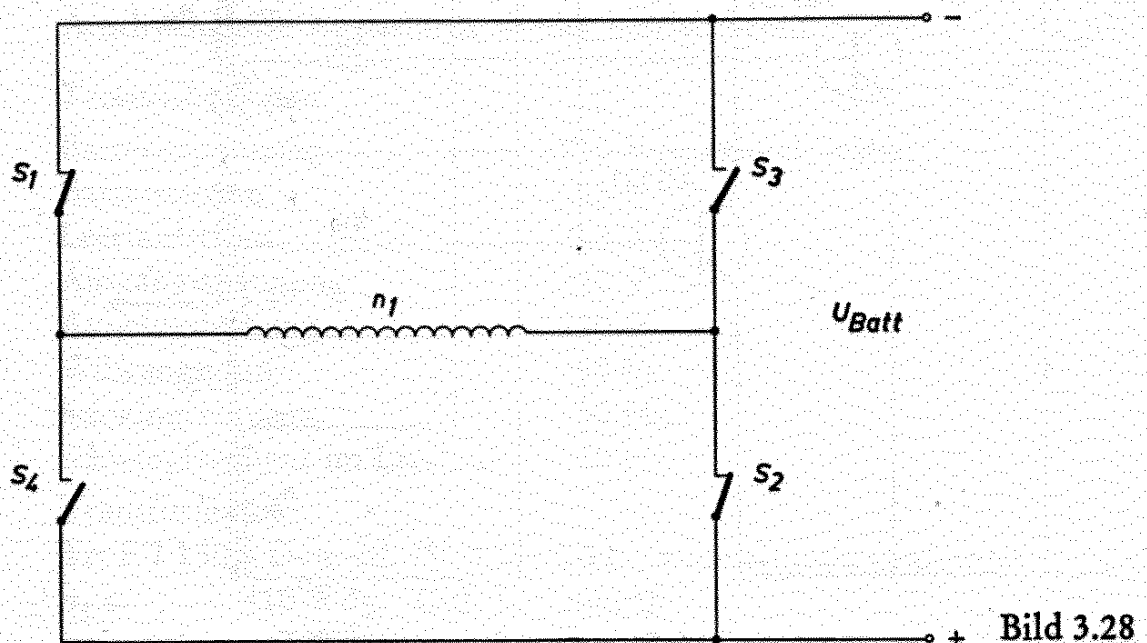


Bild 3.28

fließt ein Strom in einer bestimmten Richtung durch die Wicklung  $n_1$ . Während der zweiten Hälfte einer Periode sind dann die Schalter  $S_3$  und  $S_4$  geschlossen und die Schalter  $S_1$  und  $S_2$  geöffnet (Transistoren gesperrt). Jetzt fließt ein Strom von der gleichen Größe in entgegengesetzter Richtung durch die Primärwicklung. Die geöffneten Schalter  $S_3$  und  $S_4$  — und während der anderen Hälfte der Periode die Schalter  $S_1$  und  $S_2$  — liegen parallel zur Batterie. Setzt man Transistoren anstelle dieser Schalter, so kann im gesperrten Zustand (offener Schalter) keine höhere Sperrspannung als die Batteriespannung an ihnen auftreten.

In der Schaltung nach Bild 3.29 können deshalb bei einer Batteriespannung von maximal 43 V die Transistoren AD 131 verwendet werden, die eine zulässige Sperrspannung von 64 V haben. Die Schwingfrequenz wurde hoch gewählt, damit ein kleiner Übertrager Verwendung finden kann.

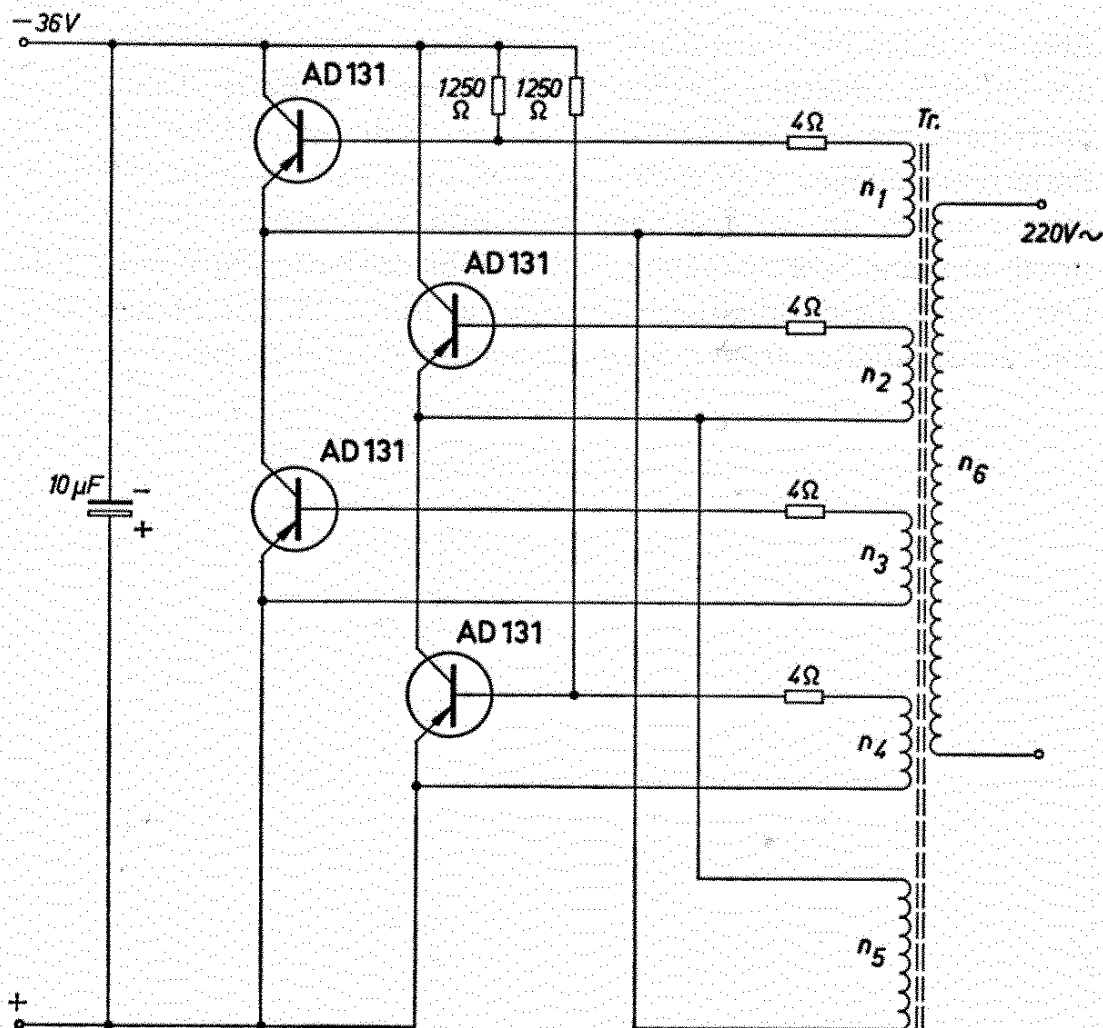


Bild 3.29

*Technische Daten*

Batteriespannung	36 bis 43 V
Batteriestrom	3 A
Ausgangsspannung	220 V
Ausgangsleistung	100 W
Wirkungsgrad	85 %
Schwingfrequenz	etwa 2,5 kHz

## Transformator

Tr: Siferrit-E-Kerne B 66251-A 0800-K 026

$n_1 = n_2 = n_3 = n_4 =$	2 Wdg CuL 0,6 mm $\phi$ gemeinsam gewickelt
$n_5 =$	50 Wdg CuL 1,4 mm $\phi$
$n_6 =$	320 Wdg CuL 0,55 mm $\phi$

**3.16 Zerhacker für eine Batteriespannung von 110 V**

Bei dem Zerhacker nach Bild 3.30 ist das gleiche Schaltungsprinzip angewendet, das oben beschrieben wurde. Wegen der höheren Batteriespannung sind hier in jedem Zweig zwei Transistoren hintereinandergeschaltet. Damit an jedem dieser beiden Transistoren auch mit Sicherheit nur die halbe Sperrspannung auftritt, wurden Symmetrier-Widerstände parallel geschaltet. Als Anschwinghilfe wurde eine eigene Wicklung  $n_7$  am Übertrager vorgesehen. Über diese Wicklung fließt im Augenblick des Anschaltens der Batterie der Ladestromstoß für den Kondensator  $C_1$ . Durch diesen Stromstoß schwingt die ganze Anordnung an. Mit einer geringen Verzögerung spricht das Relais  $A$  an. Der Kontakt  $a_1$  schaltet um, und der Kondensator  $C_1$  wird entladen. Die Anschwinghilfe ist dadurch wieder betriebsbereit.

*Technische Daten*

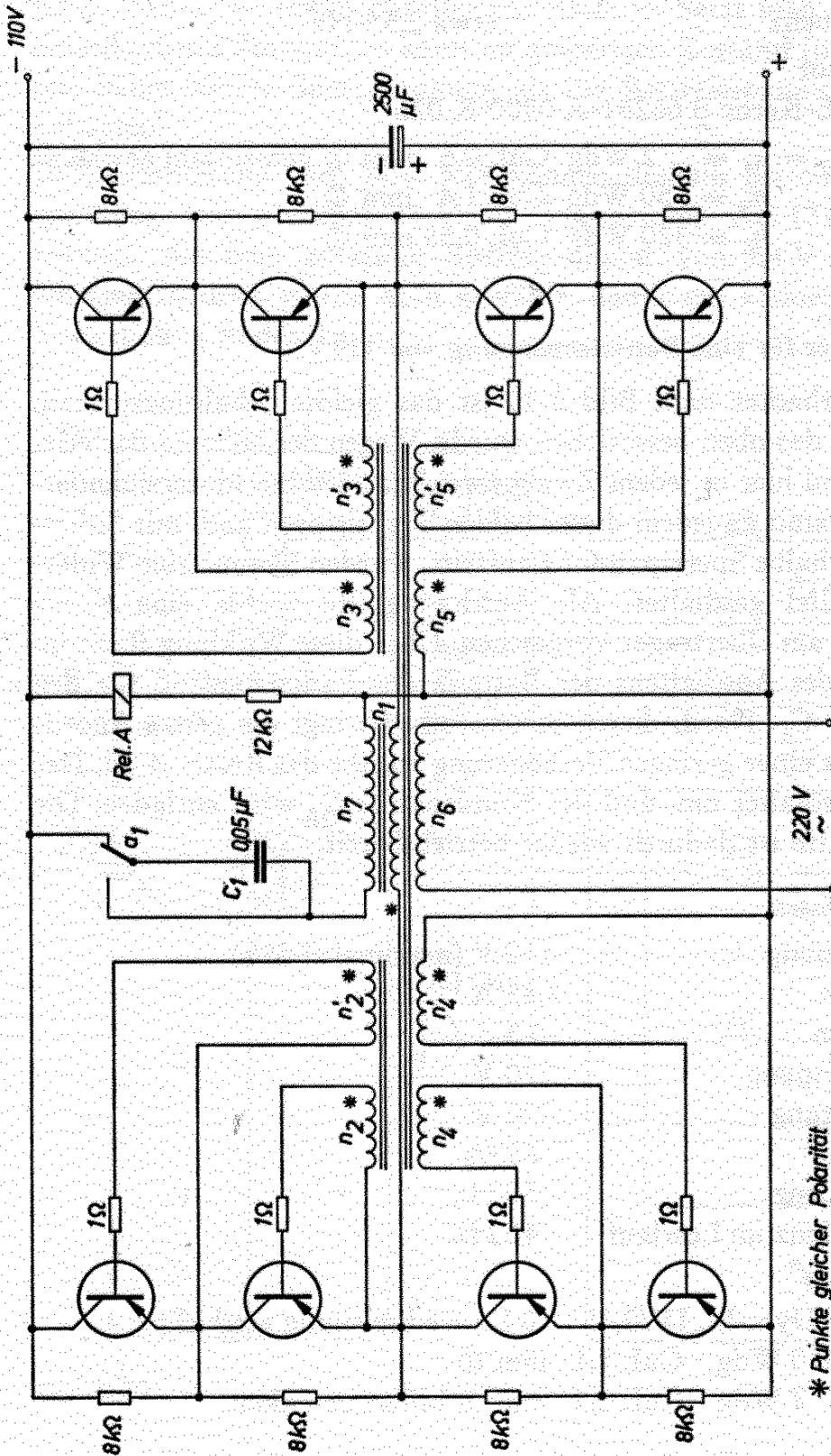
Batteriespannung	110 V (maximal +5%)
Batteriestrom	2,35 A
Leerlaufstrom	0,3 A
Ausgangsspannung	220 V
Ausgangsleistung	220 W
Wirkungsgrad	85 %
Schwingfrequenz	50 Hz
Schwingfrequenz im Leerlauf	40 Hz

## Transformator

Tr: E I 130 a Dyn.-Bl. IV/0,35; 1,0 L.; wechselsinnig geschichtet

$n_1 =$	410 Wdg CuL 1,1 mm $\phi$
$n_2 = n_2' =$	7 Wdg CuL 0,4 mm $\phi$ bifilar gewickelt

$n_3 = n_3' = 7 \text{ Wdg}$  CuL 0,4 mm  $\phi$  bifilar gewickelt  
 $n_4 = n_4' = 7 \text{ Wdg}$  CuL 0,4 mm  $\phi$  bifilar gewickelt  
 $n_5 = n_5' = 7 \text{ Wdg}$  CuL 0,4 mm  $\phi$  bifilar gewickelt  
 $n_6 = 880 \text{ Wdg}$  CuL 0,75 mm  $\phi$   
 $n_7 = 400 \text{ Wdg}$  CuL 0,3 mm  $\phi$   
 Rel. A: Trls 154 nach TBv 65426/93c



\* Punkte gleicher Polarität  
 Alle Transistoren AD 132

Bild 3.30

### 3.17 Zerhacker für 110 V mit geteilter Primärwicklung

In der im Bild 3.32 gezeigten Anordnung ist die im vorigen Beispiel beschriebene Hintereinanderschaltung von Transistoren nicht erforderlich. Die Aufteilung der Sperrspannung erfolgt hier auf andere Weise. Das Prinzip wird im Bild 3.31 gezeigt. Die Transistoren sind wieder als Schalter dargestellt. Wie man sieht, ist die Primärwicklung aufgeteilt in die beiden Wicklungen  $n_1$  und  $n_1'$ . Mit Hilfe der beiden Kondensatoren wird erreicht, daß an den beiden Hälften nie mehr als die halbe Batteriespannung liegt. Sind die Schalter  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  und  $S_4$  geschlossen, so fließt durch beide Wicklungen ein Strom in einer bestimmten Richtung. Während der zweiten Hälfte einer Periode werden die Schalter  $S_5$ ,  $S_6$ ,  $S_7$  und  $S_8$  geschlossen. Die Schalter  $S_1$  bis  $S_4$  sind dann geöffnet. Es fließt nun ein gleich großer Strom in entgegengesetzter Richtung durch beide Wicklungen. Geschieht dieses Spiel periodisch, so entsteht eine Wechselspannung. Die geöffneten Schalter (gesperrten Transistoren) sind immer einer Wicklung parallelgeschaltet. Es kann also keine höhere Sperrspannung als die halbe Batteriespannung auftreten.

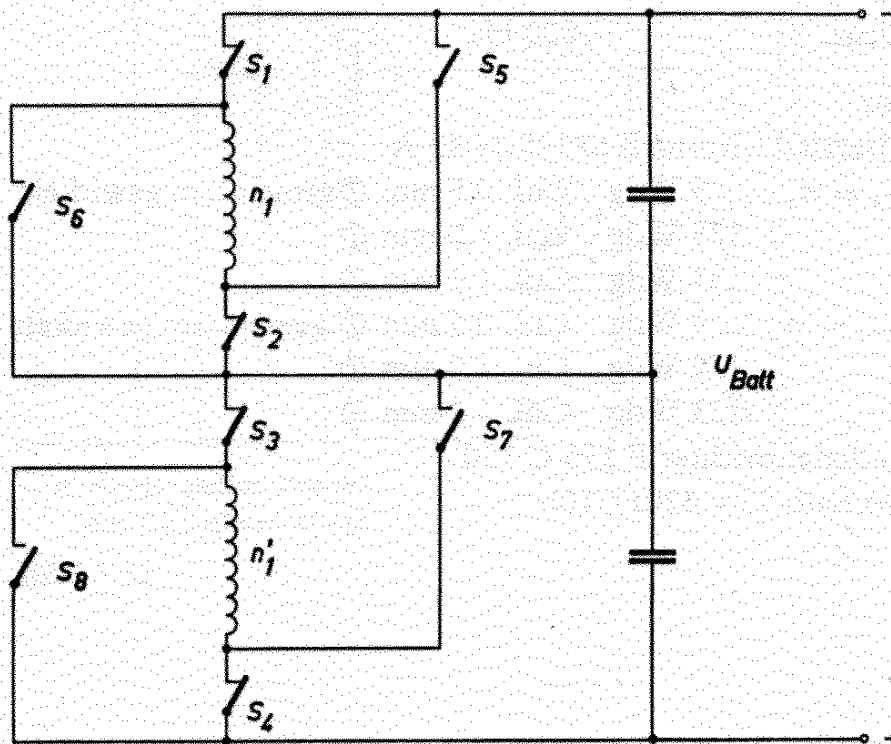


Bild 3.31



In der Schaltung nach Bild 3.32 ist dieses Prinzip praktisch durchgeführt. Weil die Aufteilung der Batteriespannung nur dann im richtigen Maß erfolgt, wenn die beiden Kondensatoren aufgeladen sind, müssen die Transistoren im Augenblick des Einschaltens vor zu hohen Sperrspannungen geschützt werden. Das Anschalten an die Batteriespannung von 110 V erfolgt hier zunächst über einen Vorwiderstand. Sobald an der Sekundärseite eine Spannung auftritt, spricht das *Relais A* an, und der Vorwiderstand wird über den Relaiskontakt  $a_1$  kurzgeschlossen. Im Leerlauf schwingt die Schaltung selbsttätig an. Die Last wird erst über den Relaiskontakt  $a_2$  angeschaltet.

Wegen der hohen Schwingfrequenz wurde hier ein Ferritkern verwendet, und zwar wurden 4 U-Kerne zusammengepackt. An den beiden Schenkeln wurde je ein Wickelkörper angebracht. Auf einem Spulenkörper sind die in der Schaltung mit  $n$  bezeichneten Wicklungen untergebracht, auf dem zweiten Spulenkörper die mit  $w$  bezeichneten.

#### Technische Daten

Batteriespannung	110 V (maximal +5%)
Batteriestrom	2,5 A
Leerlaufstrom	0,3 A
Ausgangsspannung	75 V
Ausgangsleistung	210 W
Wirkungsgrad	77 %
Schwingfrequenz	1000 Hz

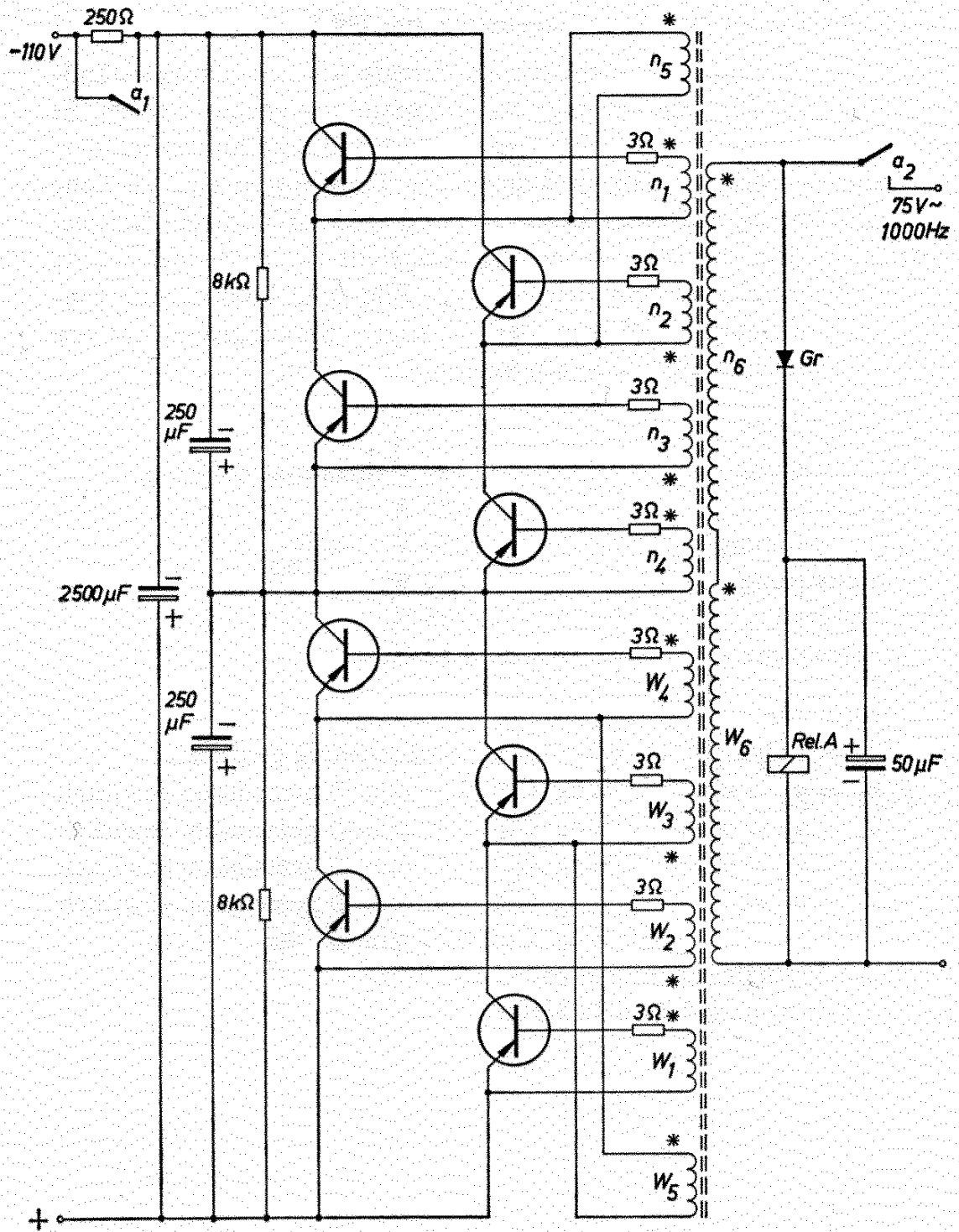
#### Transformator

Tr: 4 Stück Siferrit-U-Kerne B 67335-N 22 A

$n_1 = n_2 = n_3 = n_4 =$	9 Wdg	CuL 0,5 mm $\phi$ gemeinsam gewickelt
$n_5 =$	175 Wdg	CuL 1,0 mm $\phi$
$n_6 =$	133 Wdg	CuL 1,2 mm $\phi$
$w_1 = w_2 = w_3 = w_4 =$	9 Wdg	CuL 0,5 mm $\phi$ gemeinsam gewickelt
$w_5 =$	175 Wdg	CuL 1,0 mm $\phi$
$w_6 =$	133 Wdg	CuL 1,2 mm $\phi$

Gr.: Selen-Flachgleichrichter E 125 C 150

Rel. A: Trls 6a nach TBv 62017/10b



\* Punkte gleicher Polarität  
 Alle Transistoren AD132

Bild 3.32

### 3.18 Zerhacker für eine Batteriespannung von 140 V

Nach dem im Bild 3.31 beschriebenen Prinzip können selbstverständlich Zerhacker für jede beliebige Batteriespannung gebaut werden. Es muß lediglich eine ausreichende Anzahl solcher Blöcke hintereinandergeschaltet werden, so daß an keinem der Transistoren eine zu hohe Spitzenspannung auftreten kann. Im Bild 3.33 ist noch ein Beispiel gezeigt, in dem die Primärwicklung dreigeteilt ist. Auch hier wurde wieder die bereits in dem Beispiel nach Bild 3.32 beschriebene Einschalthilfe angebracht. Wegen der niedrigen Schwingfrequenz von 50 Hz konnte hier ein Blechkern verwendet werden.

#### Technische Daten

Batteriespannung	140 V (maximal +15 %)
Batteriestrom	1,85 A
Ausgangsspannung	220 V
Ausgangsleistung	220 W
Wirkungsgrad	85 %
Schwingfrequenz	etwa 50 Hz

#### Transformator

Tr: E I 130a Dyn.-Bl. IV/0,35; 1,0 L.; wechselsinnig geschichtet

$n_1 = n_2 = n_3 = n_4 = 7$  Wdg CuL 0,4 mm  $\phi$  gemeinsam gewickelt

$n_5 = n_6 = n_7 = n_8 = 7$  Wdg CuL 0,4 mm  $\phi$  gemeinsam gewickelt

$n_9 = n_{10} = n_{11} = n_{12} = 7$  Wdg CuL 0,4 mm  $\phi$  gemeinsam gewickelt

$n_{13} = n_{14} = n_{15} = 175$  Wdg CuL 1,0 mm  $\phi$  gemeinsam gewickelt

$n_{16} = 880$  Wdg CuL 0,75 mm  $\phi$

Gr: Selen-Flachgleichrichter E 250 C 50

Rel. A: Trls 6a nach TBv 62025/10b

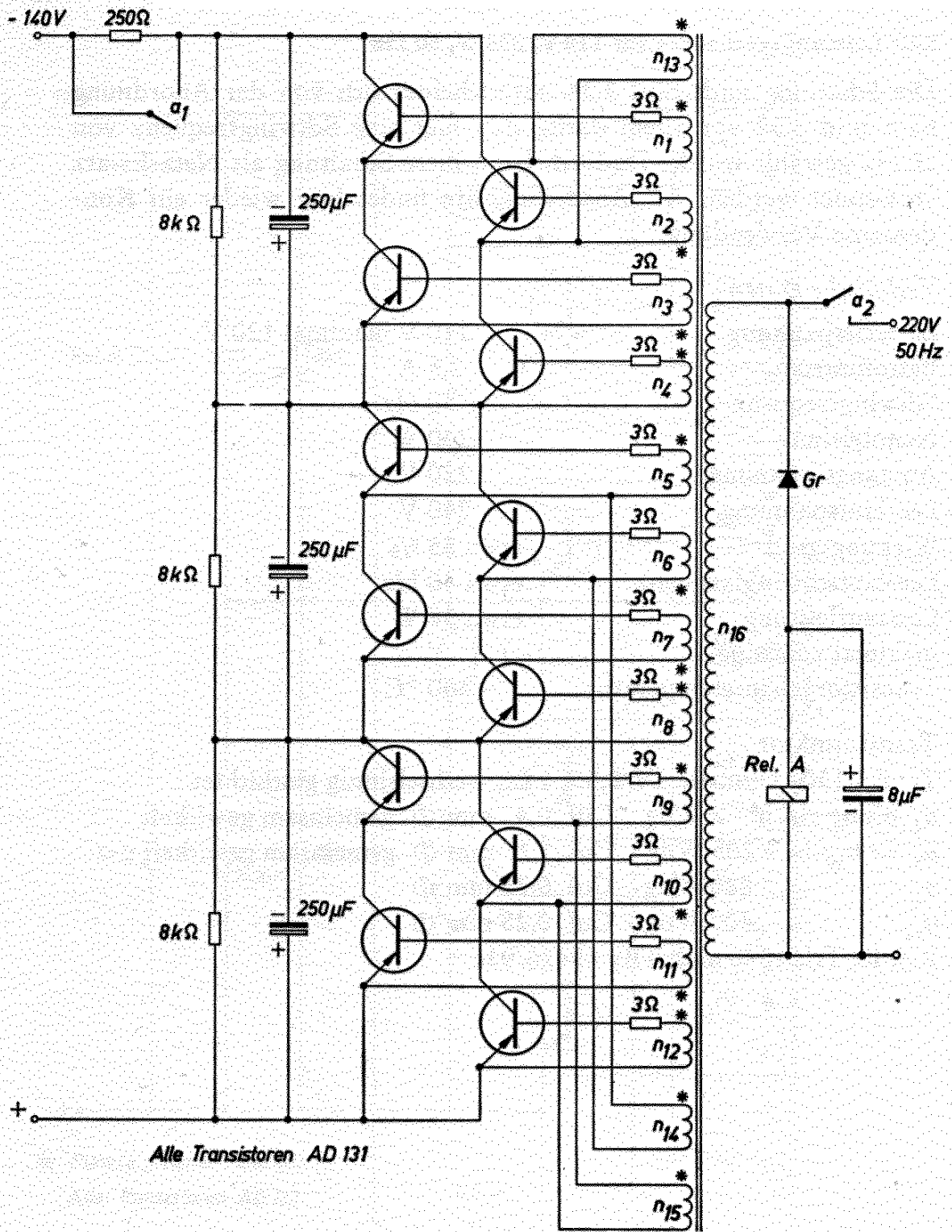


Bild 3.33

### 3.19 Leistungszehacker für 110 V, 230 W, 50 Hz

Die Schaltung nach Bild 3.34 unterscheidet sich von der Anordnung nach Bild 3.32 vor allem darin, daß hier eine Schwingfrequenz von 50 Hz gewählt wurde. Dadurch kann diese Schaltung als Netz-Ersatz verwendet werden. Als Anschwinghilfe findet hier wieder ein Kondensator Verwendung.

#### *Technische Daten*

Batteriespannung	110 V maximal 120 V
Batteriestrom	2,5 A
Schwingfrequenz	50 Hz
Nennleistung	230 W
Ausgangsspannung	220 V
Leerlaufspannung	240 V
Wirkungsgrad	etwa 85 %
Leerlaufschwingfrequenz	etwa 40 Hz
Leerlaufleistung	etwa 38 W
maximal zulässige Transistorgehäusetemperatur	60 °C

#### Transformator

Tr: E I 130a Dyn.-Bl. IV/0,35; 1 L.; wechselsinnig geschichtet

$n_1$  bis  $n_8$  = je 7 Wdg CuL 0,4 mm  $\phi$  gemeinsam gewickelt

$n_9$  =  $n_{10}$  = 205 Wdg CuL 1,1 mm  $\phi$  gemeinsam gewickelt

$n_{11}$  = 880 Wdg CuL 0,75 mm  $\phi$

$n_{12}$  = 400 Wdg CuL 0,25 mm  $\phi$

Rel. R: Trls 154c nach TBv 65426/93c

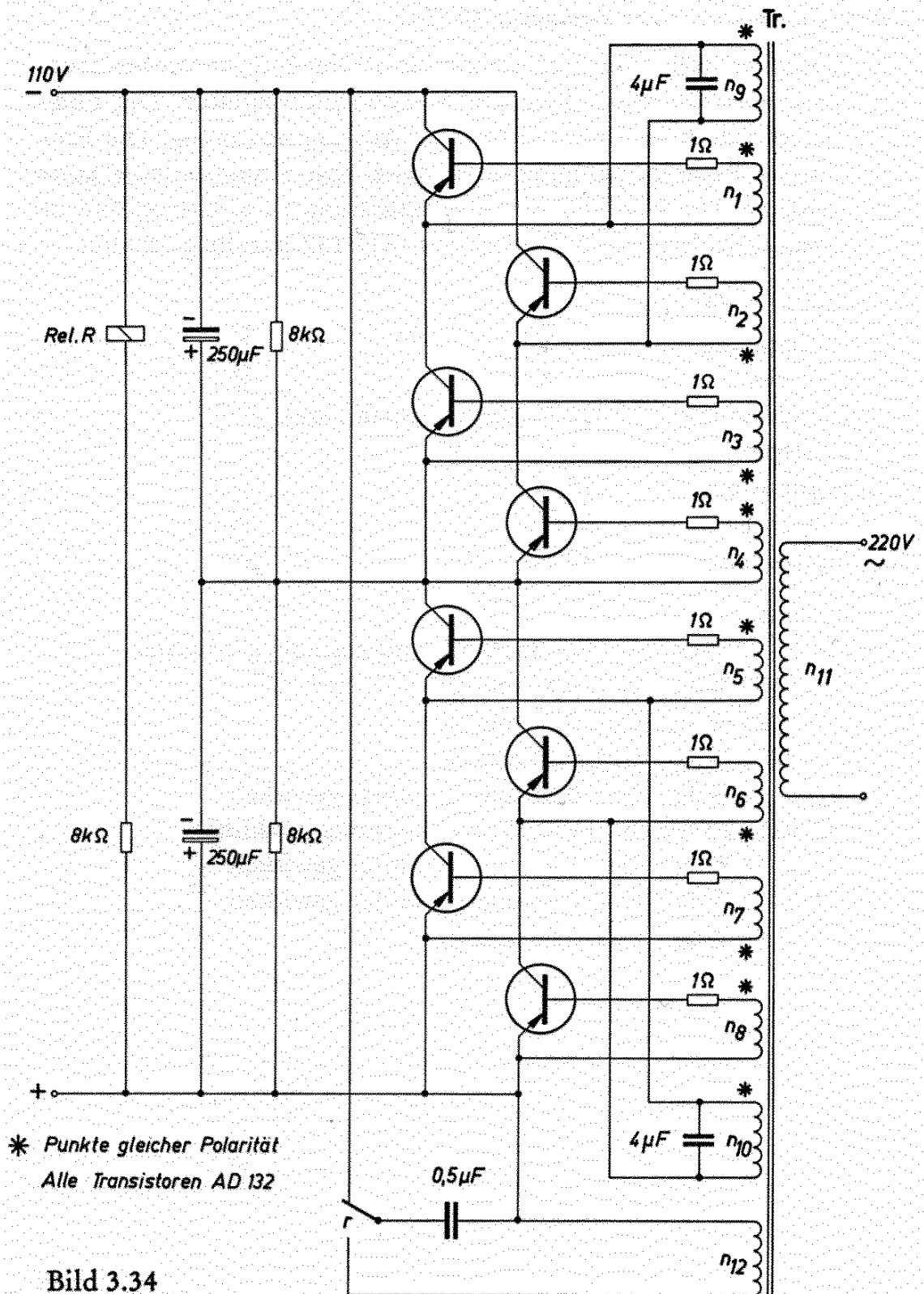


Bild 3.34

### 3.20 Frequenzkonstanter Zershacker 50 Hz

Der Zershacker nach Bild 3.35 ist als Notstromaggregat verwendbar. Als Synchronisationsstufe dient ein 50-Hz-Sinusoszillator. Die Endstufe liefert jedoch eine rechteckförmige Ausgangsspannung. Die Frequenz dieser Rechteckspannung wird durch den Sinusoszillator konstant gehalten. Um eine höhere Ausgangsleistung zu erreichen, sind in der Gegentaktendstufe je 2 Transistoren AD 132 parallelgeschaltet.

#### Technische Daten

Batteriespannung	24 V
Batteriestrom	6 A
Ausgangsspannung	220 V (Rechteckspannung)
Leerlaufstrom	1 A
Ausgangsleistung	110 W
Wirkungsgrad	78 %
Schwingfrequenz	50 Hz

#### Transformator

Tr. 1: M 65/27 Dyn.-Bl. IV/0,35; 0,5 L.; gleichsinnig geschichtet

$n_1 = 100$  Wdg CuL 0,5 mm  $\phi$

$n_2 = 25$  Wdg CuL 0,2 mm  $\phi$

$n_3 = 3250$  Wdg CuL 0,23 mm  $\phi$

$n_4 = n_4' = 10$  Wdg CuL 0,65 mm  $\phi$  bifilar gewickelt

Tr. 2: M 102/52 Dyn.-Bl. IV/0,35; wechselsinnig geschichtet

$n_1 = n_1' = 58$  Wdg CuL 1,5 mm  $\phi$  bifilar gewickelt

$n_2 = n_2' = 3$  Wdg CuL 0,65 mm  $\phi$  bifilar gewickelt

$n_3 = 580$  Wdg CuL 0,60 mm  $\phi$

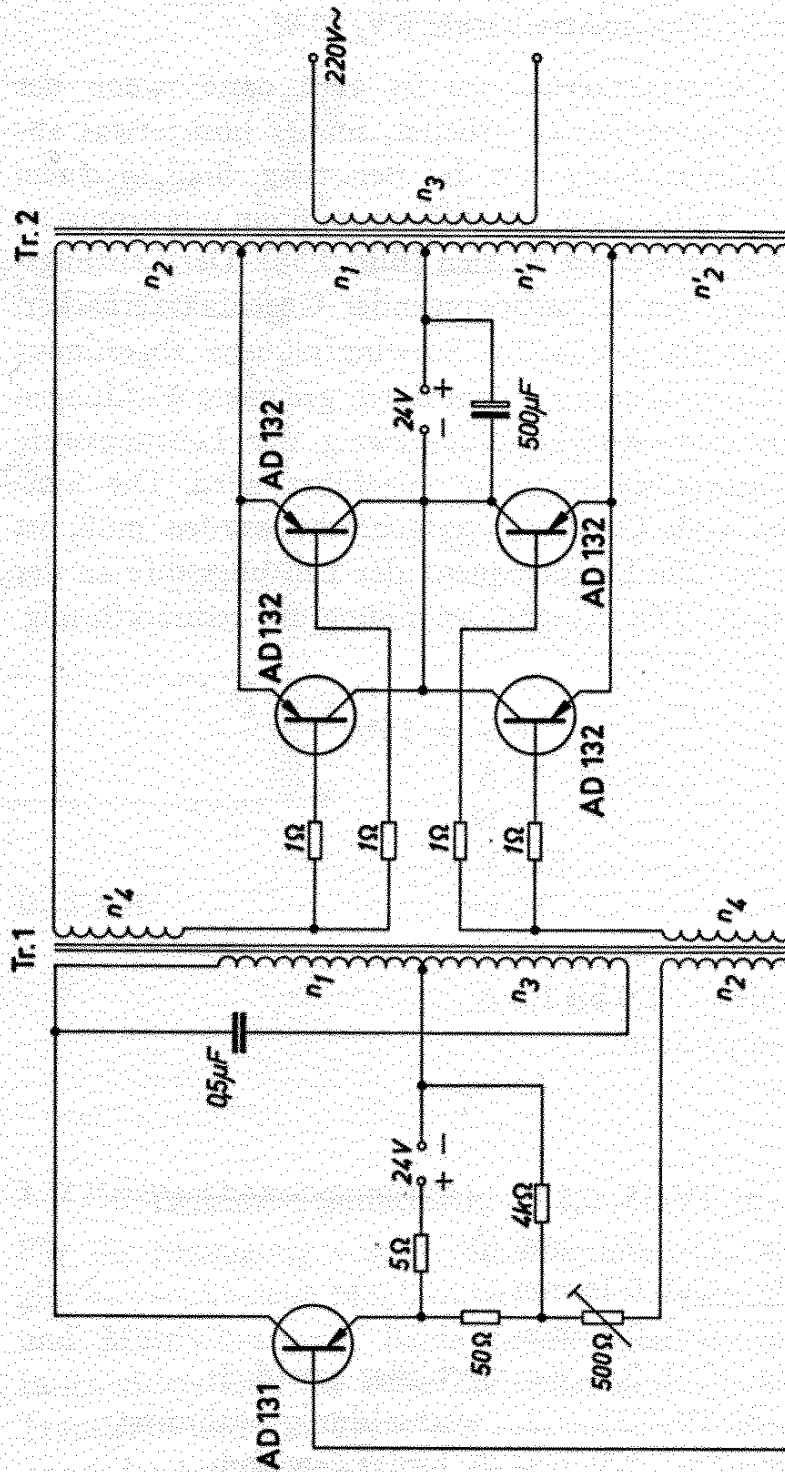


Bild 3.35



### 3.21 Frequenzkonstanter Gegentaktzerhacker 6 V, 40 W

Die Frequenz von Gegentaktzerhackern ist auch dann, wenn der Transformator im Sättigungsbetrieb arbeitet, immer noch etwas abhängig von der Batteriespannung und der Belastung. Sind in einem Anwendungsfall diese Änderungen zu groß, so muß ein synchronisierter Gegentaktzerhacker verwendet werden (Bild 3.36). Der Leistungs- teil wird ausgeführt wie ein selbstschwingender Gegentaktzerhacker. Ein Oszillator, der auf die gewünschte Schwingfrequenz abgestimmt wird, besorgt die Synchronisierung, indem durch geeignete Wicklungen des Steuerübertragers dem Rückkopplungs-zweig der Leistungsstufe die erforderliche Synchronisierspannung zugeführt wird. Die Synchronisierleistung, die vom Oszillator aufgebracht werden muß, ist um so geringer, je näher die Eigenfrequenz der Leistungsstufe an der Oszillatorfrequenz liegt. Die Ausgangsspannung ist rechteckförmig.

#### Technische Daten

Batteriespannung	6 V $\pm$ 15%
Batteriestrom	etwa 11 A
Nennleistung	40 W
Ausgangsspannung	220 V
Schwingfrequenz	50 Hz
Wirkungsgrad	etwa 65 %
Strom der Schwingstufe	1,0 bis 1,5 A
maximal zulässige Temperatur des Transistorgehäuses	65 °C

#### Transformatoren

Tr. 1: M 55/20 Dyn.-Bl. IV/35; 0,5 L.; gleichsinnig geschichtet

$n_1$	=	40 Wdg	CuL 0,4 mm $\phi$
$n_2$	=	4420 Wdg	CuL 0,16 mm $\phi$
$n_3$	=	70 Wdg	CuL 0,3 mm $\phi$
$n_4 = n_5$	=	13 Wdg	CuL 0,6 mm $\phi$ bifilar gewickelt

Tr. 2: M 85/35 Dyn.-Bl. IV/0,35; o. L.; wechselsinnig geschichtet

$n_1 = n_2$	=	23 Wdg	CuL 1,5 mm $\phi$ bifilar gewickelt
$n_3 = n_4$	=	10 Wdg	CuL 0,5 mm $\phi$ bifilar gewickelt
$n_5$	=	1100 Wdg	CuL 0,4 mm $\phi$

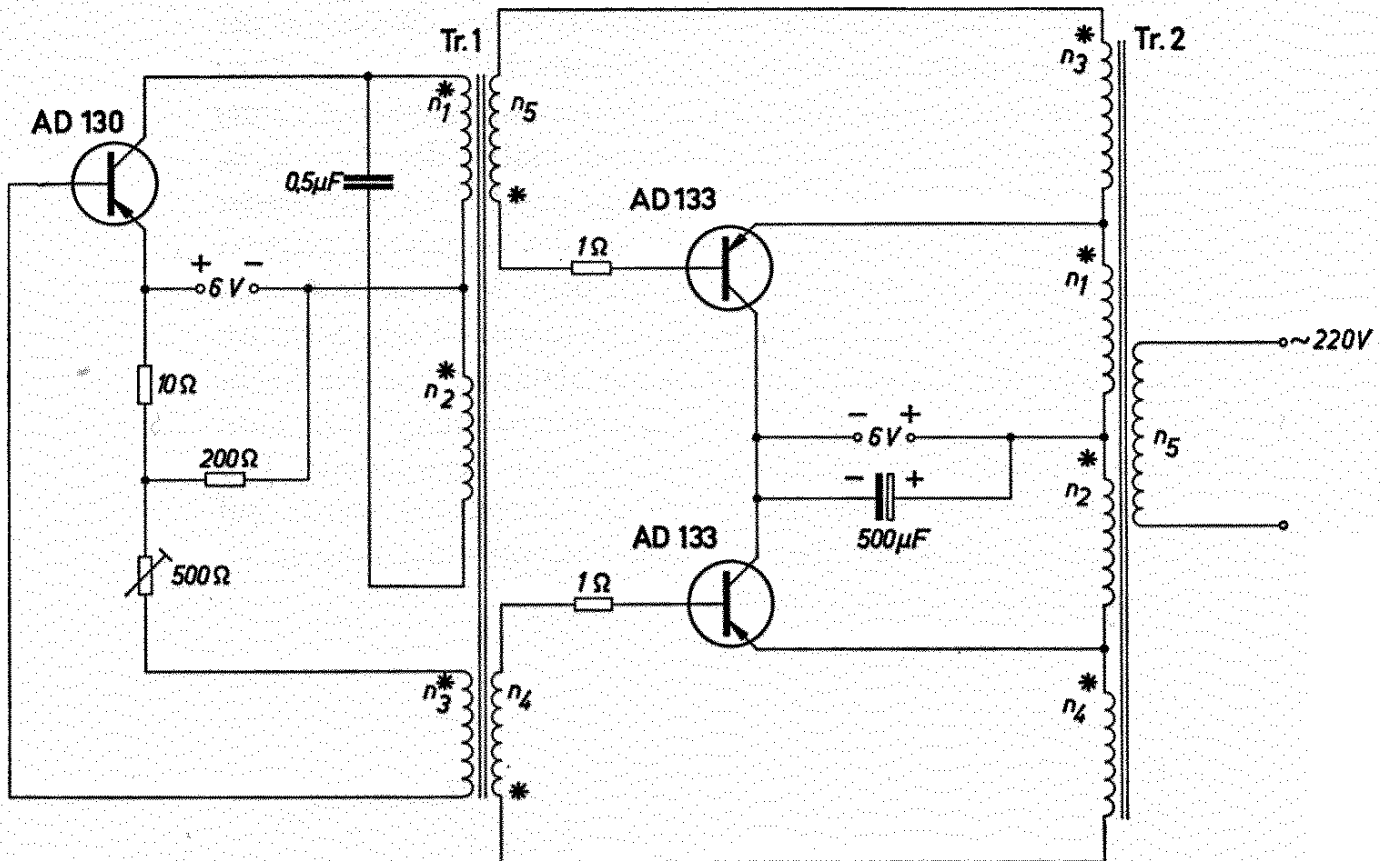


Bild 3.36

### 3.22 Rechteckimpulsgenerator

Für die Erzeugung von Rechteckimpulsen aus einer Gleichspannung gibt es verschiedene Möglichkeiten. Viel verwendet werden Zerschalterer und Multivibratoren. Beide Schaltungen haben einen bestimmten Innenwiderstand, der beim Zerschalterer durch den Spannungsabfall am Transistor und am Transformator bestimmt wird. Der Innenwiderstand des Multivibrators ist während der Hälfte der Periode, in der der Ausgangstransistor stromdurchlässig ist, sehr gering; während der anderen Hälfte der Periode ist jedoch der Ausgangswiderstand gleich dem Widerstand des Stromkreises bei gesperrtem Transistor. Die Schaltungen nach Bild 3.37 und Bild 3.38 zeigen eine Möglichkeit, wie ein Rechteckimpulsgenerator ausgeführt werden kann, der während der ganzen Zeit einen sehr kleinen Ausgangswiderstand hat. Zwei Leistungstransistoren werden durch einen Rechteckgenerator in Gegentakt gesteuert. Der auftretende Innenwiderstand ist nie größer als der

Widerstand des durchgesteuerten Leistungstransistors. Während der Impulszeit, in der durch den Verbraucher Strom fließt, liegt zwischen Verbraucher und Batteriespannung die Kollektor-Emitter-Strecke eines durchgeschalteten Transistors. Während der 2. Hälfte der Periode, in der der Strom am Verbraucher Null ist, liegt parallel zu ihm wieder ein durchgeschalteter Transistor, der während der Impulszeit gesperrt war. Dadurch wird erreicht, daß, anders als beim Multivibrator, hier auch während der stromlosen Zeit der Innenwiderstand sehr klein ist. Der Scheitelwert der Impulsspannung ist nur abhängig von der Größe der angelegten Batteriespannung. Die Batteriespannung darf nicht größer sein als die zulässige Sperrspannung der verwendeten Leistungstransistoren. Die Schwingfrequenz des Steuerteils wurde auf 500 Hz festgelegt. Sie kann aber mit dem Basisvorwiderstand in einem gewissen Bereich geregelt werden.

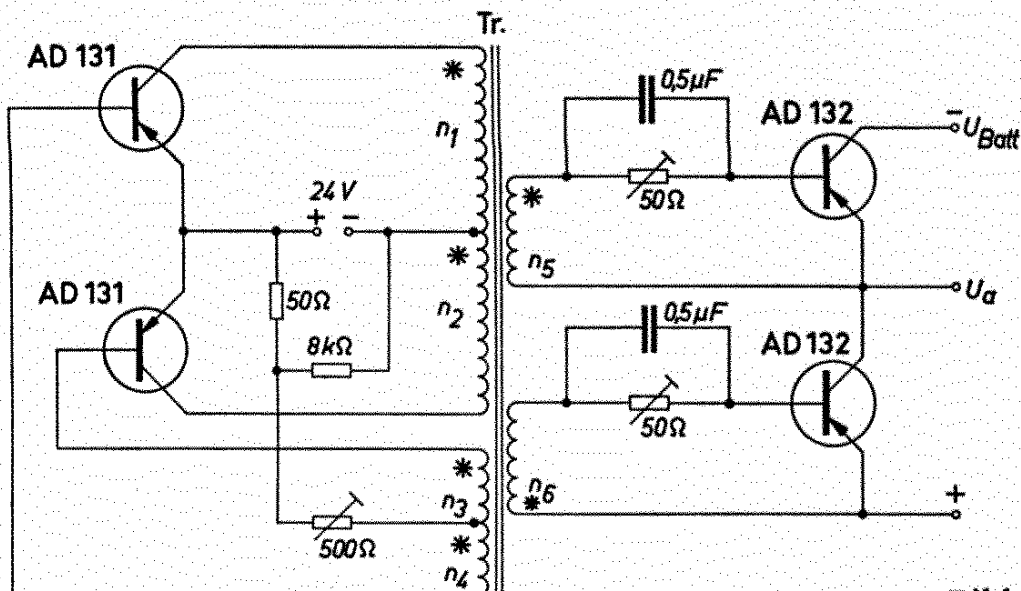


Bild 3.37

\* Punkte gleicher Polarität

### Technische Daten

Batteriespannung für den Steuerteil	24 V
Schwingfrequenz	300 bis 500 Hz
Batteriespannung für den Leistungsteil	2 bis 60 V
Schaltstrom maximal	2 A
Anstiegszeit von Spannung und Strom	2 bis 4 $\mu$ s
Abfallzeit der Spannung	2 $\mu$ s
Abfallzeit des Kollektorstromes	10 bis 20 $\mu$ s

### Transformator

Tr: E I 30 Dyn.-Bl. IV/0,35; o. L.; wechelsinnig geschichtet

$n_1 = n_2 = 400$  Wdg CuL 0,1 mm  $\phi$  bifilar gewickelt

$n_3 = n_4 = 30$  Wdg CuL 0,2 mm  $\phi$  bifilar gewickelt

$n_5 = n_6 = 36$  Wdg CuL 0,4 mm  $\phi$  bifilar gewickelt

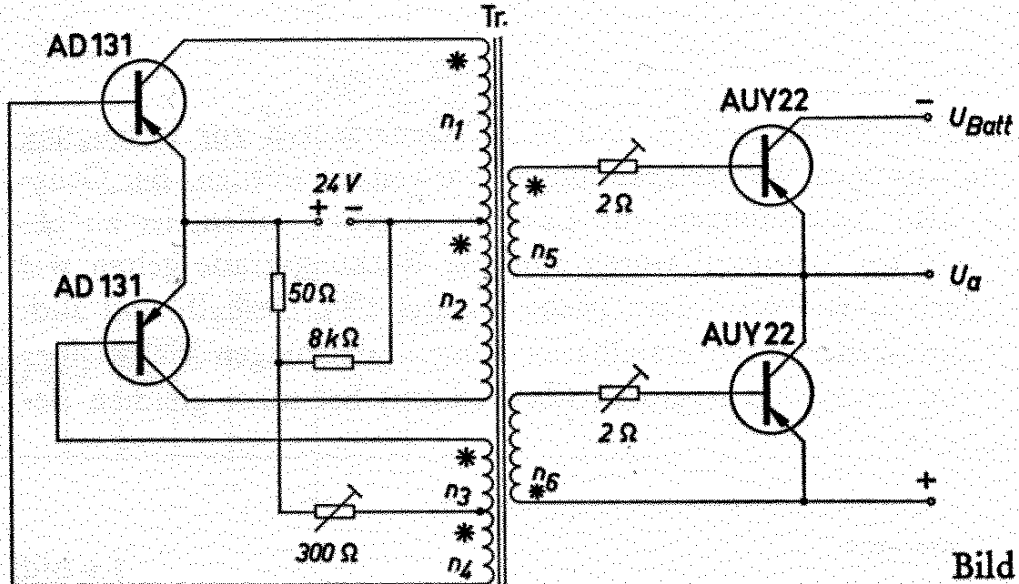


Bild 3.38

### Technische Daten

Batteriespannung für den Steuerteil	24 V
Schwingfrequenz	200 bis 700 Hz
Batteriespannung für den Leistungsteil	2 bis 60 V
Schaltstrom	maximal 8 A
Anstiegszeit von Spannungen und Strom	2 bis 10 $\mu$ s
Abfallzeit der Spannung	2 bis 8 $\mu$ s
Abfallzeit des Stromes	10 bis 50 $\mu$ s

### Transformator

Tr: M 42/15 Dyn.-Bl. IV/0,35; 0,5 L.; gleichsinnig geschichtet

$n_1 = n_2 = 220$  Wdg CuL 0,35 mm  $\phi$  bifilar gewickelt

$n_3 = n_4 = 22$  Wdg CuL 0,35 mm  $\phi$  bifilar gewickelt

$n_5 = n_6 = 20$  Wdg CuL 0,1 mm  $\phi$  bifilar gewickelt

## 4. Sinusoszillatoren und -generatoren

Transistoren können in *RC*- und in *LC*-Generatoren zur Erzeugung von sinusförmigen Wechselspannungen verwendet werden. Bei Generatoren, also Anordnungen, die Leistung abgeben sollen, ist zu beachten, daß bei Sinusoszillatoren ähnliche Wirkungsgrade gelten wie bei Niederfrequenzverstärkern (siehe Kapitel 2.1). Deshalb sind auch die mit Sinusgeneratoren erzielbaren Ausgangsleistungen viel kleiner als die von Rechteckgeneratoren (Zerhackern) bei sonst gleichen Bedingungen.

### 4.1 RC-Generator

Die Schaltung eines *RC*-Generators mit Transistoren für kontinuierlich veränderliche Frequenz ist in Bild 4.1 angegeben. Bei dieser nach dem Prinzip des Wiengenerators aufgebauten Schwingschaltung wird die Frequenzänderung mittels eines Tandempotentiometers vorgenommen. Der Frequenzbereich von 3 Hz bis 30 kHz ist in 8 Bereiche unterteilt, eine stufenlose Frequenzvariation kann bis zu einem Verhältnis von 1 : 4 vorgenommen werden. Eine ausreichende Überschneidung der Bereiche ist vorhanden. Die verhältnismäßig hohe Anzahl der Stufen wurde gewählt, weil bei Verwendung eines Tandempotentiometers mit linearer Charakteristik (Drahtpotentiometer) eine starke Kompression der Skale gegen höhere Frequenzen auftritt. Wird ein logarithmisches Abstimmpotentiometer verwendet, kann ohne weiteres eine dekadische Stufung vorgesehen werden. Der in den Gegenkopplungszweig eingesetzte Heißleiter (Thernewid) dient zur Amplitudenbegrenzung. Außerdem wird erreicht, daß auch bei der tiefsten Frequenz von 3 Hz der Klirrfaktor sehr gering bleibt. Diese niedrige Frequenz zwingt dazu, relativ große Kapazitäten in den Übertragungsweg einzusetzen. Der Kondensator  $C_1$  sollte bei hohen Anforderungen an die Frequenzkonstanz, jedoch auf jeden Fall auch bei höheren Frequenzen, mit der angegebenen Kapazität eingesetzt werden, um eine Frequenzverstimmung bei Spannungsänderungen der Stromquelle zu verhindern.

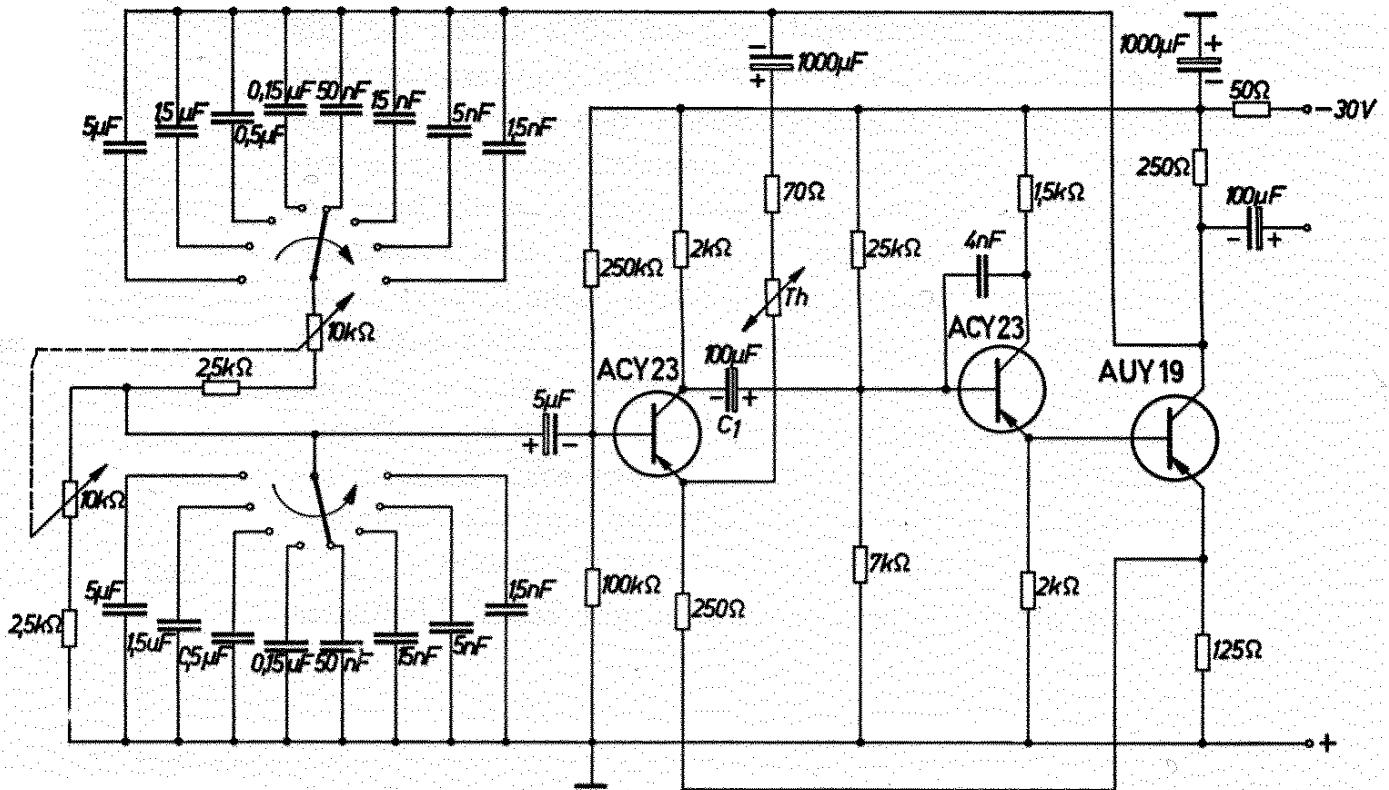


Bild 4.1

*Technische Daten,*

gemessen bei einer Frequenz von 800 Hz

Betriebsspannung 30 V      Ausgangsspannung etwa 2,5 V

Temperaturabhängigkeit der Ausgangsspannung  $< 1,5 \cdot 10^{-3}/\text{grad}$

Temperaturabhängigkeit der Frequenz  $< 0,5 \cdot 10^{-4}/\text{grad}$

Spannungsabhängigkeit der Ausgangsspannung

bei  $\pm 15\%$  Schwankung der Batteriespannung  $< \pm 10^{-4}$

Spannungsabhängigkeit der Frequenz

bei  $\pm 15\%$  Schwankung der Batteriespannung  $< \pm 5 \cdot 10^{-4}$

Klirrfaktor  $< 1\%$

Frequenzbereich 3 Hz bis 30 kHz

Thernewid: R 51 4/1/20

**4.2 Stabilisierter Sinusoszillator 1 kHz**

Die Schwingstufe des Oszillators nach Bild 4.2 besteht aus einem Meißner-Oszillator mit dem Transistor ACY 23. Für den Schwingkreis werden Styroflex-Kondensatoren verwendet. Die Betriebsspannung des Oszillators ist mit Zenerdioden stabilisiert, damit auch bei veränderlicher Batteriespannung die Amplitude des Oszillators konstant bleibt.

Bei einer Änderung der Batteriespannung um 30% ändert sich die stabilisierte Spannung nur um etwa 2%. Der Emitterwiderstand (60  $\Omega$ ) wirkt gegenkoppelnd und verbessert den Klirrfaktor, insbesondere bei höheren Temperaturen. Außerdem stabilisiert er zusammen mit den Widerständen des Spannungsteilers an der Basis des Oszillatortransistors den Arbeitspunkt, so daß die Kollektorstromänderung bei Temperaturänderung gering bleibt (siehe Kapitel 2.1.6). Damit der Oszillator immer mit konstanter Last betrieben wird, was für das Erreichen einer hohen Frequenzkonstanz besonders wichtig ist, ist eine Entkoppelstufe vorgesehen. Diese Stufe enthält einen Transistor ACY 23, der in Kollektorschaltung betrieben wird. Dadurch erhält man einen sehr kleinen Ausgangswiderstand, und die Ausgangsspannung bleibt auch bei Laständerung weitgehend konstant. Der Arbeitspunkt der Entkopplungsstufe ist mit einem Heißleiter stabilisiert.

### Technische Daten

Batteriespannung	10 bis 14 V
Stromaufnahme	20 bis 40 mA
Schwingfrequenz	1000 Hz
Frequenzkonstanz	1 ‰
Temperaturabhängigkeit der Schwingfrequenz	$5 \cdot 10^{-5}/\text{grad}$
Lastabhängigkeit der Schwingfrequenz	$< 10^{-4}$
Ausgangsleistung	10 mW an 60 bzw. 600 $\Omega$
Konstanz des Ausgangspegels	1 ‰
Klirrfaktor	$< 1 \text{ ‰}$

### Transformatoren

Tr. 1: Siferrit-Schalenkern B 65581-A 0630-A 022  
mit Abgleichkern B 65579 M 25 D

a—b = 100 Wdg CuL 0,18 mm  $\phi$

b—c = 100 Wdg CuL 0,18 mm  $\phi$

c—d = 680 Wdg CuL 0,18 mm  $\phi$

e—f = 25 Wdg CuL 0,18 mm  $\phi$

Tr. 2: Siferrit-Schalenkern B 65581 - A 0630 - A 022

a—b = 800 Wdg CuL 0,16 mm  $\phi$

c—d = 155 Wdg CuL 0,18 mm  $\phi$

d—e = 315 Wdg CuL 0,18 mm  $\phi$

Th: Heißleiter (Thernewid) K 11, 5 k $\Omega$

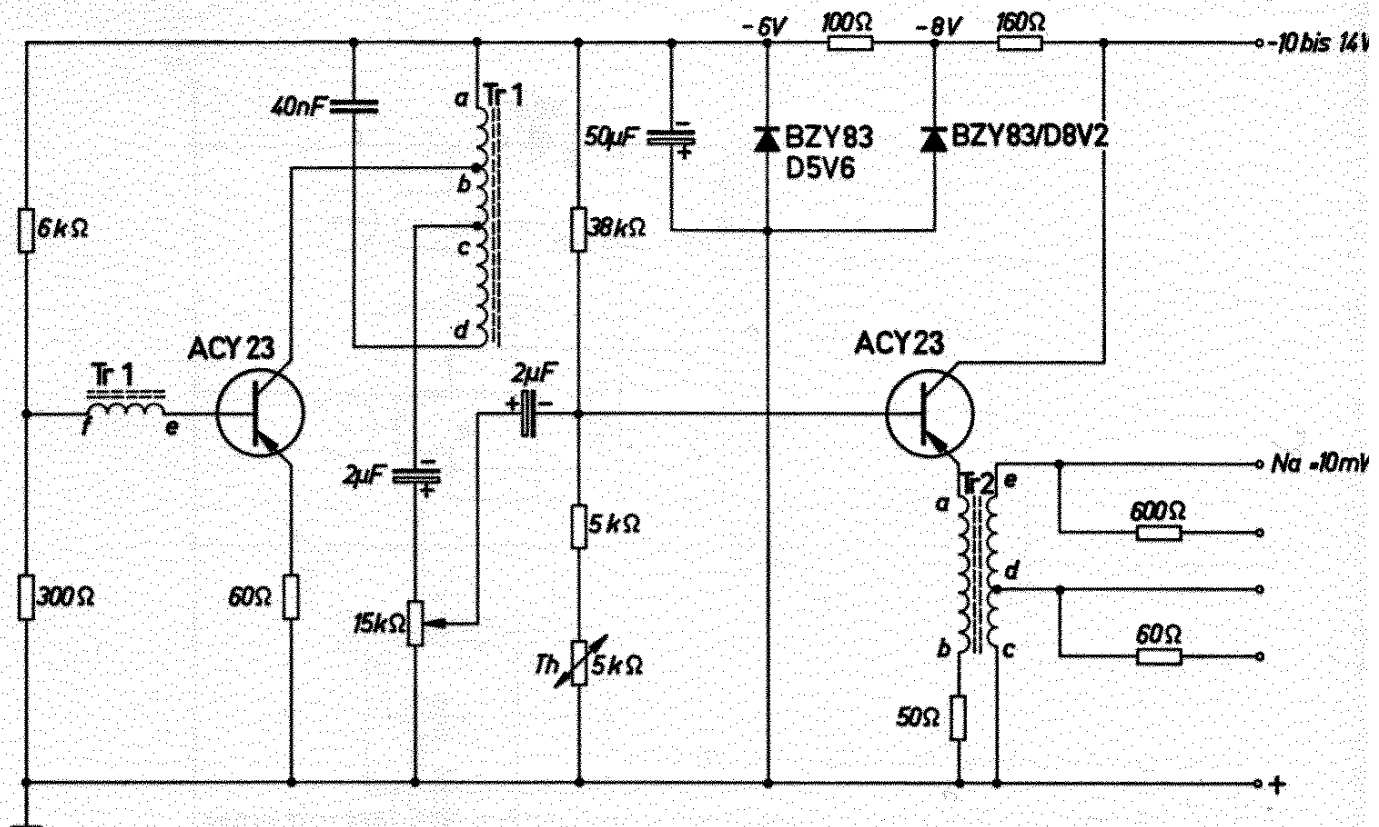


Bild 4.2

#### 4.3 Sinusoszillator 50 kHz

Der Sinusoszillator nach Bild 4.3 ist geeignet für die Verwendung in Tonbandgeräten. Um eine ausreichend hohe Ausgangsleistung zu erzielen, ist dieser Oszillator in Gegentaktschaltung ausgeführt.

##### Technische Daten

Batteriespannung

6 V

Ausgangsdaten

am Löschkopf ( $L = 1,4 \text{ mH}$ )

$U_a = 30 \text{ V}$

$I_a = 70 \text{ mA}$

am Hör-Sprechkopf ( $L = 0,3 \text{ bis } 0,5 \text{ H}$ )

$U_a = 120 \text{ V}$

$I_a = 1,6 \text{ mA}$

##### Transformator

Tr: Siferrit-Schalenkern B 65541-A 0040-A 025

$n_1 = n_1' = 9 \text{ Wdg}$  CuL 0,35 mm  $\phi$

$n_2 = n_2' = 5 \text{ Wdg}$  CuL 0,15 mm  $\phi$

$n_3 = 210 \text{ Wdg}$  CuL 0,1 mm  $\phi$

$n_4 = 70 \text{ Wdg}$  CuL 0,1 mm  $\phi$



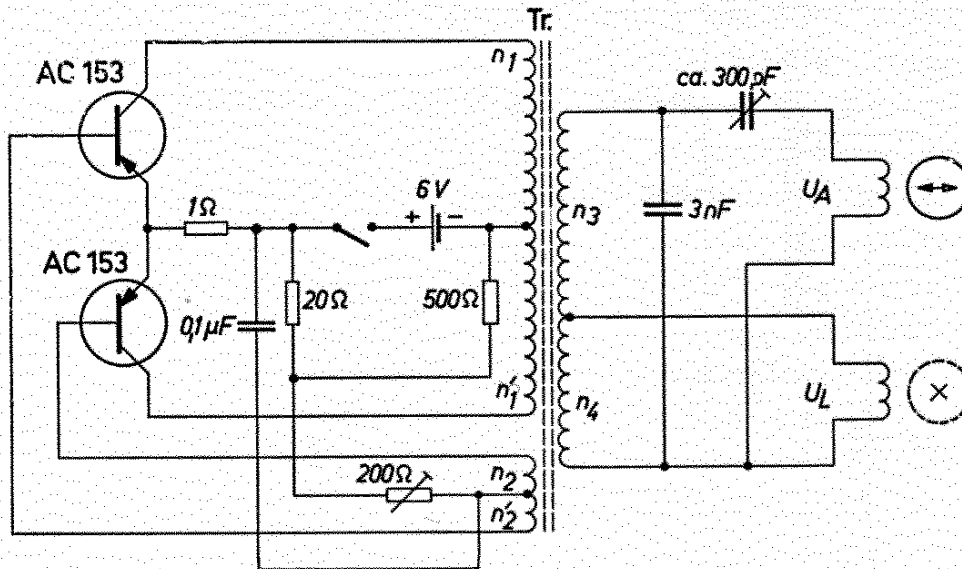


Bild 4.3

#### 4.4 Quarzstabilisierter Oszillator für 70 kHz

Im Bild 4.4 ist die Schaltung eines quarzstabilisierten Senders mit einer Schwingfrequenz von 70 kHz angegeben. Die von der eigentlichen Schwingstufe erzeugte Energie mit einer konstanten Frequenz wird in zwei Stufen verstärkt. Von der Endstufe kann eine Schwingleistung von 250 bis 500 mW abgegeben werden. Der Antennenkreis wird je nach Anwendungsfall verschieden auszubilden sein. Der Anpaßwiderstand soll jedoch 3 bis 5  $\Omega$  sein, gemessen an den Klemmen *a* und *b*.

##### Technische Daten

Batteriespannung	6 V
Ausgangsleistung	250 bis 500 mW
Schwingfrequenz	70 kHz

##### Transformatoren

Tr. 1: Siferrit-Schalenkern B 65571-A 0400-A 022

a—b = 24 Wdg CuL 0,18 mm  $\phi$

b—c = 6 Wdg CuL 0,18 mm  $\phi$

c—d = 180 Wdg CuL 0,18 mm  $\phi$

e—f = 2 Wdg CuL 0,18 mm  $\phi$

Tr. 2: Siferrit-Schalenkern B 65571-A 0400-A 022

a—b = 30 Wdg CuL 0,18 mm  $\phi$

b—c = 180 Wdg CuL 0,18 mm  $\phi$

c—d = 4 Wdg CuL 0,18 mm  $\phi$

Th: Heißleiter (Thernewid) K 25, 10  $\Omega$

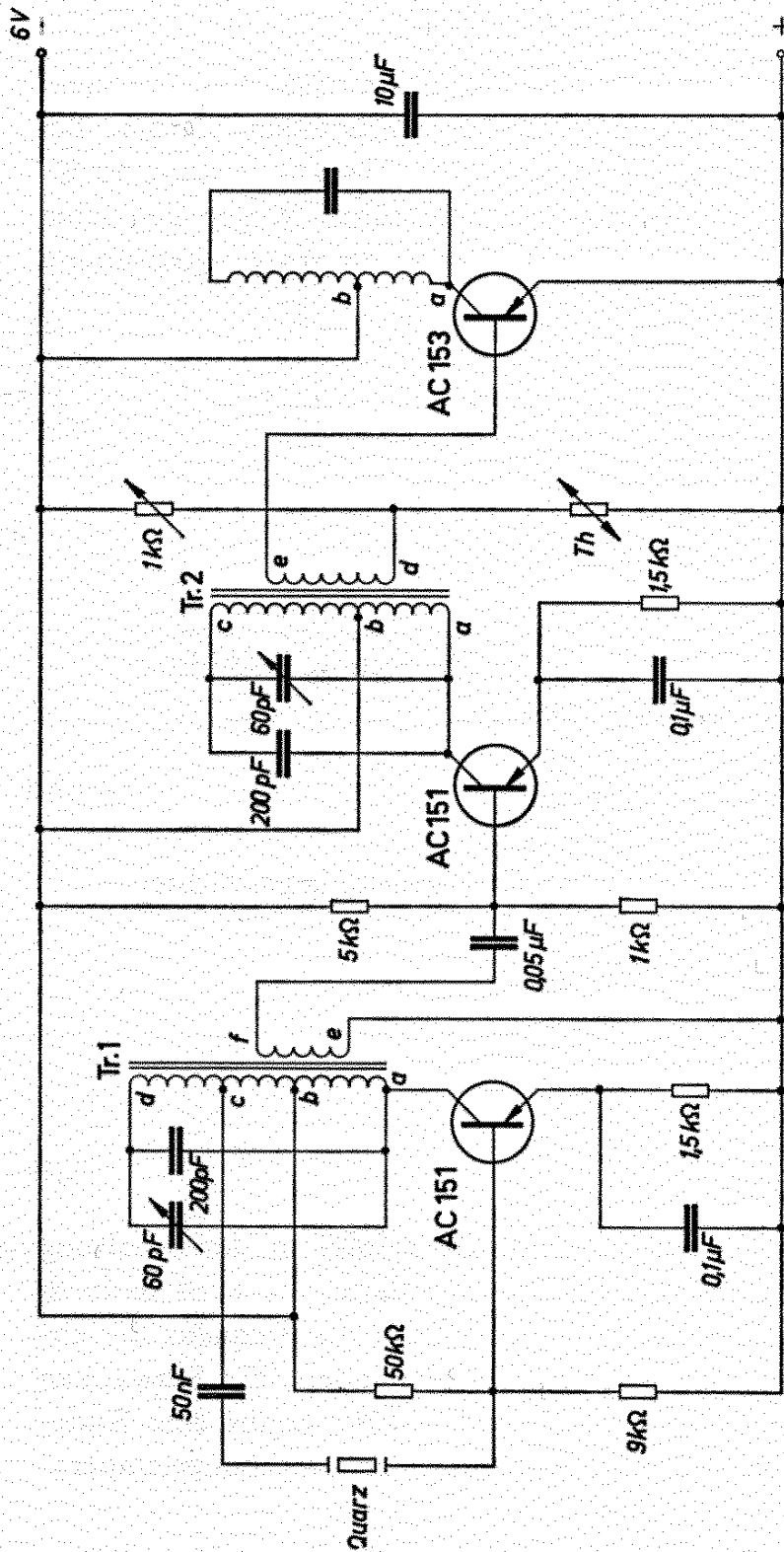


Bild 4.4

#### 4.5 Sinusgenerator 400 Hz

Wird an einen Sinusoszillator eine Leistungsendstufe angeschlossen, so kann einer solchen Anordnung Leistung entnommen werden. Bei dem Sinusgenerator nach Bild 4.5 beträgt die Ausgangsleistung 15 W. Die Endstufe ist in Kollektorschaltung ausgeführt. Wegen des dabei auftretenden kleinen Ausgangswiderstandes ist die Ausgangsspannung auch bei Laständerung konstant.

##### Technische Daten

Batteriespannung	24 V
Ausgangsspannung	250 V
Ausgangsleistung	15 W
Schwingfrequenz	400 Hz

##### Transformatoren

Tr. 1: M 42/15, Dyn.-Bl. IV/0,35; 0,5 L.; gleichsinnig geschichtet

$n_1$	=	550 Wdg	CuL 0,3 mm $\phi$
$n_2$	=	150 Wdg	CuL 0,3 mm $\phi$
$n_3$	=	15 Wdg	CuL 0,25 mm $\phi$
$n_4 = n_4'$	=	150 Wdg	CuL 0,25 mm $\phi$

Tr. 2: M 65/27, Dyn.-Bl. IV/0,35; 0,5 L.; gegensinnig geschichtet

$n_1 = n_1'$	=	100 Wdg	CuL 0,75 mm $\phi$
$n_2$	=	1600 Wdg	CuL 0,25 mm $\phi$

#### 4.6 Sinusgenerator 500 Hz

Die Synchronisation der Leistungsendstufe erfolgt in der Schaltung nach Bild 4.6 durch einen 500-Hz-Sinusoszillator. Es wird dadurch erreicht, daß sich zwischen Leerlauf und Vollast die Frequenz der abgegebenen Wechselspannung nur um etwa 1% ändert. Ein Schwanken der Batteriespannung zwischen +20 und -30% ergibt eine Änderung der Frequenz von 2%. Eine Änderung der Umgebungstemperatur bleibt praktisch ohne Einfluß.

##### Technische Daten

Batteriespannung	24 V
Ausgangsspannung	220 V (Sinusspannung)
Ausgangsleistung	25 W
Wirkungsgrad	65 %
Schwingfrequenz	500 Hz $\pm$ 1%

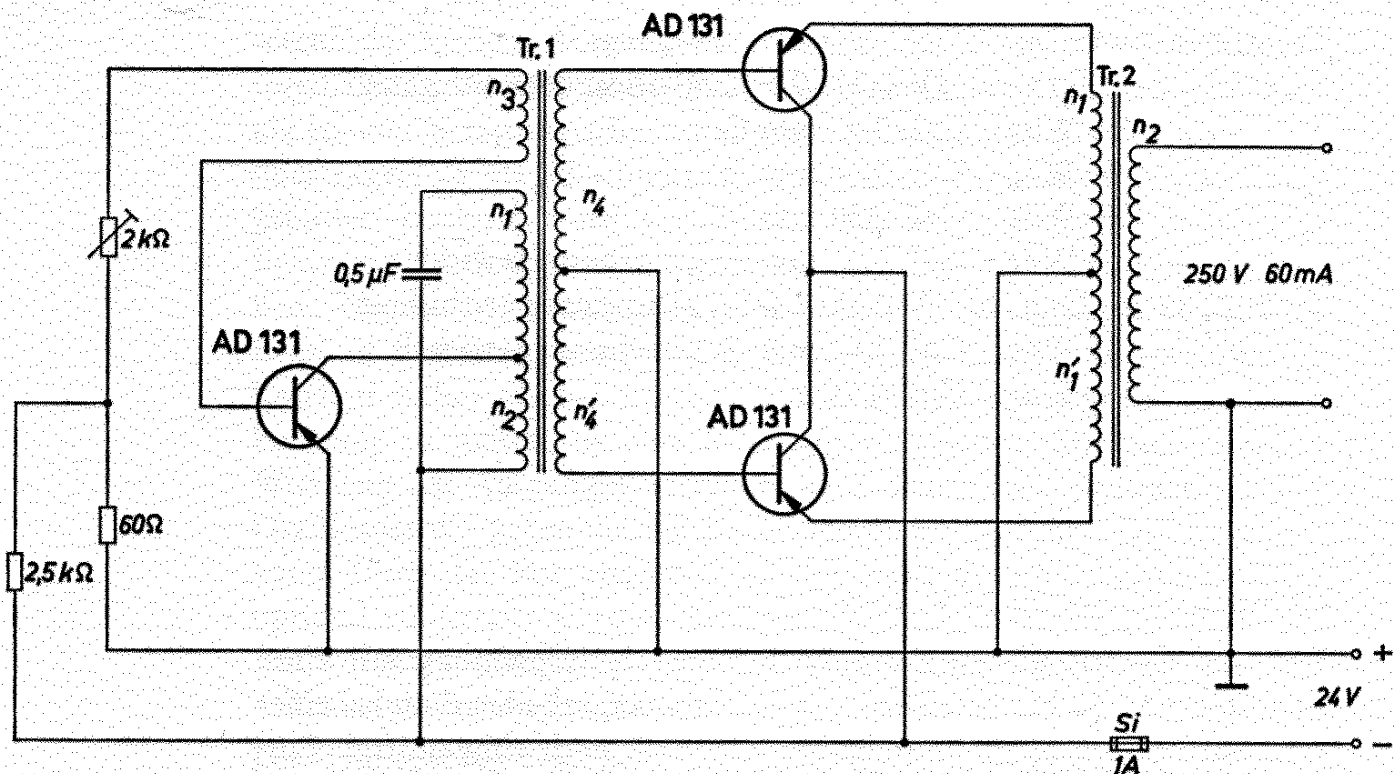


Bild 4.5

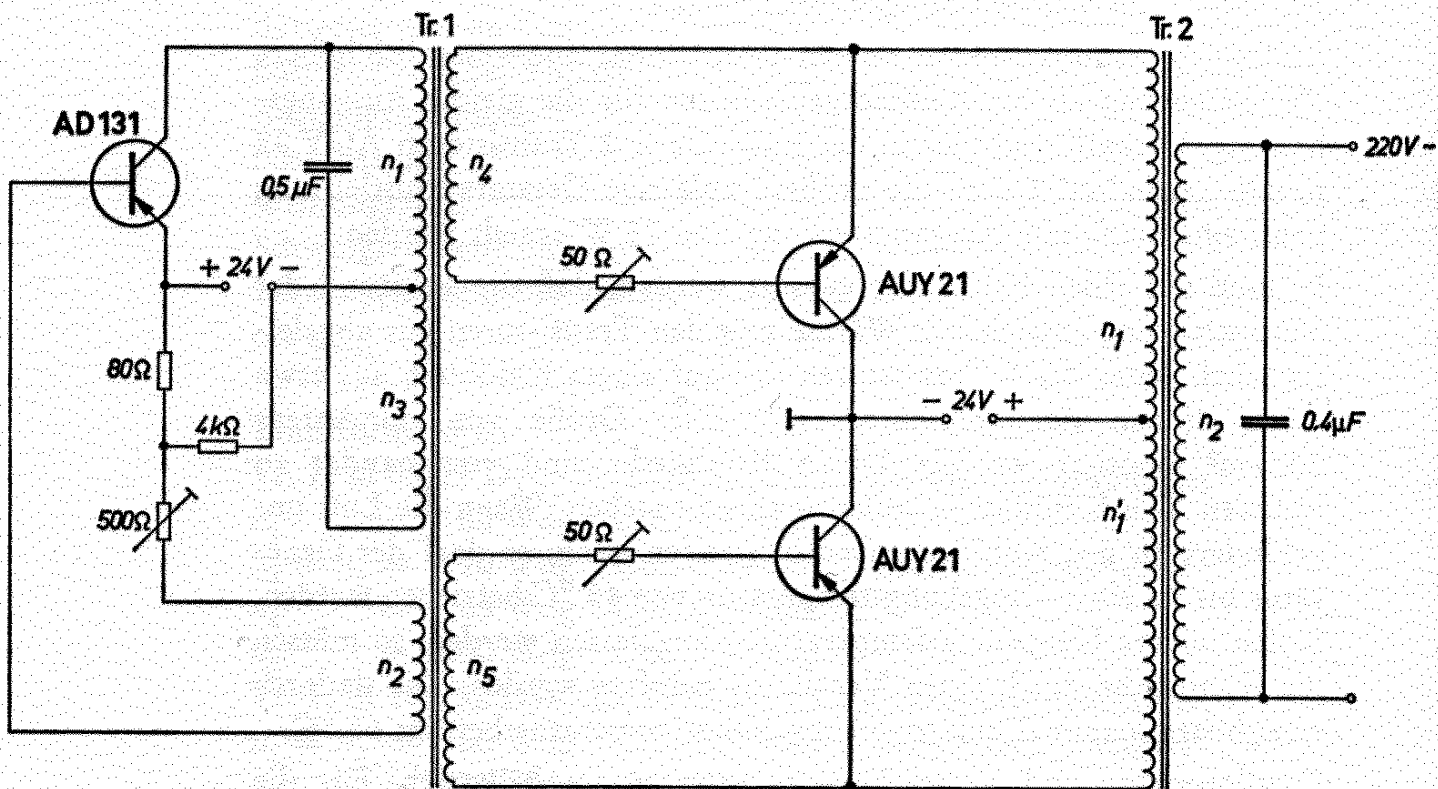


Bild 4.6

## Transformatoren

Tr. 1: M 42/15, Dyn.-Bl. IV/0,35; 0,5 L.; gleichsinnig geschichtet

$n_1 = 50$  Wdg CuL 0,4 mm  $\phi$

$n_2 = 20$  Wdg CuL 0,15 mm  $\phi$

$n_3 = 770$  Wdg CuL 0,34 mm  $\phi$

$n_4 = n_5 = 5$  Wdg CuL 0,6 mm  $\phi$  gemeinsam gewickelt

Tr. 2: M 85/35, Dyn.-Bl. IV/0,35; 1,0 L.; gleichsinnig geschichtet

$n_1 = n_1' = 35$  Wdg CuL 1,60 mm  $\phi$  gemeinsam gewickelt

$n_2 = 450$  Wdg CuL 0,55 mm  $\phi$

### 4.7 Sinusgenerator für 24 V, 75 W

Fast alle Geräte, die an der sinusförmigen Netzspannung mit einer Frequenz von 50 Hz betrieben werden können, arbeiten auch bei einer rechteckförmigen Spannung gleicher Frequenz noch einwandfrei. Einzelne Verbraucher können jedoch nur mit sinusförmiger Spannung und sehr konstanter Frequenz betrieben werden. Die Schaltung nach Bild 4.7 zeigt einen Sinus-Leistungsgenerator, der bei einer maximal zulässigen Belastung von 75 W eine Sinusspannung mit einer Frequenz von 50 Hz liefert. Die Frequenz der Ausgangsspannung ändert sich nur gering bei Belastungsschwankungen.

Bei Sinusgeneratoren bleibt an den Transistoren eine wesentlich höhere Verlustleistung als bei Rechteckgeneratoren für die gleiche Ausgangsleistung. Deshalb sind hier in der Endstufe je 2 Transistoren AU722 parallelgeschaltet. Durch die größere zulässige Gesamtverlustleistung kann eine maximale Ausgangsleistung von 75 W erzielt werden.

Es muß auf jeden Fall dafür gesorgt werden, daß die aufgrund der Verlustleistung entstehende Wärme von den Transistoren gut abgeleitet wird. Jeder der 5 Transistoren soll auf einem Kühlblech aus etwa 2 mm dickem Aluminiumblech mit einer Größe von mindestens 200 cm<sup>2</sup> montiert werden. Die 5 Kühlbleche sind voneinander zu isolieren. Die Kühlflächen sollen senkrecht stehen. Wenn die Luft ungehindert an den Kühlflächen vorbeistreifen kann, so darf der Generator bis zu einer Umgebungstemperatur von 45 °C betrieben werden. Sollen höhere Umgebungstemperaturen zugelassen werden, so müssen die Kühlbleche durch einen Ventilator belüftet werden. Die dadurch erreichbare maximal zulässige Umgebungstemperatur beträgt 65 °C.

Oszillatorstufe und Verstärkerstufe arbeiten im B-Betrieb. Für die Endstufe hat sich die Kollektorschaltung am günstigsten erwiesen, weil

wegen des kleinen Ausgangswiderstandes der Transistoren in Kollektorschaltung die Größe der Ausgangsspannung weitgehend unabhängig ist von Belastungsschwankungen. Die Sekundärseite des Ausgangsübertragers ist als Schwingkreis mit geringer kapazitiver Vorlast ausgebildet. Dadurch wird verhindert, daß bei vorwiegend induktiver Belastung durch die Transistoren zu hohe induktive Blindströme fließen. Wegen der kapazitiven Belastung soll der Generator nicht im Leerlauf betrieben werden. Die Erwärmung der Transistoren ist im Leerlauf höher als bei Belastung. Um die Ausgangsspannung besser konstant zu halten, ist eine Regelung vorgesehen. Mit einer eigenen Wicklung des Ausgangsübertragers wird dem Rückkopplungskreis des Oszillators die gegenphasige Regelspannung zugeführt. Die Regelung kann durch das Potentiometer an der Basis des Oszillatortransistors optimal eingestellt werden. Mit den Potentiometern an der Basis der Endstufentransistoren kann eine gleichmäßige Belastung für die 4 Transistoren eingestellt werden.

Die Transistoren sind bei einer Batteriespannung von 24 V voll ausgelastet. Deshalb soll die Batteriespannung nicht größer als 24 V sein, andernfalls wird die Verlustleistung an den Transistoren zu groß.

#### *Technische Daten*

Batteriespannung	24 V
Batteriestrom im Leerlauf	1,5 A
Batteriestrom bei Vollast	5 A
Ausgangsspannung	220 V
Nennleistung	75 W
Wirkungsgrad	63 %
Schwingfrequenz im Leerlauf	50 Hz
Schwingfrequenz bei Vollast	48 Hz
$\cos \varphi_{\min}$	0,85

#### *Transformatoren*

Tr. 1: M 65/27 Dyn.-Bl. IV/0,35; 0,5 L.; gleichsinnig geschichtet

$n_1 = 160$  Wdg CuL 0,4 mm  $\phi$

$n_2 = n_3 = 190$  Wdg CuL 0,55 mm  $\phi$  gemeinsam gewickelt

$n_4 = 63$  Wdg CuL 0,2 mm  $\phi$

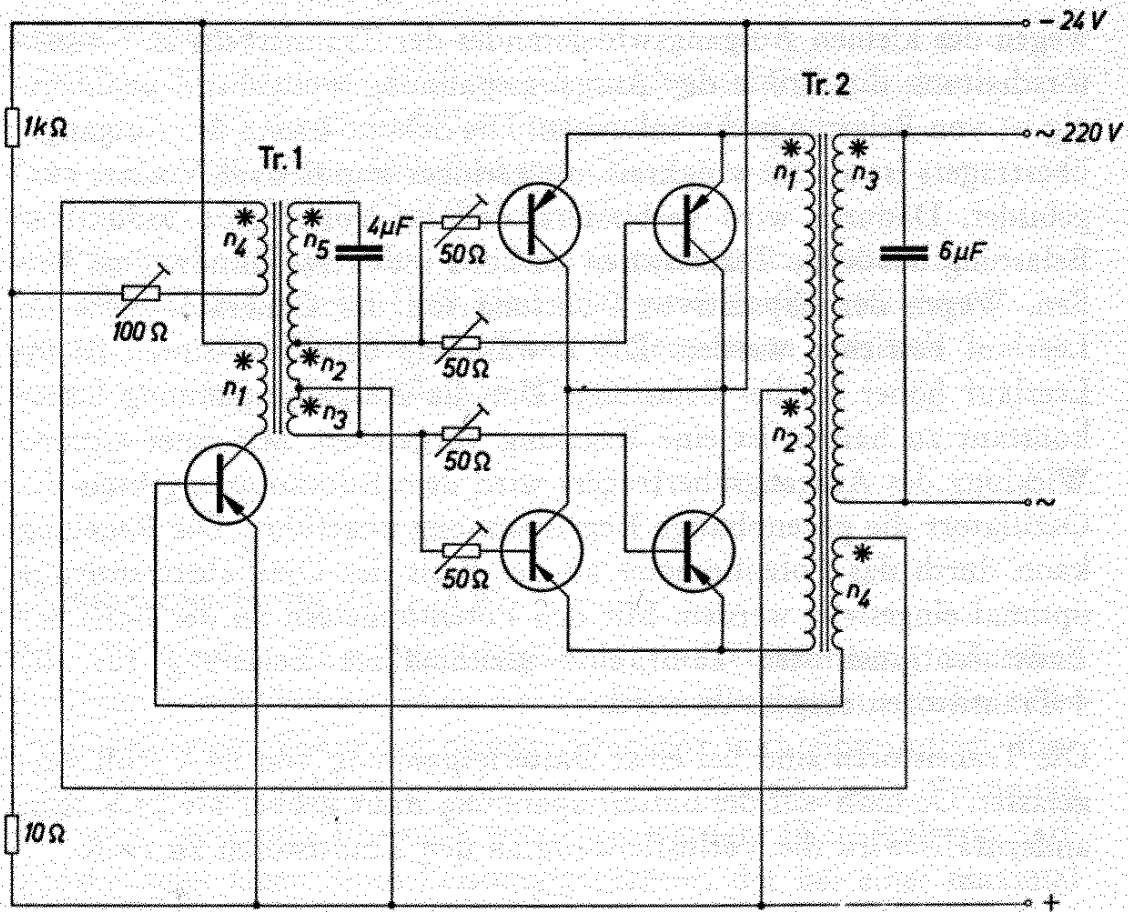
$n_5 = 1000$  Wdg CuL 0,3 mm  $\phi$

Tr. 2: M 102/52 Dyn.-Bl. IV/0,35; 1 L.; gleichsinnig geschichtet

$n_1 = n_2 = 66$  Wdg CuL 1,5 mm  $\phi$  gemeinsam gewickelt

$n_3 = 900$  Wdg CuL 0,45 mm  $\phi$

$n_4 = 22$  Wdg CuL 0,3 mm  $\phi$



\* Punkte gleicher Polarität  
 Alle Transistoren AUY22

Bild 4.7

## 5. Drehstromgeneratoren

Zur Umwandlung von Gleichspannung in Drehstrom können neben den mechanischen Umformern auch geeignete Anordnungen mit Transistoren verwendet werden.

Im folgenden wird das Prinzip einer solchen Anordnung erläutert. Drei Spannungsvektoren, die je  $120^\circ$  Phasenverschiebung aufweisen, können mit Hilfe von 2 bzw. 3 Spannungen, deren Phasenlage um  $90^\circ$  differiert, erzeugt werden. Das Prinzip zeigt das Bild 5.1.

Die Wechselspannung  $u_1$  kann z. B. mit einem Transistoroszillator erzeugt werden. Über ein Phasendrehglied, das aus einem Kondensator und einem Übertrager bestehen kann, wird ein zweiter Oszillator gesteuert. Das Phasendrehglied ist so einzustellen, daß die Ausgangsspannung des 2. Oszillators um  $90^\circ$  gegenüber der Spannung des 1. Oszillators gedreht ist. Mit dem 2. Oszillator werden nun die gegenphasigen Spannungen  $u_2$  und  $u_3$  gewonnen. Werden die drei Spannungen ( $u_1$ ,  $u_2$  und  $u_3$ ) geeignet groß gewählt und zusammengesetzt, so bilden die Spitzen der Vektoren ein gleichseitiges Dreieck. Um nicht nur Drehstrom in Dreieckschaltung, sondern auch in Sternschaltung zu erhalten, kann an der Spannungsquelle für  $u_1$  ein geeigneter Abgriff vorgesehen werden (Punkt 0 in Bild 5.1). Man erhält damit die Spannungen  $u_{\text{I}}$ ,  $u_{\text{II}}$  und  $u_{\text{III}}$ .

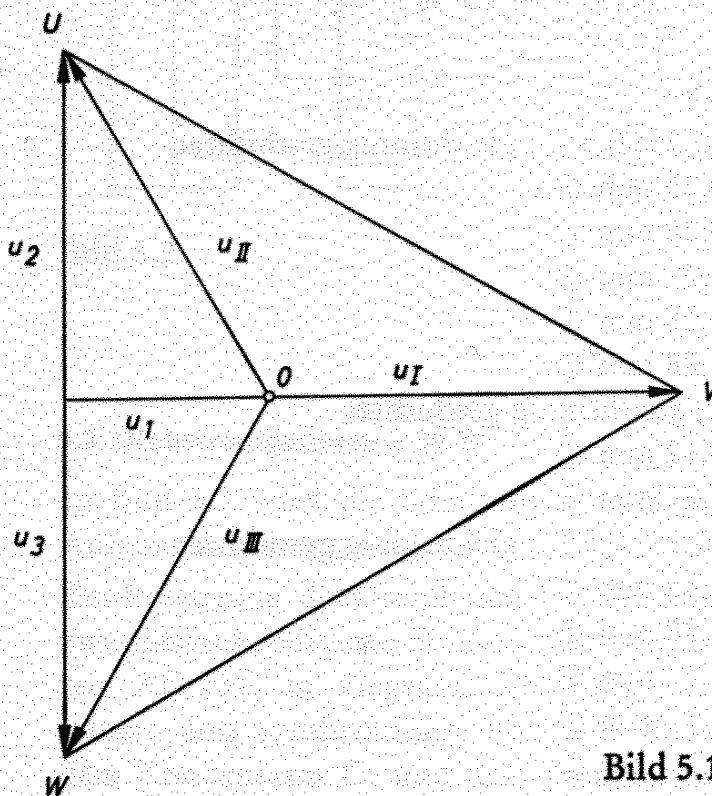


Bild 5.1



## 5.1 Drehstromgenerator 10 W

In der Schaltung nach Bild 5.2 ist das eben geschilderte Prinzip angewendet. Beide Oszillatoren arbeiten in Kollektorschaltung. Die Schwingkreise sind niederohmig dimensioniert, damit auch bei Vollast die Kreisgüte noch ausreichend hoch ist. Beide Schwingkreise müssen die gleiche Resonanzfrequenz haben. Das Phasendrehglied, bestehend aus dem Kondensator  $C_1$  und dem Transformator Tr. 2, ist auf  $90^\circ$  abgestimmt. Der Phasenwinkel wird von der Sekundärseite nicht beeinflusst. Die Phasenlage des Generators bleibt also bei Laständerungen konstant.

### Technische Daten

Batteriespannung	24 V
Ausgangsleistung	10 W
Ausgangsspannung	14/24 V Stern/Dreieck
Änderung der Ausgangsspannung zwischen Leerlauf und Vollast	etwa 10 %
Wirkungsgrad	50 bis 60 %
Schwingfrequenz	400 Hz
Änderung der Schwingfrequenz	< 1 %
Klirrfaktor bei Leerlauf	< 1 %
Klirrfaktor bei Vollast	< 10 %

### Transformatoren

Tr. 1: M 42/15 Dyn.-Bl. IV/0,35; 0,5 L.; gleichsinnig geschichtet

a—b = 100 Wdg CuL 0,35 mm  $\phi$

b—c = 800 Wdg CuL 0,28 mm  $\phi$

d—e = 125 Wdg CuL 0,2 mm  $\phi$

f—g = 78 Wdg CuL 0,28 mm  $\phi$

g—h = 78 Wdg CuL 0,28 mm  $\phi$

Tr. 2: M 30/7 D 1/0,1, 0,3 L.; gleichsinnig geschichtet

a—b = 1030 Wdg CuL 0,12 mm  $\phi$

c—d = 240 Wdg CuL 0,2 mm  $\phi$

Tr. 3: M 42/15 Dyn.-Bl. IV/0,35; 0,5 L.; gleichsinnig geschichtet

a—b = 100 Wdg CuL 0,35 mm  $\phi$

b—c = 800 Wdg CuL 0,28 mm  $\phi$

d—e = 85 Wdg CuL 0,2 mm  $\phi$

f—g = 46 Wdg CuL 0,3 mm  $\phi$

g—h = 92 Wdg CuL 0,3 mm  $\phi$

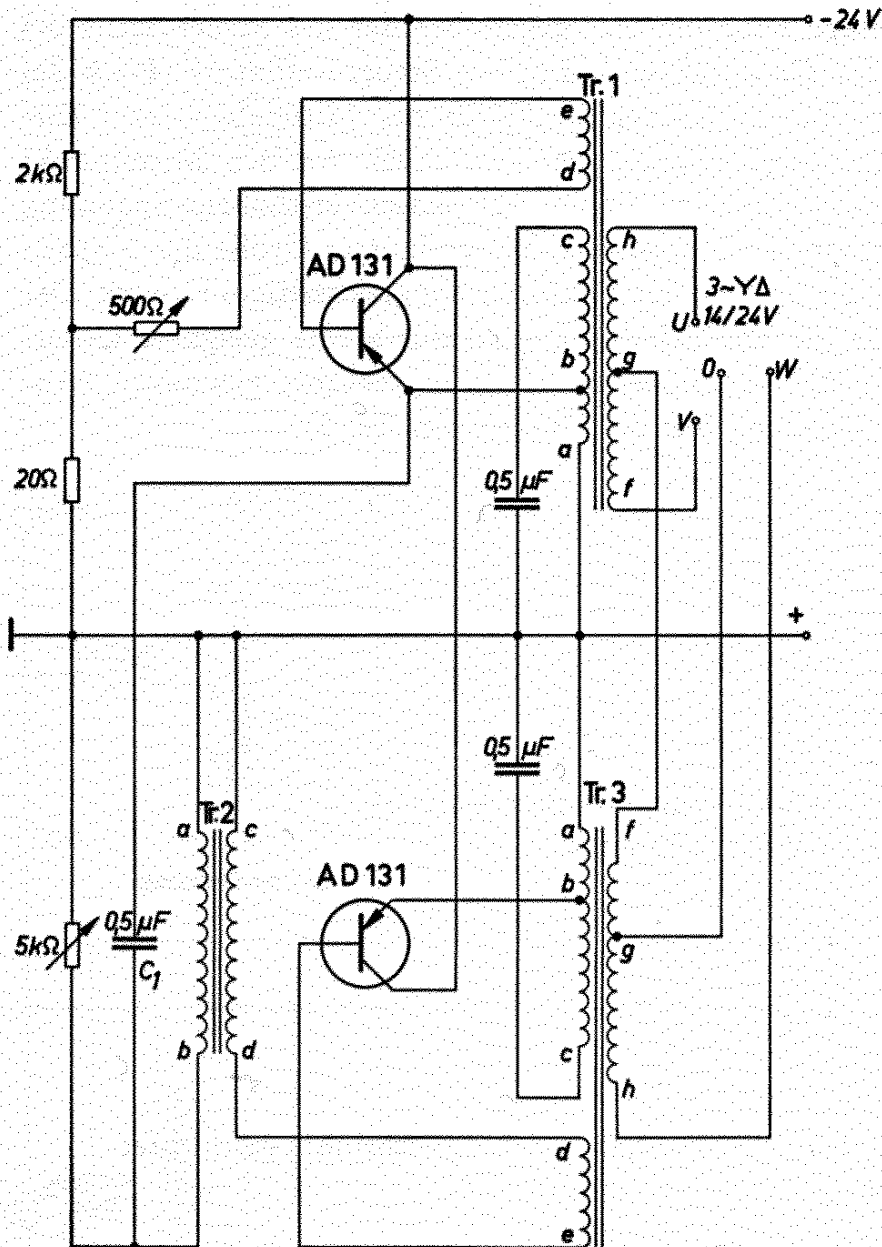


Bild 5.2

### 5.2 Drehstromgenerator 30 W

In Bild 5.3 wird die Schaltung eines Drehstromgenerators mit 30 W Ausgangsleistung gezeigt.

Zur Erzeugung des Dreiphasen-Drehstromes werden zwei miteinander zwangssynchronisierte Sinusoszillatoren, bestehend aus je 2 Transistoren AD 131, in Gegentaktschaltung verwendet. Der Oszillator I steuert und synchronisiert über ein Phasendrehglied, bestehend aus dem Kondensator  $C_1$  und dem Transformator Tr. 2, den Oszillator II.

Dessen Phasenlage wird um  $90^\circ$  gegenüber der des Steueroszillators gedreht. Mit der Gegentaktwicklung des Steueroszillators ( $k-i-b$  des Transformators Tr. 1) werden bezüglich des Mittelabgriffes  $i$  entgegengesetzt gerichtete Spannungen gewonnen. An den Mittelpunkt dieser beiden Vektoren wird die um  $90^\circ$  phasenverschobene Spannung des Transformators Tr. 3 angesetzt. Bei geeigneter Größe der 3 Spannungen bilden die Spitzen der Vektoren ein gleichseitiges Dreieck. Der Mittelpunkt für die Sternschaltung wird durch eine geeignete Unterteilung des um  $90^\circ$  verschobenen Spannungsvektors gewonnen (Anzapfung  $i$  der Wicklung  $b-k$  des Übertragers Tr. 3).

### Technische Daten

$$U_{\text{Batt}} = 24 \text{ V}$$

$$\eta_{\text{gesamt}} = 60 \text{ ‰}$$

$$N_a = 30 \text{ W}$$

$$f = 400 \text{ Hz}$$

$$\Delta f_{\text{max}} < 1 \text{ ‰}$$

(zwischen Leerlauf und symmetrischer Vollast)

$$U_a = 14/24 \text{ V Stern/Dreieck}$$

Klirrfaktor  $k$ :

$$\text{Leerlauf} < 1 \text{ ‰}$$

$$\text{Vollast} < 10 \text{ ‰}$$

$$T_{\text{G max}} = 50 \text{ °C}$$

### Transformatoren

Tr. 1: M 55/20, Dyn.-Bl. IV/0,35; 1,0 L.; gleichsinnig geschichtet

$$a-b = 70 \text{ Wdg CuL } 0,5 \text{ mm } \phi$$

$$b-c = 70 \text{ Wdg CuL } 0,5 \text{ mm } \phi$$

$$c-d = 635 \text{ Wdg CuL } 0,35 \text{ mm } \phi$$

$$e-f = 88 \text{ Wdg CuL } 0,3 \text{ mm } \phi$$

$$f-g = 88 \text{ Wdg CuL } 0,3 \text{ mm } \phi$$

$$h-i = 55 \text{ Wdg CuL } 0,4 \text{ mm } \phi$$

$$i-k = 55 \text{ Wdg CuL } 0,4 \text{ mm } \phi$$

Tr. 2: M 30, D 1/0,1, 0,3 L.; gleichsinnig geschichtet

$$a-b = 730 \text{ Wdg CuL } 0,12 \text{ mm } \phi$$

$$c-d = 170 \text{ Wdg CuL } 0,2 \text{ mm } \phi$$

$$d-e = 170 \text{ Wdg CuL } 0,2 \text{ mm } \phi$$

Tr. 3: M 55/20, Dyn.-Bl. IV/0,35; 1,0 L.; gleichsinnig geschichtet

$$a-b = 70 \text{ Wdg CuL } 0,5 \text{ mm } \phi$$

$$b-c = 70 \text{ Wdg CuL } 0,5 \text{ mm } \phi$$

$$c-d = 635 \text{ Wdg CuL } 0,35 \text{ mm } \phi$$

$e-f = 63 \text{ Wdg}$  CuL 0,3 mm  $\phi$   
 $f'-g = 63 \text{ Wdg}$  CuL 0,3 mm  $\phi$   
 $h-i = 31 \text{ Wdg}$  CuL 0,45 mm  $\phi$   
 $i-k = 62 \text{ Wdg}$  CuL 0,45 mm  $\phi$

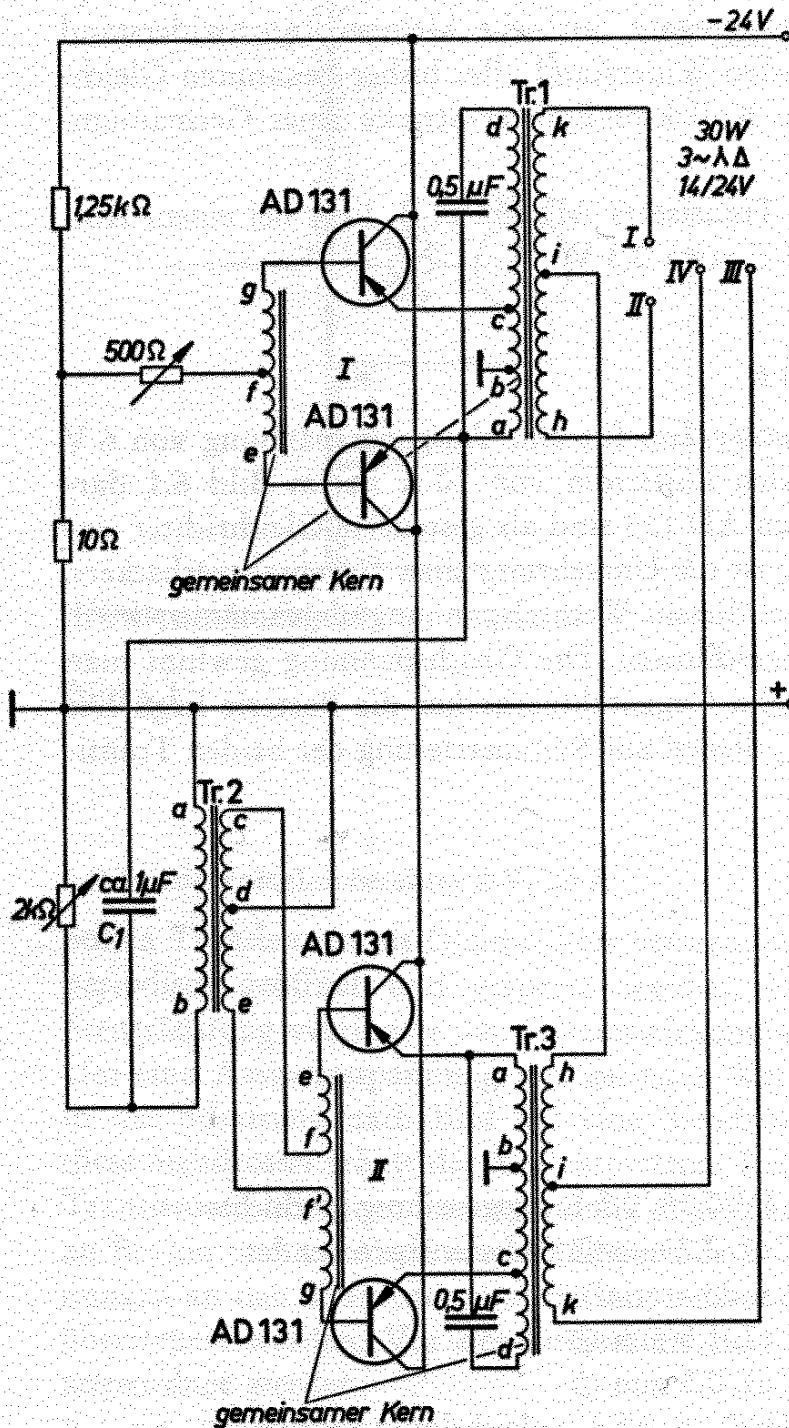


Bild 5.3

## 6. Transistoren als Gleichrichter

Um kleine Spannungen mit gutem Wirkungsgrad gleichrichten zu können, sind Gleichrichteraggregate mit sehr kleinem Innenwiderstand erforderlich. Den kleinsten Widerstand aller bisher bekannten Gleichrichterelemente hat die Kollektor-Emitter-Strecke eines Germanium-Leistungstransistors.

Die Restspannung des Transistors AD 133 z. B. liegt bei einem Kollektorstrom von 15 A bei etwa 0,3 V.

### 6.1 Gleichrichter 6 V, 10 A

Die Schaltung eines Netzgerätes für eine Ausgangsspannung von 6 V und für einen maximalen Laststrom von 10 A ist im Bild 6.1 dargestellt. Die Transistoren AD 133 sind als gesteuerte Gleichrichter eingesetzt. Diese Schaltung ist die Umkehrung eines Gegentaktzerhackers. An die Stelle, an der bei diesem Wechselspannung abgenommen wird, wird hier das Netz angeschlossen. Die Gleichspannung gewinnt man an der Stelle, an der beim Gegentaktzerhacker die Batterie liegt. Die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  dienen zur Symmetrierung der beiden Transistoren.

#### Technische Daten

$$N_{\sim} = 83 \text{ W}$$

$$N_a = 60 \text{ W}$$

$$\eta = 72 \%$$

$$U_a = 6 \text{ V}$$

$$I_a = 10 \text{ A}$$

Übertrager:

Tr: M 102/52, Dyn.-Bl. IV/0,35, 0,5 L.; gegensinnig geschichtet

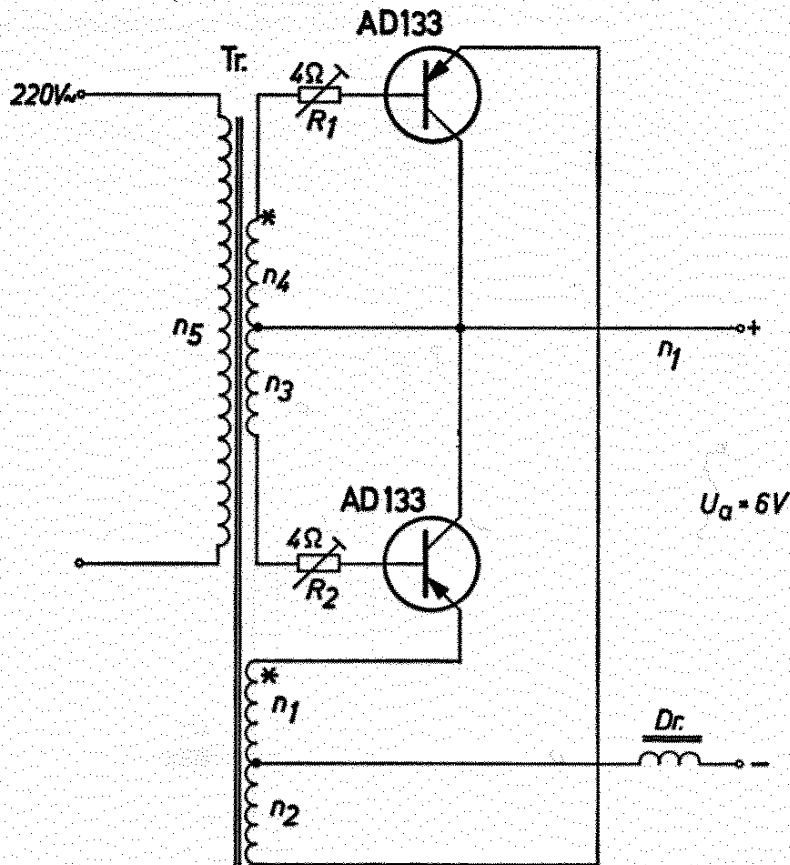
$$n_1 = n_2 = 25 \text{ Wdg CuL } 2,2 \text{ mm } \phi \text{ (oder entsprechendes Bandmaterial)}$$

$$n_3 = n_4 = 8 \text{ Wdg CuL } 1,5 \text{ mm } \phi$$

$$n_5 = 718 \text{ Wdg CuL } 0,5 \text{ mm } \phi$$

Dr: M 74/32, Dyn.-Bl. IV/0,35, 0,5 L.; gleichsinnig geschichtet

$$n = 65 \text{ Wdg CuL } 2,2 \text{ mm } \phi \text{ (oder entsprechendes Bandmaterial)}$$



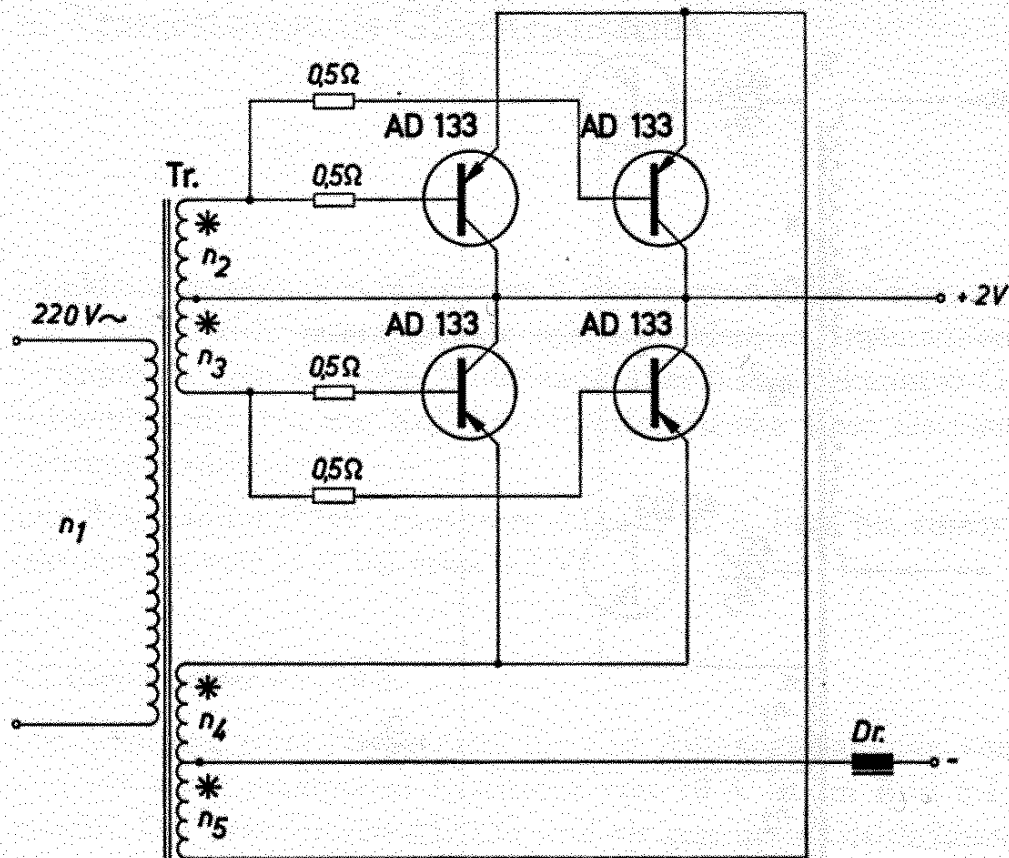
\*Punkte gleicher Polarität

Bild 6.1

## 6.2 Niedervoltgleichrichter 2 V, 20 A

Sollen Transistoren als Gleichrichter verwendet werden, so müssen sie periodisch geöffnet und gesperrt werden. Die dazu erforderliche Steuerleistung verringert den Gesamtwirkungsgrad nur um etwa 2%. Um eine Ausgangsspannung mit geringer Welligkeit zu erhalten, ist in der Schaltung nach Bild 6.2 eine Siebdrossel vorgesehen. Durch diese Siebdrossel erhält der Kollektorstrom Rechteckform, obwohl die Transistoren mit einer Sinusspannung angesteuert werden. Damit nun zu Beginn und am Ende einer Halbperiode keine zu hohen Restspannungen an den Transistoren auftreten, müssen sie eingangsseitig stark übersteuert werden. Vor der Drossel  $D_r$  darf kein Ladekondensator angeordnet werden.

Beim Aufbau der Schaltung ist auf geringe Übergangswiderstände zu achten. Als Kollektoranschluß wird zweckmäßig das ganze Gehäuse verwendet.



\* Punkte gleicher Polarität

Bild 6.2

### Technische Daten

Betriebsspannung	220 V, 50 Hz
Nennleistung	40 W
Ausgangsspannung	2 V
Wirkungsgrad	etwa 70 %
Welligkeit der Gleichspannung	25 %
$\cos \varphi$	0,55

### Transformator

Tr: M 85/35, Dyn.-Bl. IV/0,35 o. L.; wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 725$  Wdg CuL 0,45 mm  $\phi$

$n_2 = n_3 = 5$  Wdg CuL 0,5 mm  $\phi$

$n_4 = n_5 = 9$  Wdg Kupferband 20 mm  $\times$  0,4 mm

Die Wicklungen  $n_4$  und  $n_5$  sollen nebeneinander angeordnet werden. Das Kupferband wird mit einer Papierzwischenlage von 0,05 bis 0,1 mm Dicke gewickelt.

Dr: M 102/35, Dyn.-Bl. IV/0,35; 2 L.; gleichsinnig geschichtet

Wicklung: 31 Wdg Kupferband 50 mm  $\times$  0,2 mm

### 6.3 Drehstromgleichrichter mit Transistoren 12 V, 180 W

Mit der Schaltung nach Bild 6.3 kann Drehstrom gleichgerichtet werden. Anstelle der hier verwendeten 3 Transformatoren kann auch ein Drehstromtransformator verwendet werden.

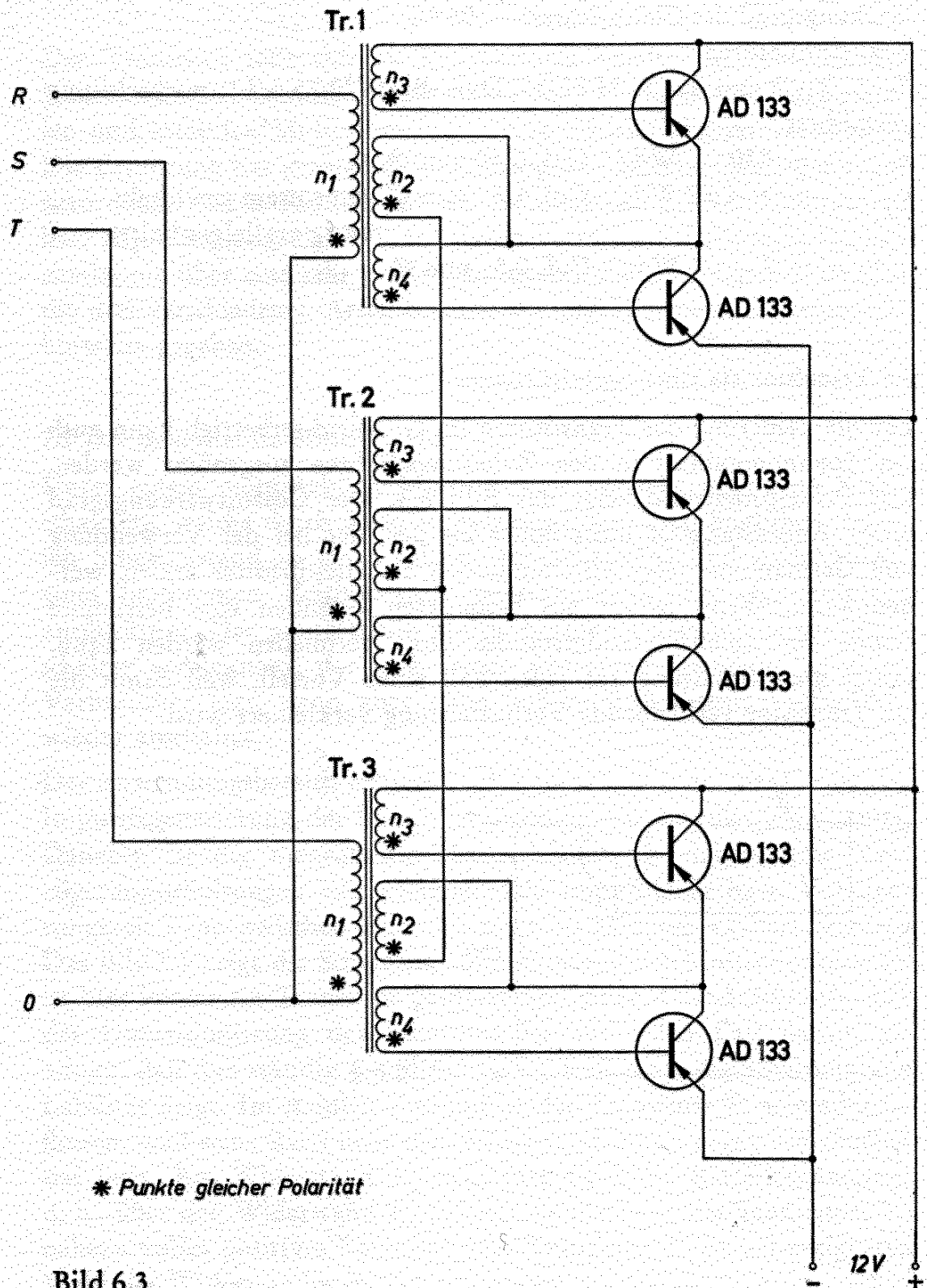


Bild 6.3



**Technische Daten**

Betriebsspannung 220/380 V

Nennleistung 180 W

Ausgangsspannung 12 V

Gesamtwirkungsgrad 88 ‰

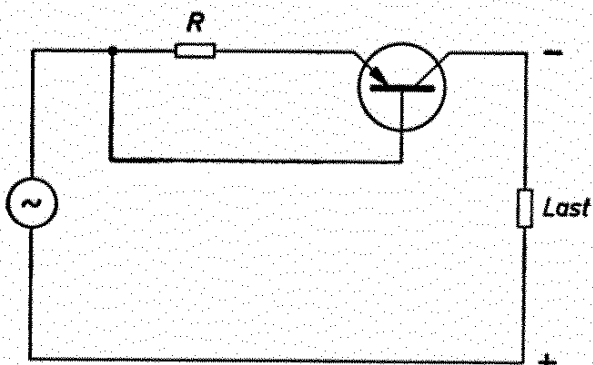
Wirkungsgrad des Gleichrichters 96 ‰

**Transformatoren**

Tr. 1, Tr. 2 und Tr. 3: M 85/35, Dyn.-Bl. IV/0,35 o. L.; wechselsinnig geschichtet

 $n_1 = 820$  Wdg CuL 0,40 mm  $\phi$  $n_2 = 3 \times 22$  Wdg CuL 1,5 mm  $\phi$  gemeinsam gewickelt und parallelgeschaltet $n_3 = n_4 = 2$  Wdg CuL 0,5 mm  $\phi$ **6.4 Transistor als Einweggleichrichter**

Für die Steuerung der Transistoren im Gleichrichterbetrieb kann auch der Spannungsabfall in den Zuleitungsdrähten ausgenutzt werden. Das Prinzipschaltbild zeigt das Bild 6.4. Der Gesamtwirkungsgrad dieser Anordnung ist nicht höher als der, der bei der Verwendung von Germanium- oder Siliziumdioden als Gleichrichter erzielt werden kann. Wenn jedoch aus besonderen Gründen eine bestimmte Größe des Zuleitungswiderstandes nicht vermieden werden kann, bringt diese Schaltung auf jeden Fall einen Vorteil, weil damit die am Transistor verbleibende Verlustleistung verkleinert wird.



+ Bild 6.4

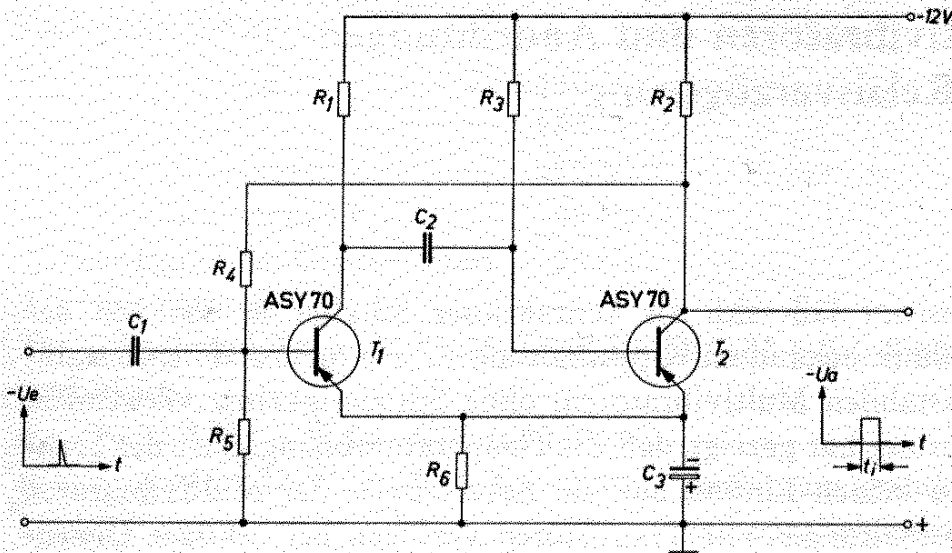


Bild 7.1

Wird nun an den Eingang des monostabilen Multivibrators ein negativer Impuls gegeben, so fließt kurzzeitig ein Strom über die Basis-Emitter-Strecke des Transistors  $T_1$ . Der dadurch hervorgerufene Kollektorstrom verursacht einen Spannungsabfall am Widerstand  $R_1$ . Diese kurzzeitige Potentialänderung wird über den Kondensator  $C_2$  an die Basis des Transistors  $T_2$  übertragen. Die Basis des Transistors  $T_2$  erhält positives Potential, und der Kollektorstrom des Transistors sinkt. Dadurch wird der Spannungsabfall am Widerstand  $R_2$  kleiner, und über den Widerstand  $R_4$  gelangt nun negatives Potential an die Basis des Transistors  $T_1$ . Der Transistor bleibt deshalb stromdurchfließen.

Der Kondensator  $C_2$  liegt nun an entgegengesetzter Polarität, d. h., er wird über den Widerstand  $R_3$  in entgegengesetzter Richtung aufgeladen. Kurz nach dem Null-Durchgang der Spannung am Kondensator, wenn die Spannung an der mit der Basis des Transistors  $T_2$  verbundenen Platte gering negativ wird, kippt der Multivibrator in den stabilen Zustand zurück. Wegen der kleinen negativen Spannung an der Basis des Transistors  $T_2$  fließt wieder ein Strom über den Widerstand  $R_2$ . Über die Rückkopplung (Widerstand  $R_4$ ) wird mit positivem Potential der Transistor  $T_1$  gesperrt.

Der labile Zustand dauerte also an, bis sich der Kondensator  $C_2$  über den Widerstand  $R_3$  entladen hat. Die Impulsdauer ist somit nur abhängig von der Größe des Kondensators  $C_2$  und des Widerstandes  $R_3$ . Man kann die Impulsdauer nach folgender Formel berechnen:

$$t = 0,69 \cdot R_3 \cdot C_2$$

Die Impulsdauer ist also etwa gleich dem 0,7fachen Wert der Zeitkonstante  $R_3 \cdot C_2$ .

Setzt man anstelle der Widerstände  $R_1$  oder  $R_2$  ein Relais, so erhält man mit dieser Anordnung eine ausgezeichnete Verzögerungsschaltung. Die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  sind also die Arbeitswiderstände, deren Größe bei der Dimensionierung einer monostabilen Kippschaltung im allgemeinen vorgegeben sein wird. Sie müssen jedoch mindestens so groß sein, daß über die Transistoren im völlig durchgeschalteten Zustand kein unzulässig hoher Strom fließen kann. Im allgemeinen werden solche Multivibratoren symmetrisch ausgelegt, d. h., der Widerstand  $R_1$  hat die gleiche Größe wie der Widerstand  $R_2$ . Nur in seltenen Fällen, wenn mit einer sehr raschen Impulsfolge gerechnet werden muß, wird der Multivibrator unsymmetrisch ausgeführt. Eine monostabile Kippschaltung hat nämlich eine bestimmte Wiederbereitschaftszeit, die von der Größe des Kondensators  $C_2$  und des Widerstandes  $R_1$  abhängig ist. Der Kondensator  $C_2$  muß ja über den Widerstand  $R_1$  und die Basis-Emitter-Strecke des Transistors  $T_2$  wieder auf volle Batteriespannung aufgeladen werden. Man wird deshalb in allen Fällen, wo eine sehr rasche Impulsfolge zu erwarten ist, den Widerstand  $R_1$  kleiner machen als den Widerstand  $R_2$ . Nimmt man an, daß ein Kondensator nach der dreifachen Zeitkonstante vollständig aufgeladen ist, so errechnet sich die Wiederbereitschaftszeit  $t_w$  nach folgender Formel:

$$t_w = 3 \cdot R_1 \cdot C_2$$

Der Widerstand  $R_6$  ist so klein, daß er hier vernachlässigt werden kann. Betrachtet man die Formel für die Impulszeit  $t$ , so sieht man, daß man bei großen Werten des Widerstandes  $R_3$  mit kleinen Kapazitäten auskommt. Der Widerstand  $R_3$  darf jedoch nur so groß werden, daß über ihn der für die Durchsteuerung des Transistors  $T_2$  notwendige Basisstrom fließen kann. Es gilt die Gleichung:

$$R_3 \leq 0,8 \cdot R_2 \cdot B_2$$

Dabei ist  $B_2$  die Gleichstromverstärkung des Transistors  $T_2$  und der Faktor 0,8 ein Sicherheitsfaktor.

Der Spannungsteiler  $R_4$ - $R_5$  hat die Aufgabe, dafür zu sorgen, daß der Transistor  $T_1$  im stabilen Zustand sicher gesperrt ist, d. h., die Spannung am Widerstand  $R_5$  muß dann kleiner sein als die Spannung am Widerstand  $R_6$ . Am Widerstand  $R_6$  soll immer eine Spannung von zwei- bis fünffacher Größe der Basis-Emitter-Spannung des durchgesteuerten Transistors abfallen. Der absolute Wert liegt also zwischen

0,5 und 1 V. Die Restspannung zwischen Emitter und Kollektor des Transistors  $T_2$  ist in jedem Fall kleiner als dieser Wert. Eine sichere Sperrung des Transistors wäre also auch gewährleistet, wenn die Widerstände  $R_4$  und  $R_5$  etwa die gleiche Größe hätten. Bei der Festlegung der Größe des Widerstandes  $R_5$  gilt jedoch als Einschränkung, daß der Kollektor-Basis-Reststrom  $I_{CBO}$  an ihm einen Spannungsabfall hervorruft. Dieser Spannungsabfall muß in jedem Fall kleiner bleiben als die Spannung am Widerstand  $R_6$ . Dabei ist in die Rechnung der Sperrstrom bei jener höchsten Temperatur einzusetzen, bei der die Schaltung noch sicher funktionieren soll.

Über den Widerstand  $R_4$  muß der für die Durchsteuerung des Transistors  $T_1$  während des labilen Schaltzustandes notwendige Basisstrom fließen können. Es gilt daher

$$R_4 \leq 0,6 \cdot R_1 \cdot B_1$$

Die Impulsdauer wird am besten durch Verändern des Widerstandes  $R_3$  geregelt. Die maximale Größe des Widerstandes wurde bereits festgelegt. Der untere Grenzwert wird durch die Größe des zulässigen Basisstromes für den Transistor  $T_2$  bestimmt. Man kann die Impulsdauer kontinuierlich etwa im Verhältnis 1 : 100 regeln. Sollen größere Zeitunterschiede geregelt werden, so muß der Kondensator  $C_2$  in Stufen umgeschaltet werden.

#### *Technische Daten zum Beispiel nach Bild 7.1*

$$R_1 = R_2 = 1,6 \text{ k}\Omega$$

$$R_6 = 100 \Omega$$

$$R_3 = 30 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = 0,1 \mu\text{F}$$

$$R_4 = 30 \text{ k}\Omega$$

$$C_2 = \text{entsprechend Impulsdauer } t$$

$$R_5 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$C_3 = 10 \mu\text{F}$$

erforderliche Höhe des Auslöseimpulses:  $-U_E = 0,5 \text{ V}$

## **7.2 Der bistabile Multivibrator**

Der bistabile Multivibrator hat zwei stabile Schaltstellungen, in die er durch zwei verschiedene, meist entgegengesetzt gepolte Impulse gebracht wird. Die Schaltung eines solchen Multivibrators zeigt das Bild 7.2. Auch diese Schaltung ist symmetrisch ausgeführt, d. h., der Widerstand  $R_1$  hat die gleiche Größe wie der Widerstand  $R_1'$ . Dies sind die Arbeitswiderstände. Ihre Größe ist deshalb im allgemeinen

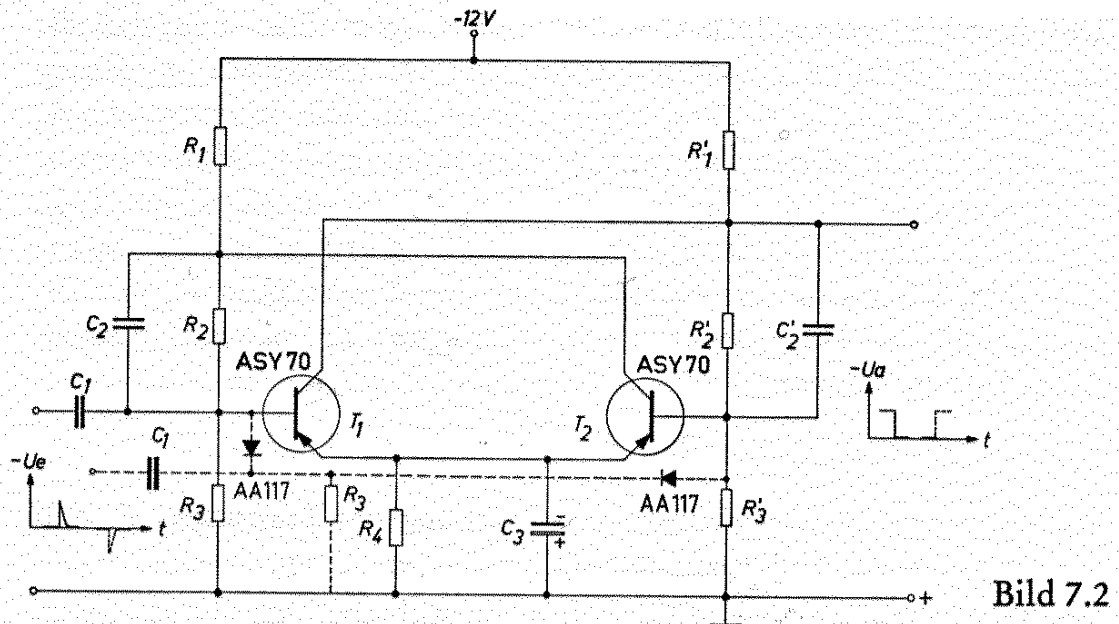


Bild 7.2

### Technische Daten

$$R_1 = R_1' = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = R_2' = 2 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = R_3' = 1,25 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = 100 \Omega$$

$$C_1 = 1 \text{ nF}$$

$$C_2 = C_2' = 600 \text{ pF}$$

$$C_3 = 10 \mu\text{F}$$

erforderliche Höhe der Auslöseimpulse:  $\pm U_E = 1 \text{ V}$

Für die Betrachtung der Wirkungsweise sei zunächst vorausgesetzt, daß der Transistor  $T_1$  stromdurchflossen ist. Der Transistor  $T_2$  ist dann gesperrt, weil wegen des Spannungsabfalles am Widerstand  $R_1'$  an einer Basis eine — bezogen auf den Emitter — positive Spannung liegt.

Gelangt nun über den Kondensator  $C_1$  ein kurzer positiver Impuls an die Basis des Transistors  $T_1$ , so wird dieser kurzzeitig gesperrt, und an die Basis des Transistors  $T_2$  gelangt wegen des Verschwindens des Spannungsabfalles an  $R_1'$  ein negatives Potential. Über den Transistor  $T_2$  fließt ein Strom. Dadurch wird nun der Transistor  $T_1$  endgültig gesperrt. Ein negativer Impuls an der Basis des Transistors  $T_1$  öffnet diesen wieder, und die Anordnung kippt in die alte Ruhelage zurück. Die Größe des Widerstandes  $R_4$  bzw. die Spannung, die an ihm abfällt, bestimmt die erforderliche Höhe des Auslöseimpulses.

Üblicherweise wird man den Widerstand  $R_4$  so groß machen, daß die Spannung an ihm 0,5 bis 1 V beträgt. Der das Umkippen auslösende Spannungsimpuls muß dann etwas höher sein. Die Widerstände  $R_3$  und  $R_3'$  müssen wieder, wie bereits beim monostabilen Multivibrator beschrieben, so klein sein, daß der Kollektor-Basis-Reststrom  $I_{CBO}$  an ihnen keinen höheren Spannungsabfall verursacht, als die Spannung am Widerstand  $R_4$  beträgt. Über die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  muß der für die Durchsteuerung des Transistors  $T_1$  notwendige Basisstrom fließen können.

$$R_1 + R_2 \leq 0,6 \cdot R_1' \cdot B$$

Hier ist wieder  $B$  die Gleichstromverstärkung des Transistors  $T_1$  und der Wert 0,6 ein Sicherheitsfaktor.

Die Kondensatoren  $C_2$  und  $C_2'$  haben die Aufgabe, den Umschaltvorgang zu beschleunigen. Der Kondensator  $C_3$  muß während der Umschaltzeit die Spannung am Widerstand  $R_4$  aufrechterhalten.

Soll mit Impulsen gleicher Polarität ein Kippen des Multivibrators in eine andere Schaltstellung erreicht werden, so müssen die Impulse über den in der Schaltung nach Bild 7.2 gestrichelt eingezeichneten Anschluß zugeführt werden. Je nachdem, wie die beiden Dioden gepolt sind, können positive oder negative Impulse verarbeitet werden. Im vorliegenden Fall bewirkt eine Folge von negativen Impulsen jeweils einen Wechsel zwischen den beiden möglichen Schaltstellungen.

### 7.3 Der astabile Multivibrator

Der astabile Multivibrator hat keinen stabilen Schaltzustand. Er kippt also unabhängig von irgendeiner Beeinflussung von außen selbsttätig in einem bestimmten Rhythmus zwischen den beiden möglichen Schaltstellungen. Der astabile Multivibrator wird vor allem verwendet als Taktgeber für Blinkerschaltungen und als periodischer Schalter. Die Schaltung zeigt das Bild 7.3.

Nimmt man an, daß der Transistor  $T_1$  gerade durchgeschaltet wurde, so erkennt man, daß am Kollektor des Transistors sich das Potential gegen positive Werte verschoben hat. Diese Spannungsänderung wird über den Kondensator  $C_1$  an die Basis des Transistors  $T_2$  übertragen. Dadurch wird der Transistor  $T_2$  gesperrt. Der Kondensator  $C_1$  entlädt sich nun über den Widerstand  $R_3$ . Sobald sich die Polarität der Spannung an diesem Kondensator umkehrt, gelangt negatives Potential an die Basis des Transistors  $T_2$ . Dieser wird stromdurchlässig.

Nunmehr wandert das Potential am Kollektor dieses Transistors gegen positive Werte. Diese Spannungsänderung wird über den Kondensator  $C_2$  an die Basis des Transistors  $T_1$  übertragen. Der Transistor  $T_1$  wird gesperrt. Der Kondensator  $C_2$  entlädt sich über den Widerstand  $R_2$ . Sobald die Spannung an der mit der Basis des Transistors  $T_1$  verbundenen Platte des Kondensators  $C_2$  gering negativ wird, öffnet der Transistor  $T_1$ , und der eben beschriebene Vorgang beginnt von neuem. Die Stromflußzeit  $t_1$  des Transistors  $T_1$  ist abhängig von der Größe des Kondensators  $C_1$  und des Widerstandes  $R_3$ :

$$t_1 = 0,69 \cdot R_3 \cdot C_1$$

Die Stromflußzeit  $t_2$  des Transistors  $T_2$  ist abhängig von der Größe des Kondensators  $C_2$  und des Widerstandes  $R_2$

$$t_2 = 0,69 \cdot R_2 \cdot C_2$$

Über die Widerstände  $R_2$  und  $R_3$  muß der für die Durchsteuerung des Transistors  $T_1$  bzw. des Transistors  $T_2$  notwendige Basisstrom fließen können. Es gelten daher die Gleichungen:

$$R_2 \leq 0,8 \cdot R_1 \cdot B_1$$

und

$$R_3 \leq 0,8 \cdot R_4 \cdot B_2$$

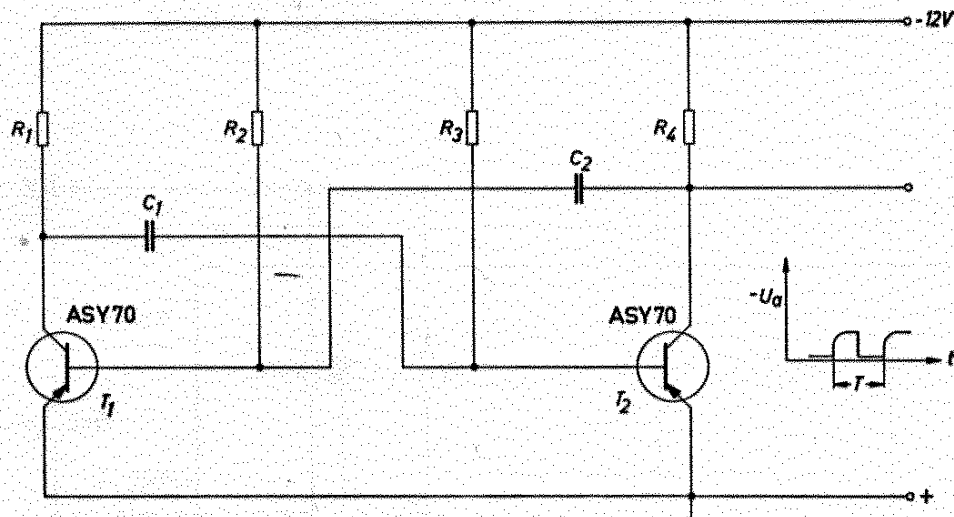


Bild 7.3

#### Technische Daten

$$R_1 = R_4 = 2,5 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = R_3 = 50 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = C_2 = \text{abhängig von der Schwingfrequenz}$$

Dabei ist  $B_1$  die Gleichstromverstärkung in Emitterschaltung des Transistors  $T_1$  und  $B_2$  die des Transistors  $T_2$ .

Bei unsymmetrischer Dimensionierung dieser Schaltung wird auch das Ausgangssignal unsymmetrisch. Eine vollkommen unsymmetrische Ausführung wird dann erforderlich, wenn das Tastverhältnis größer werden soll als 1 : 10. Ein Tastverhältnis von 1 : 10 kann gerade noch durch verschiedene Werte der Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  bzw. der Widerstände  $R_2$  und  $R_3$  erreicht werden. Wählt man auch für die Kollektorwiderstände  $R_1$  und  $R_4$  verschiedene Werte, so kann man ein Tastverhältnis bis 1 : 100 erreichen. Man wird immer dem Kondensator  $C_2$  die kleinere Kapazität zuteilen, weil durch diesen Kondensator eine Verschleifung der rechteckförmigen Ausgangsspannung hervorgerufen wird.

Eine exakte Rechteckspannung erhält man dann, wenn der Kondensator  $C_2$  mit Hilfe eines dritten Transistors entkoppelt wird. Eine solche Schaltung zeigt das Bild 7.4.

#### Technische Daten

$$R_1 = 50 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = R_5 = 3 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = R_4 = 60 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = C_2 = \text{abhängig von der Schwingfrequenz}$$

$$C_3 = 500 \text{ pF}$$

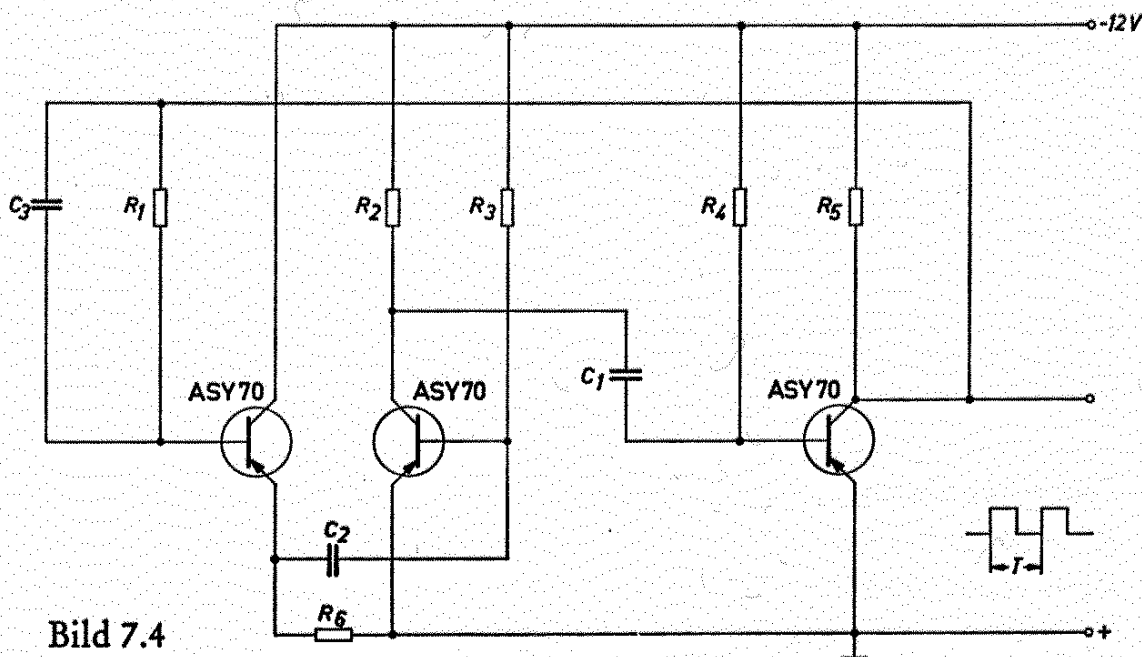


Bild 7.4



### 7.4 Monostabile Kippschaltung für ein Zeitglied

Mit der Schaltung nach Bild 7.5 kann wahlweise eine Anzugs- oder eine Abfallverzögerung erzielt werden, je nachdem, in welchen Kollektorkreis das Relais geschaltet wird. Es handelt sich hier um einen monostabilen Multivibrator. Es können Verzögerungszeiten zwischen 10 ms und 420 s erzielt werden. Dazu wird der Kondensator  $C_1$  in drei Stufen umgeschaltet. Mit Hilfe des Widerstandes  $R_1$  ist die Verzögerungszeit jeweils im Verhältnis 1 : 50 stetig regelbar. Der monostabile Multivibrator wird durch Drücken der Taste T in den labilen Zustand gebracht. Nach Ablauf der Verzögerungszeit kippt die Schaltung auch dann zurück, wenn die Taste T weiter gedrückt wird, weil die Auslösung durch eine Kondensatorentladung erfolgt.

Besonders dann, wenn lange Verzögerungszeiten erforderlich sind, hat diese Schaltung gegenüber dem in Kapitel 7.1 beschriebenen monostabilen Multivibrator erhebliche Vorteile. Über den Widerstand  $R_1$  muß hier nicht der zur vollen Durchsteuerung des Transistors  $T_1$  erforderliche Basisstrom fließen können.

#### Technische Daten

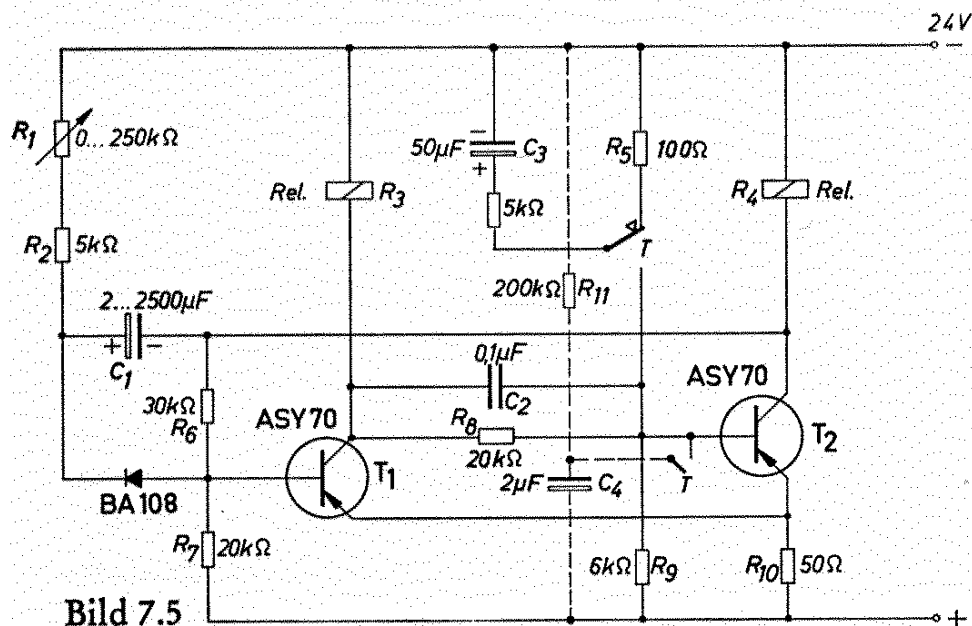
Batteriespannung 24 V

Batteriestrom 35 mA

$C_1 = 2 \mu\text{F}$  für eine maximale Impulsdauer von 350 ms

$C_1 = 70 \mu\text{F}$  für eine maximale Impulsdauer von 12 s

$C_1 = 2500 \mu\text{F}$  für eine maximale Impulsdauer von 420 s



Im Ruhezustand ist der Transistor  $T_1$  stromdurchlässig, weil seine Basis über die Widerstände  $R_4$  und  $R_6$  an negativem Potential liegt. Der Transistor  $T_2$  ist gesperrt, weil seine Basis mit dem Kollektor des Transistors  $T_1$  verbunden ist, an dem wegen der Durchsteuerung des Transistors  $T_1$  nahezu volles positives Potential liegt.

Der Kondensator  $C_1$  ist über den Widerstand  $R_4$ , die Siliziumdiode, die Basis-Emitter-Strecke des Transistors  $T_1$  und über den Widerstand  $R_4$  mit der im Bild 7.5 eingetragenen Polarität aufgeladen.

Wird nun die Taste gedrückt, so gelangt für kurze Zeit negatives Potential an die Basis des Transistors  $T_2$ . Dadurch wird er aufgesteuert, und das Potential an seinem Kollektor verändert sich gegen positive Werte. Die Basis des Transistors  $T_1$  ist über den Widerstand  $R_6$  mit dem Kollektor des Transistors  $T_2$  verbunden. Deshalb wird diese Potentialänderung auf die Basis des Transistors  $T_1$  übertragen. Die Spannung an der Basis ändert sich ebenfalls gegen positive Werte, wodurch der Kollektorstrom sinkt. Dies hat zur Folge, daß das Potential am Kollektor des Transistors  $T_1$  sich gegen negative Werte verschiebt. Diese Potentialänderung wiederum wird über den Kondensator  $C_2$  und den Widerstand  $R_8$  an die Basis des Transistors  $T_2$  übertragen. Durch diese Rückkopplung wird der Transistor  $T_2$  rasch voll aufgesteuert, und ein in seinem Kollektorkreis liegendes Relais spricht an.

Die negativ geladene Platte des Kondensators  $C_1$  ist nun über die Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors  $T_2$  mit dem Pluspol der Batterie verbunden. Der Kondensator wird sich über die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  entladen. Er würde nach dem vollständigen Entladen mit entgegengesetzter Polarität wieder aufgeladen, wenn nicht beim Nulldurchgang der Spannung am Kondensator, bzw. sobald eine kleine negative Spannung an der im Bild 7.5 mit + bezeichneten Platte auftritt, die Schaltung in den Anfangszustand zurückkippen würde. Sobald nämlich das Potential an dieser Platte negativ wird, erhält die Basis des Transistors  $T_1$  einen kleinen Steuerstrom über die Diode BA 108. Die bereits beschriebene Rückkopplung wird nun in umgekehrter Richtung wirksam, wodurch der Transistor  $T_1$  rasch ganz durchgeschaltet und der Transistor  $T_2$  gesperrt wird. Das Relais fällt nun ab.

Mit der Schaltung nach Bild 7.5 wird also erreicht, daß bei Betätigung eines Schalters ein Relais anspricht, das nach Ablauf einer bestimmten Zeit dann von selbst wieder abfällt.

Solche Zeitschalter können z. B. bei fotografischen Vergrößerungsapparaten verwendet werden.

Anstelle eines Umschalters kann zum Einschalten auch eine einfache Drucktaste verwendet werden. Eine solche Schaltungsmöglichkeit ist im Bild 7.5 gestrichelt eingetragen. Der Kondensator  $C_4$  ist über den Widerstand  $R_{11}$  ständig auf volle Batteriespannung aufgeladen. Wird die Taste T gedrückt, so entlädt sich der Kondensator über die Basis-Emitter-Strecke des Transistors  $T_2$ , wodurch der Umschaltvorgang eingeleitet wird. Wenn der Widerstand  $R_{11}$  so groß gewählt wird, daß über ihn nicht der zur Durchsteuerung des Transistors  $T_2$  nötige Basisstrom fließen kann, so wird die Schaltung nach Ablauf der Verzögerungszeit auch dann in die Ausgangslage zurückkippen, wenn die Taste T weiter gedrückt bleibt.

Diese Einschaltart hat gegenüber der eingangs beschriebenen den Nachteil, daß die Wiederbereitschaftszeit größer ist. Die nächste Einschaltung kann immer erst dann erfolgen, wenn der Kondensator  $C_4$  über den Widerstand  $R_{11}$  genügend aufgeladen ist ( $t \approx R_{11} \cdot C_4$ ).

### 7.5 Schaltverzögerung

Zuweilen liegt auch der Wunsch vor, daß nach dem Geben eines Befehles sich zunächst nichts ändern, aber nach Ablauf einer bestimmten Zeit z. B. ein Relais ansprechen soll. Diese Bedingung erfüllt die Schaltung nach Bild 7.6.

Der Transistor  $T_3$  ist im Ruhezustand durchgeschaltet, das bedeutet, daß das Relais erregt ist. Der Kondensator C des monostabilen Multivibrators mit den Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  ist über den Widerstand  $R_3$ , die Siliziumdiode, die Basis-Emitter-Strecke des Transistors  $T_2$  und den Widerstand  $R_4$  mit der im Bild 7.6 eingetragenen Polarität aufgeladen.

Wird nun die Taste T gedrückt, so gelangt an die Basis des Transistors  $T_1$  negatives Potential, wodurch dieser Transistor aufgesteuert wird. Dadurch wird der Transistor  $T_2$  gesperrt. Die Ausgangsstufe mit dem Transistor  $T_3$  wird zunächst von dem Multivibrator nicht beeinflußt, und das Relais bleibt erregt.

Damit während des Einschaltvorganges keine Störungen auftreten, ist der Kondensator  $C_2$  vorgesehen. Dieser Kondensator hält die Spannung an der Basis des Transistors  $T_3$  während des Einschaltvorganges in nahezu der vollen Höhe aufrecht.

Der Kondensator C entlädt sich nun über die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  und über die Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors  $T_1$ . Nach Beendigung der Entladung erhält der Transistor  $T_2$  einen Steuer-

strom. Sobald der Transistor  $T_2$  voll durchgesteuert ist, fällt das Relais ab, weil der Eingang des Transistors  $T_3$  durch die parallel dazu liegende Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors  $T_2$ , die jetzt einen sehr kleinen Widerstand hat, kurzgeschlossen ist.

Die Siliziumdiode BA 108 verhindert, daß sich an der Entladung des Kondensators  $C$  auch die Basis-Emitter-Strecke des Transistors  $T_2$  beteiligt (Reststrom), was die Verzögerungszeit beeinflussen würde. Sie muß insbesondere dann vorgesehen werden, wenn lange Verzögerungszeiten erzielt werden sollen bzw. wenn der Widerstand  $R_1$  sehr groß ist.

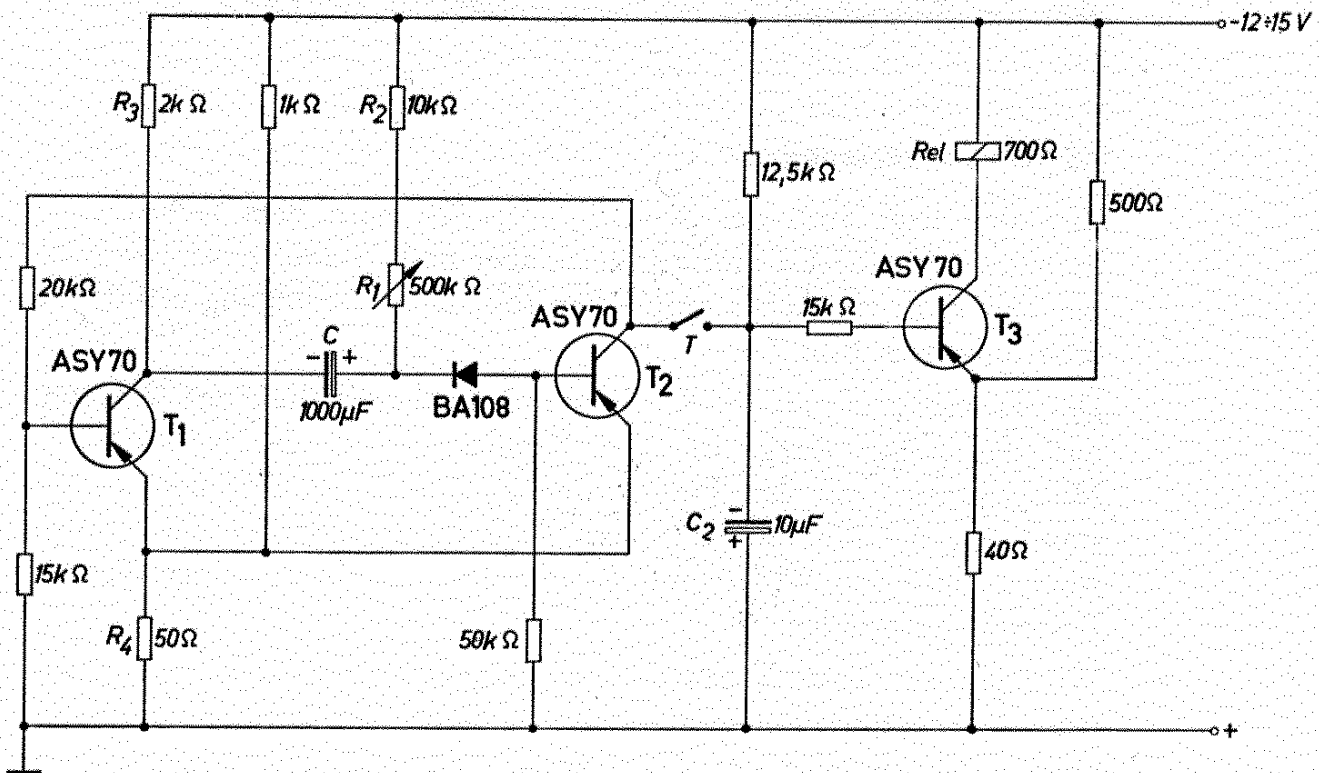


Bild 7.6

### Technische Daten

Batteriespannung 12 bis 15 V  
 Rel: Trls 154 nach TBv 65421/93c

## 7.6 Relais mit Anzugsverzögerung

In der Schaltung nach Bild 7.7 ist im Ruhezustand der Transistor  $T_1$  gesperrt, der Transistor  $T_2$  durchlässig. Es kann jedoch kein Kollektorstrom fließen, weil durch den Schalter  $S$  der Stromkreis unterbrochen ist. Der Ruhestromverbrauch ist deshalb sehr gering. Der zusammen mit den Widerständen  $R_1$  und  $R_2$  die Verzögerung bestimmende Kondensator  $C_1$  ist über den Widerstand  $R_3$  und die Basis-Emitter-Strecke des Transistors  $T_2$  ständig aufgeladen. Damit der Transistor  $T_1$  auch sicher gesperrt ist, wird die Emitterspannung durch einen Spannungsteiler etwas angehoben.

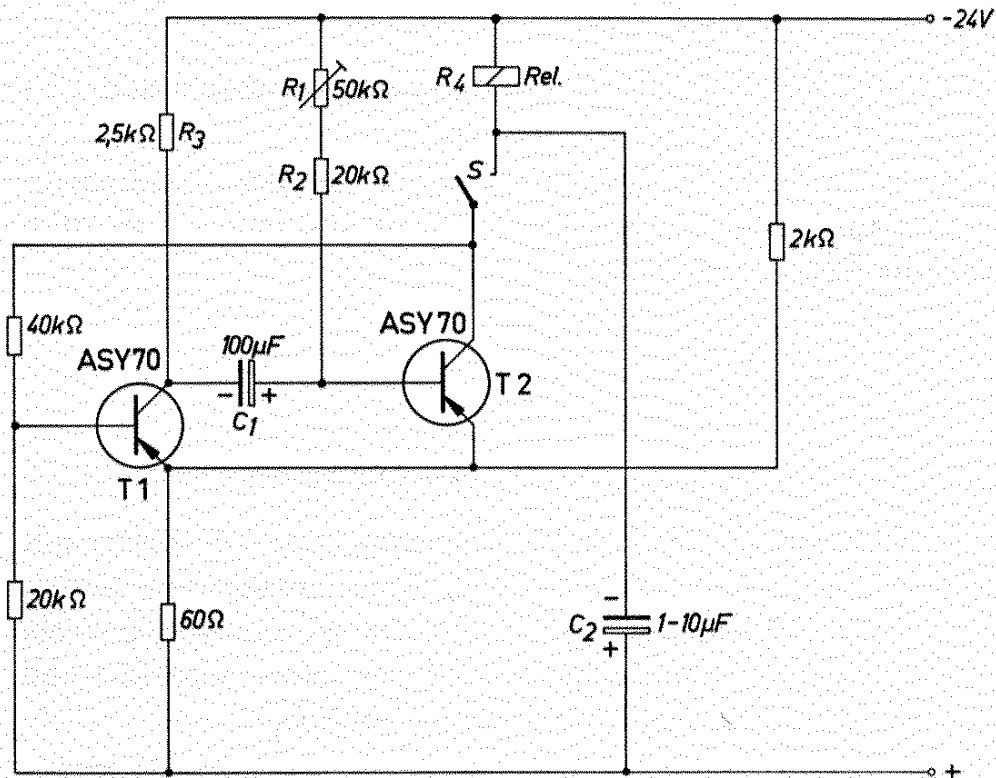


Bild 7.7

### Technische Daten

Arbeitskontakt gibt Anzugsverzögerung

Ruhekontakt gibt Abfallverzögerung

Verzögerungszeit etwa 5 s

Rel: Trls 154 nach TBv 65426/93c

Wird der Schalter  $S$  geschlossen, gelangt eine hohe negative Spannung an die Basis des Transistors  $T_1$ . Dieser zieht Strom, der an dem Widerstand  $R_3$  einen Spannungsabfall hervorruft. Der Kondensator  $C_1$  überträgt die Spannungsänderung auf die Basis des Transistors  $T_2$ , die dadurch ein positives Potential erhält. Der Transistor wird gesperrt und das Relais bleibt stromlos. Die hohe negative Spannung liegt weiterhin an der Basis des Transistors  $T_1$ . Diese Spannung wurde im Umschaltmoment durch den Kondensator  $C_2$  aufrechterhalten. Der Kondensator  $C_1$  entlädt sich nun über die Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors  $T_1$  gegen negatives Potential. Sobald die Basis des Transistors  $T_2$  negativ wird, kippt der Multivibrator, das Relais spricht an, und die Spannung am Kollektor sinkt auf die Größe der Restspannung. Dadurch wird der Transistor  $T_1$  gesperrt. Die Verzögerungszeit errechnet sich aus der Gleichung

$$t = 0,7 \cdot C_1 (R_1 + R_2)$$

Im vorliegenden Fall kann die Verzögerungszeit zwischen 5 und 1,5 s mit dem Potentiometer eingestellt werden.

Die Wiederbereitschaftszeit, also die Zeit, in der der Kondensator wieder aufgeladen wird, beträgt  $3 \cdot R_3 \cdot C_1$ , ist also immer wesentlich kleiner als die Verzögerungszeit.

### 7.7 Relais mit Abfallverzögerung

Grundsätzlich kann mit Hilfe eines Ruhekontaktes am Relais mit der vorhin beschriebenen Schaltung eine Abfallverzögerung erzielt werden. In vielen Fällen liegt jedoch auch der Wunsch vor, daß ein Relais bei kurzzeitiger Betätigung einer Taste sofort anspricht und nach einer definierten Zeit selbsttätig wieder abfällt.

Diese Forderung erfüllt der im Bild 7.8 gezeigte monostabile Multivibrator. Der Transistor ACY 33 ist im Ruhezustand gesperrt, das Relais ist stromlos. Durch Drücken der Taste T wird der Transistor ACY 33 durchgeschaltet und, wie oben beschrieben, der Transistor ASY 70 gesperrt. Das Relais spricht an und fällt nach der Zeit  $t = 0,7 \cdot C_1 \cdot (R_1 + R_2)$  selbsttätig ab.

#### Technische Daten

Rel: Trls 6a nach TBv 62010/9c-20a (120  $\Omega$ )

Schaltverzögerung:  $t \approx 0,7 \cdot C_1 (R_1 + R_2)$  0,5 bis 6 s

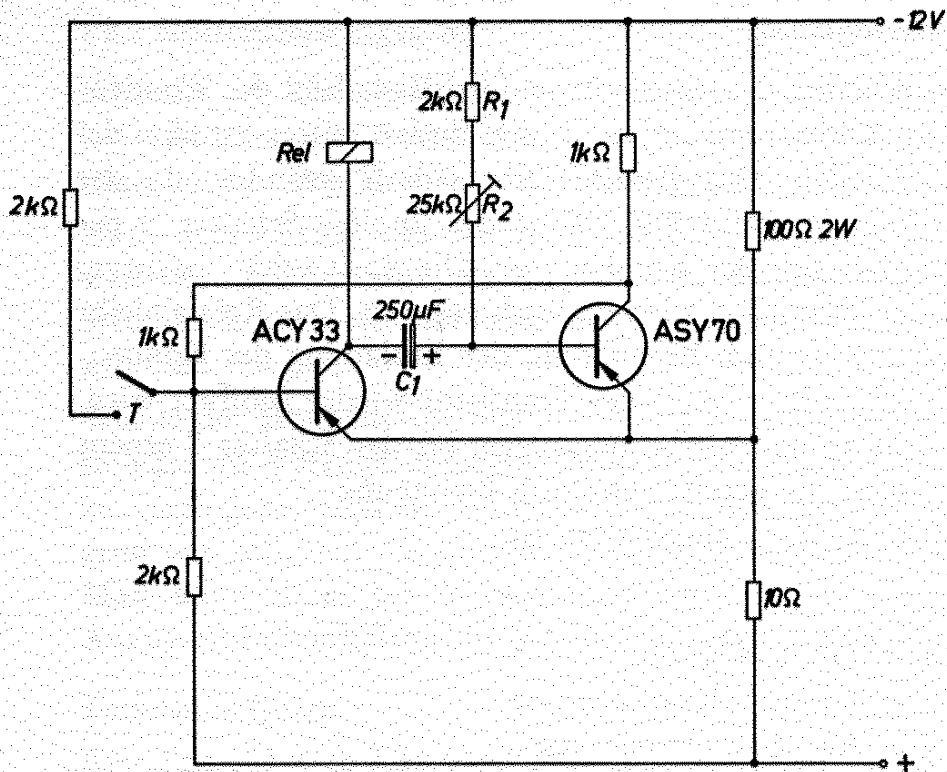


Bild 7.8

### 7.8 Einfache Verzögerungsschaltungen

Auf einfache Weise kann mit Hilfe eines  $RC$ -Gliedes eine Relaisverzögerung erzielt werden. Besonders in niederohmigen Kreisen wird jedoch der Kondensator schon bei kleinen Verzögerungen von einigen Millisekunden sehr groß. Ein weiterer Nachteil ist das „schleichende“ Ansprechen des Relais, da das Relais nicht schlagartig an die volle Spannung gelegt wird. Dies führt zu einer rascheren Abnützung der Kontakte.

Mit Hilfe eines einzigen Transistors kann bei den Schaltungen nach Bild 7.9 und 7.10 der Kondensator ganz wesentlich kleiner gehalten werden. Der Wirkungsgrad ist dabei höher, da kein Widerstand vor das Relais geschaltet werden muß. Diese Schaltungen haben gegenüber den monostabilen Multivibratoren den Nachteil, daß die Auslösung durch zweipolige Schalter erfolgen muß. Während bei den anfangs beschriebenen Anordnungen mit 2 Transistoren die Auslösung auch elektrisch erfolgen kann, kann sie hier nur von Hand getätigt werden.

### 7.8.1 Einschaltverzögerung

Im Ruhezustand ist der Transistor stromdurchlässig und der Kondensator über den Widerstand  $R_3$  und die Basis-Emitter-Strecke des Transistors aufgeladen. Das Relais bleibt jedoch stromlos, da der Schalter  $S$  geöffnet ist (Bild 7.9). Wird der 2polige Schalter  $S$  geschlossen, so entlädt sich der Kondensator. Die Basis erhält positives Potential und der Transistor wird dadurch gesperrt. Das Relais bleibt weiterhin unerregt, bis nach Beendigung der Entladung des Kondensators ( $t = 0,7 \cdot C_1 \cdot [R_1 + R_2]$ ) der Transistor wieder geöffnet wird. Das Relais spricht an und bleibt angezogen, bis der Schalter  $S$  erneut betätigt wird, wenn die bereits erwähnte Bedingung  $(R_1 + R_2) \leq 0,8 \cdot B \cdot R_{\text{Rel}}$  eingehalten ist.

#### Technische Daten

Rel: Trls 154 nach TBv 65426/93c

Arbeitskontakt gibt Einschaltverzögerung

Ruhekontakt gibt Ausschaltverzögerung

Verzögerungszeit: 1,5 bis 5 s

$S = 2$ poliger Schalter

$t_{\text{Chass}} = -10$  bis  $+50$  °C

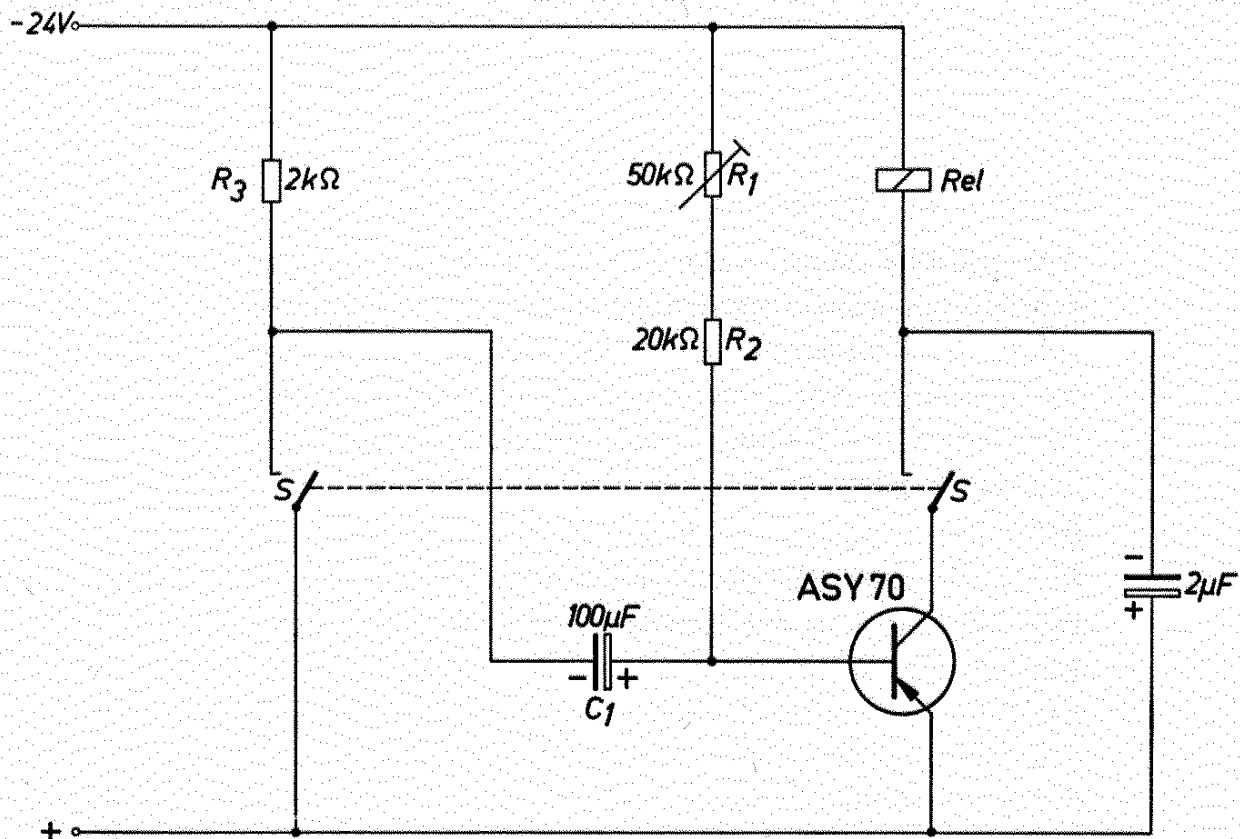


Bild 7.9



### 7.8.2 Ausschaltverzögerung

Hier ist im Ruhezustand der Transistor wieder stromdurchlässig, jetzt ist aber das Relais erregt, weil der zweipolige Schalter  $S$  geschlossen ist. Der Kondensator ist aufgeladen (Bild 7.10).

Nach dem Öffnen des Schalters  $S$  bleibt der Transistor durchlässig, weil der Kondensator die erforderliche Basisspannung liefert. Der Stromkreis ist weiterhin über den Arbeitskontakt  $a$  des Relais geschlossen.

Würde der Kondensator nur über die Basis-Emitter-Strecke entladen, so wäre die Verzögerungszeit temperaturabhängig. Um diesen Einfluß zu verringern, muß ein Widerstand parallelgeschaltet werden, der so groß sein soll, daß die Entladung vorwiegend über diesen vor sich geht. Man kann dann bei Verwendung eines Relais mit dem üblichen Anzug-Abfallverhältnis als Verzögerungszeit etwa  $t = C_1 \cdot R_1$  setzen.

#### Technische Daten

Rel: Trls 154 nach TBv 65426/93c

Arbeitskontakt gibt Ausschaltverzögerung

Ruhekontakt gibt Einschaltverzögerung

Verzögerungszeit: etwa 3 s

$S = 2$ poliger Schalter

$t_{\text{Chass}} = -10 \text{ bis } +50 \text{ } ^\circ\text{C}$

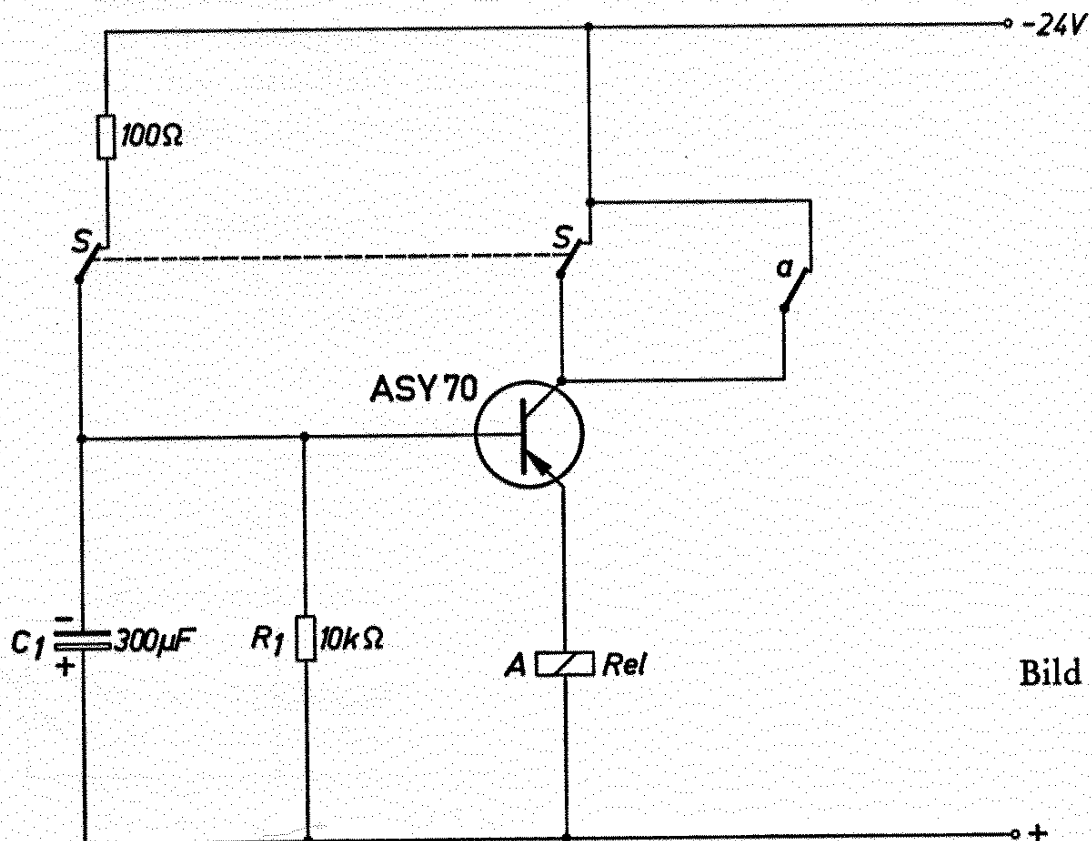


Bild 7.10

## 7.9 Relaisverzögerung mit Heißleitern

Wenn die Verzögerungszeit nicht einstellbar sein muß und wenn keine zu große Genauigkeit gefordert wird, können mit Heißleitern Verzögerungsschaltungen bei geringem Aufwand verwirklicht werden, und zwar Anzug- und Abfallverzögerungen.

Zur Anzugverzögerung (Bild 7.11) wird der Heißleiter in Serie zum Relais geschaltet. Nach dem Anschalten der Batteriespannung fließt ein Strom durch die Relaispule, der durch den hohen Kaltwiderstand des Heißleiters auf einen Bruchteil des Relais-Ansprechstromes begrenzt wird. Durch die Eigenaufheizung des Heißleiters nimmt sein Widerstand ab, und der Strom steigt an, bis der Ansprechstrom erreicht ist.

Die Wiederbereitschaftszeit, das ist die Zeit, in der der Heißleiter etwa auf Raumtemperatur abgekühlt ist, liegt hier bei mehreren Sekunden und kann aus den Angaben für die thermische Abkühlzeitkonstante in den Datenblättern der Heißleiter genau ermittelt werden. Damit diese Abkühlung schon während der Zeit vor sich gehen kann, in der das Relais angezogen ist, empfiehlt es sich, den Heißleiter mit einem Relaiskontakt abzuschalten.

Schaltet man den Heißleiter parallel zum Relais, so kann eine Abfallverzögerung erzielt werden (Bild 7.12). Es gibt dabei 2 Möglichkeiten: Schalter  $S_2$  bleibt geschlossen,  $S_1$  wird geschlossen. Der Heißleiter wird von einem Strom durchflossen und aufgeheizt. Es tritt eine Spannungsteilung zwischen  $R_V$  und dem Heißleiter auf. Die stetige Verkleinerung der Spannung am Heißleiter führt schließlich zum Abfallen des Relais.

Die zweite Möglichkeit ist folgende: Schalter  $S_1$  ist geschlossen,  $S_2$  geöffnet. Wird nun  $S_2$  betätigt, so spricht das Relais sofort an und fällt nach der Aufheizzeit des Heißleiters selbsttätig wieder ab.

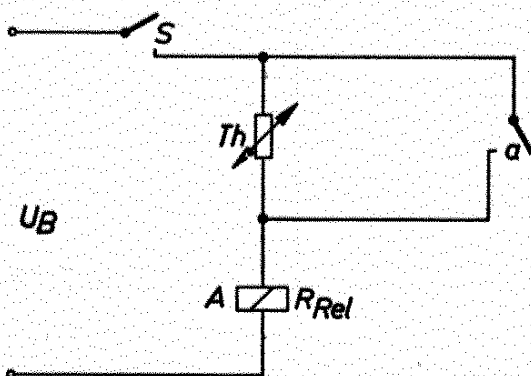


Bild 7.11

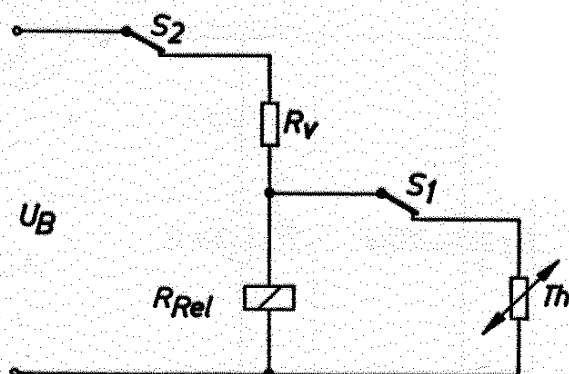


Bild 7.12

Die Konstanz der Verzögerungszeiten ist abhängig von der Toleranz des Kaltwiderstandes und des Temperaturkoeffizienten und von der Umgebungstemperatur. Diese Verzögerungsschaltungen sind deshalb nur in solchen Fällen verwendbar, in welchen keine hohe Genauigkeit gefordert wird.

Richtwerte der Verzögerungszeiten  $t$  bei verschiedenen Batteriespannungen  $U_B$  und Relais-Widerständen  $R_{Rel}$  in Sekunden.

Bauform	Typ	$U_B$	8	12	24	36	48	60	110	V
A 34	2/30	$t$	2	0,7	0,1					s
		$R_{Rel}$	125	200	400					$\Omega$
	10/25	$t$				10	6	3,5	1	s
		$R_{Rel}$				800	1200	1500	3000	$\Omega$
	14/30	$t$					40	24	6	s
		$R_{Rel}$					1000	1500	2500	$\Omega$

### 7.10 Multivibratoren mit Komplementärtransistoren

Diese Variante des astabilen Multivibrators mit einem npn- und einem pnp-Transistor weist gegenüber den gebräuchlichen Kippschaltungen mehrere bedeutende Vorteile auf, nämlich sehr guten Wirkungsgrad, großen Variationsbereich des Tastverhältnisses (bis 1 : 10 000), lange Impulszeiten bei relativ kleiner Schwingkapazität und scharfe Rechteckform des abgegebenen Signals. Ein großer Vorteil ist der hohe erzielbare Wirkungsgrad. Weil während der Impulspause beide Transistoren gesperrt sind, können Wirkungsgrade von 95 bis 98% erzielt werden. Dies ist besonders bei der Anwendung in nicht ortsgebundenen Verbrauchern mit Batteriebetrieb, wie z. B. Warnlaternen für Baustellen, Blinkbojen usw., wichtig.

Der Anwendungsbereich der Schaltung erstreckt sich auf alle periodisch wiederkehrenden Schaltvorgänge, wie z. B. Lichthupen, Fahrtrichtungsanzeiger bzw. Blinker, funkenlose Schalter und elektrischen Uhrenaufzug.

### 7.10.1 Periodische Schalter

Zur Beschreibung der astabilen Schwingschaltung nach Bild 7.13 muß man von irgendeinem Augenblickszustand ausgehen, am besten von der Impulspause, in der beide Transistoren gesperrt sind. Der linke Transistor (npn) bleibt so lange gesperrt, bis die Spannung am Kondensator, der über den Relaiswiderstand und die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  aufgeladen wird, den Wert der Schwellenspannung der Basis-Emitter-Diodenstrecke des npn-Transistors erreicht hat. Es fließt dann zunächst ein kleiner Basisstrom, der, um den Faktor der Stromverstärkung vergrößert, dem rechten Transistor (pnp) als Steuerstrom zugeführt wird. Dieser zieht ebenfalls Strom, und der Spannungsabfall am Relaiswiderstand bewirkt ein Wandern des Kollektorpotentials nach positiven Werten hin. Durch die Rückkopplung über den Widerstand  $R_1$  und den Kondensator wird der Basisstrom des npn-Transistors rasch vergrößert, und die Durchschaltung wird dadurch

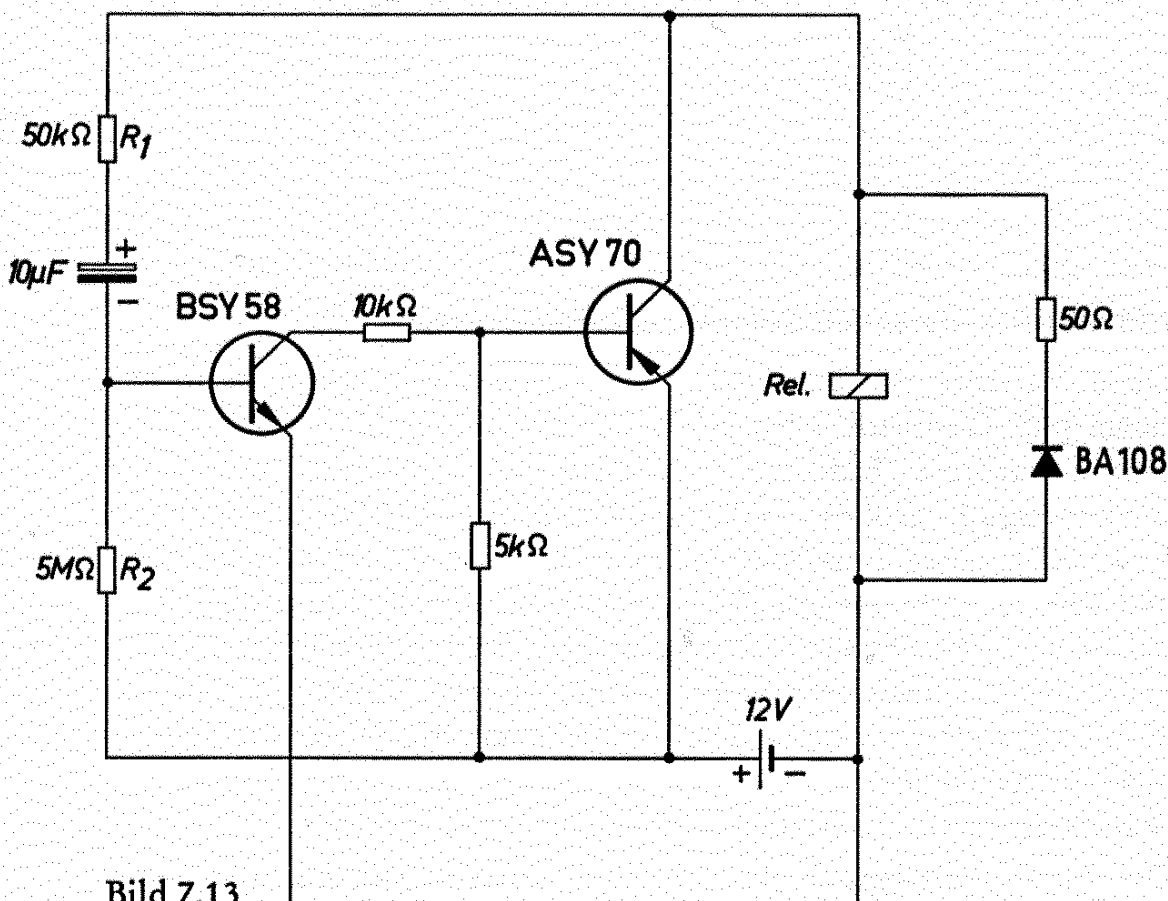


Bild 7.13

Impulsdauer 1 s  
 Impulspause 30 s  
 Rel: Trls 154 nach TBv 65421/93c

beschleunigt. Beide Transistoren sind stromdurchlässig und das Relais ist erregt. Der Kondensator entlädt sich nun über den Widerstand  $R_1$  und die Basis-Emitter-Strecke des linken Transistors. Sobald die Entladung so weit fortgeschritten ist, daß der zur Durchschaltung erforderliche Basisstrom nicht mehr aufgebraucht werden kann, kippt der Multivibrator wieder um. Für die Länge der Impulspause ist daher in erster Linie der Widerstand  $R_2$  und für die Impulsdauer der Widerstand  $R_1$  maßgebend. Das Ansteigen der Spannung am Kollektor des rechten Transistors nach negativen Werten hin wird wie vorher über die Rückkopplung auf den Eingang übertragen, wodurch auch diese Umschaltung sehr rasch vor sich geht. Tatsächlich kann die abgegebene Spannung als streng rechteckig bezeichnet werden. Die Umschaltverluste an den Transistoren sind daher minimal.

Um zu hohe Spannungsspitzen beim Abschalten des Relais am Kollektor des pnp-Transistors zu vermeiden, wurde eine Diode parallel zum Relais geschaltet. Ein Abschneiden der Spitzen mit Hilfe eines

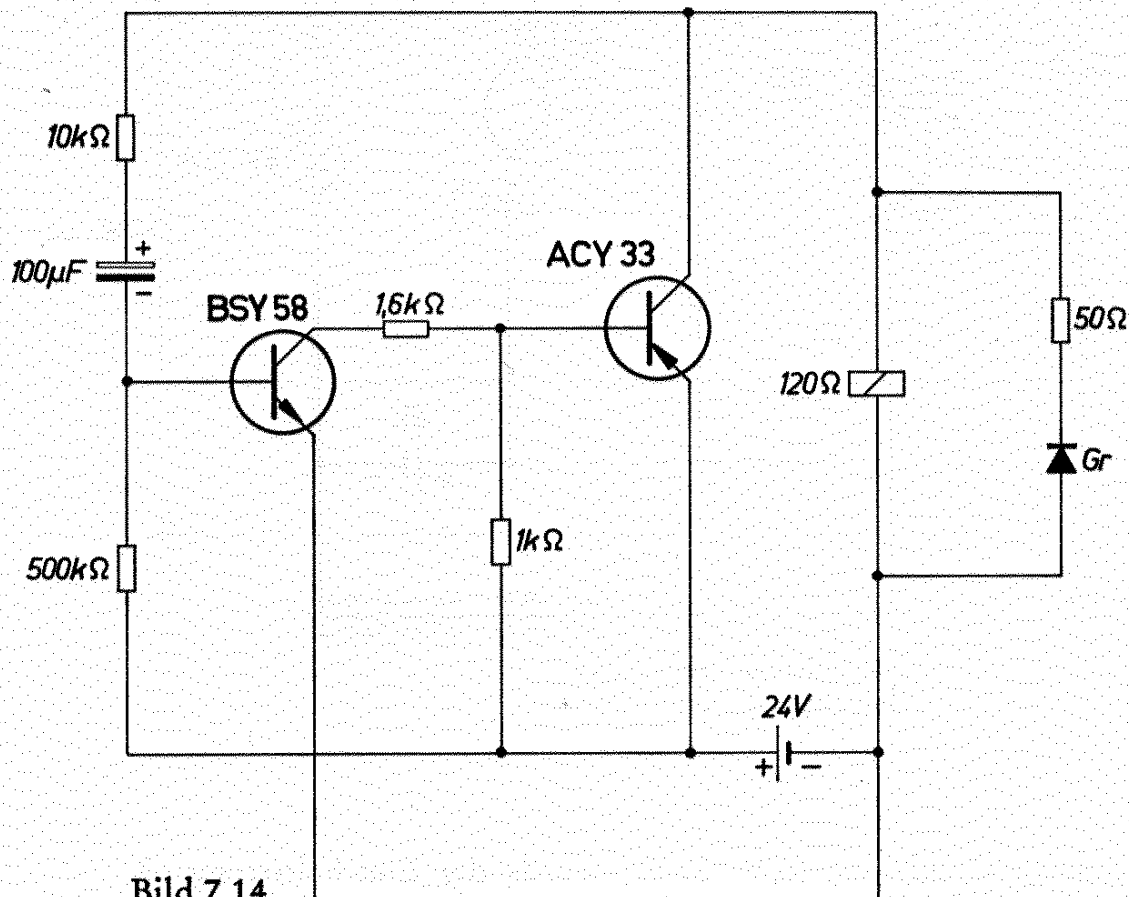


Bild 7.14

Impulsdauer 2,5 s  
 Impulspause 30 s  
 Gr: SSF V 15 C 200

Kondensators ist nicht zu empfehlen, da der Multivibrator durch die Kapazität zu stark bedämpft wird. Bei der Verwendung von Transistoren größerer Leistung können selbstverständlich auch höhere Ströme geschaltet werden, wie das zweite Beispiel (Bild 7.14) zeigt, bei dem der Transistor ACY 33 verwendet wird.

### 7.10.2 Blinker

Das periodische Schalten von Glühlampen mit Multivibratoren wirft ein Problem auf. Der Kaltwiderstand der Glühfäden ist so gering, daß Einschaltstromstöße in der Größenordnung des 5- bis 10fachen Betriebsstromes auftreten. Bei der im folgenden Beispiel (Bild 7.15)

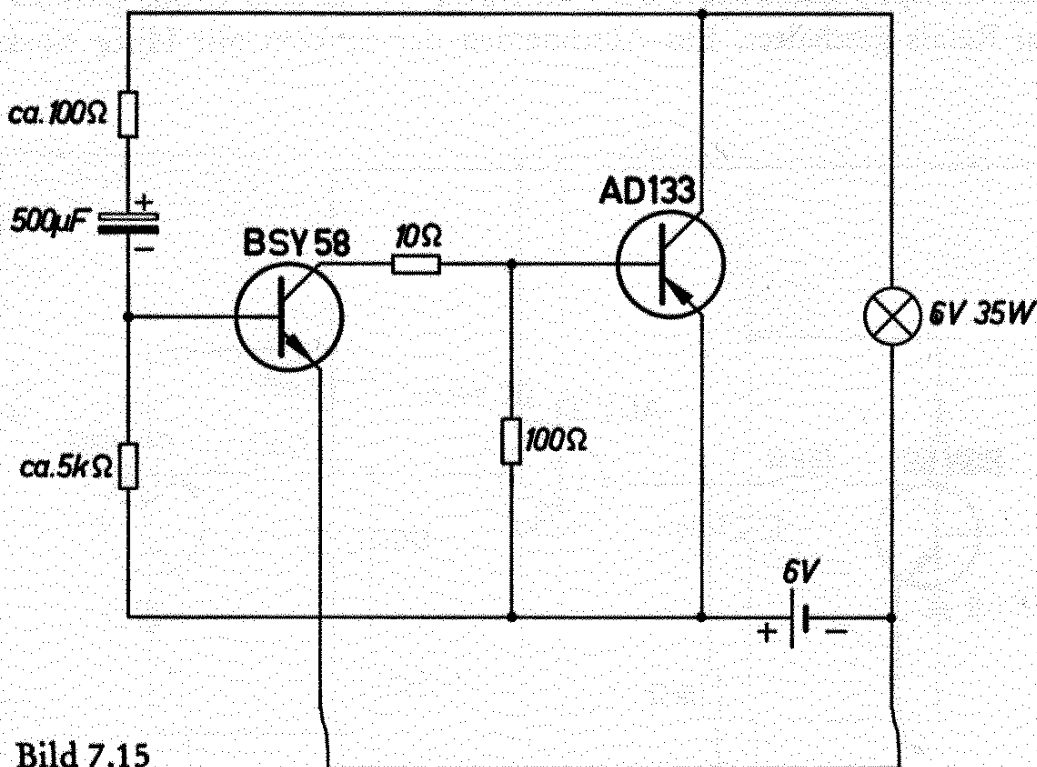


Bild 7.15

Impulsdauer etwa 0,25 s  
Impulspause etwa 1,75 s

verwendeten Glühlampe (6 V, 35 W) würde der Einschaltstromstoß 45 A betragen. Dieser Strom wird jedoch durch den Transistor begrenzt. Dabei entsteht allerdings an diesem eine Verlustwärme, für deren Abfuhr gesorgt werden muß.

Es wurde deshalb in dem vorliegenden Beispiel der Transistor AD 133 wegen seines großen zulässigen Kollektorstromes und wegen seines geringen Wärmewiderstandes gewählt.

Die Einschaltstromspitze kann jedoch auch noch auf andere Weise begrenzt werden. Wie in dem Beispiel nach Bild 7.16 gezeigt wird, kann man durch Parallelschalten eines geeigneten Widerstandes zur Kollektor-Emitter-Strecke des schaltenden Transistors die Lampen während der Impulspause etwas vorheizen. Der Widerstand des Glühfadens ist dann beim Einschalten höher und der Spitzenstrom ist begrenzt. In dieser Schaltung kann daher bei etwa gleicher Schaltleistung der kleinere Transistor AD 130 verwendet werden.

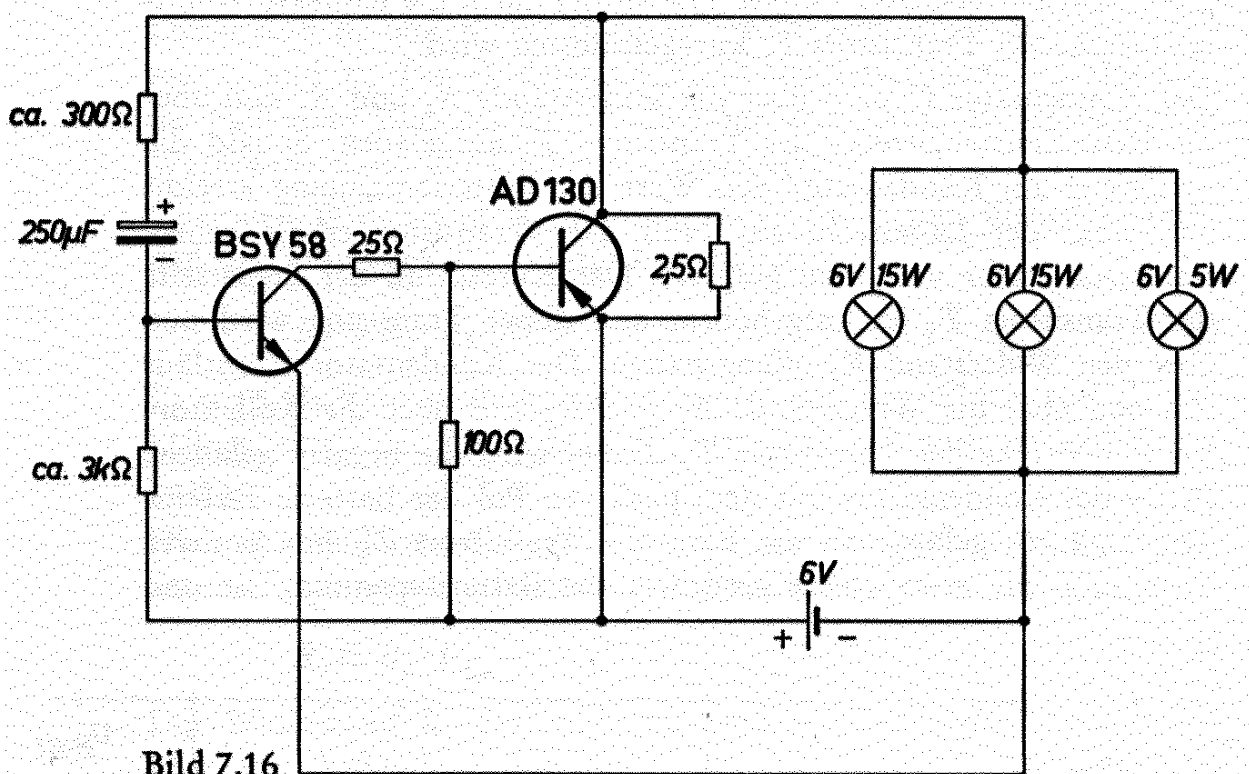


Bild 7.16

Impulsdauer etwa 0,25 s  
Impulspause etwa 0,4 s

### 7.11 Astabiler Multivibrator für kleine Schwingfrequenz

Soll mit einem astabilen Multivibrator in der üblichen Schaltung eine kleine Schwingfrequenz, z. B. 50 Hz, erzielt werden, so werden die Kondensatoren, die die Tastzeiten bestimmen, sehr groß. Für solche Anwendungsfälle zeigt das Bild 7.17 eine Schaltung, in der der Kondensator sehr klein gehalten werden kann. Er ist etwa um den Faktor der Summe der Stromverstärkung der beiden verwendeten Transistoren kleiner als bei einem astabilen Multivibrator der üblichen Schaltung mit gleichen Tastzeiten.

Für die Betrachtung der Funktionsweise dieser Schaltung geht man am besten von einem Augenblickszustand aus. Wenn z. B. der Transistor  $T_1$  stromdurchlässig ist, so ist der Transistor  $T_2$  gesperrt, weil die Basis-Emitter-Strecke dieses Transistors durch die Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors  $T_1$  kurzgeschlossen wird.

Der Kondensator  $C$  wird über die Widerstände  $R_4$  und  $R_2$  und über die Basis-Emitter-Strecke des Transistors  $T_1$  aufgeladen. Sobald die Spannung am Kondensator den Wert der Batteriespannung erreicht hat, sinkt der Ladestrom auf Null. Der Transistor erhält keinen Basisstrom mehr und wird gesperrt. Der Kurzschluß der Steuerseite des Transistors  $T_2$  ist aufgehoben, und dieser Transistor wird nun über den Widerstand  $R_3$  offengehalten. Der Kondensator  $C$  entlädt sich nun über die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  und über die Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors  $T_2$ . Dabei wird die negativ geladene Platte des Kondensators mit dem positiven Pol der Batterie verbunden. Dadurch gelangt an die Basis des Transistors  $T_1$  eine positive Spannung, die etwa gleich groß wie die Batteriespannung ist und

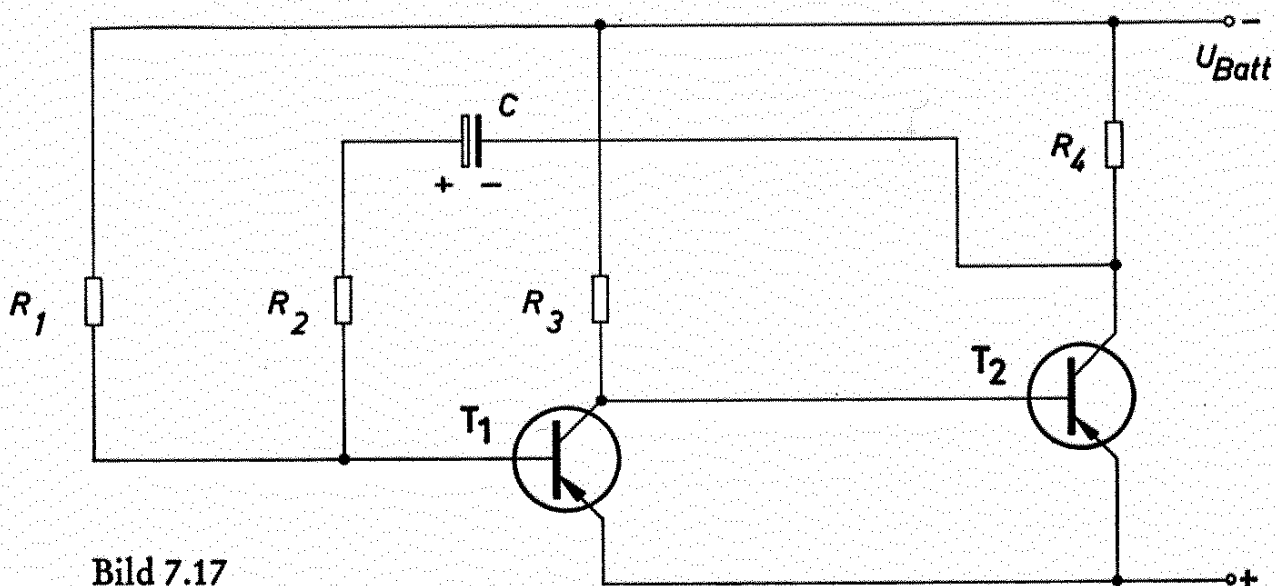


Bild 7.17



den Transistor sperrt. Sobald der Kondensator entladen ist, wird der Transistor  $T_1$  durch den über  $R_1$  fließenden Basisstrom etwas geöffnet. Der Arbeitspunkt des Transistors  $T_2$  wird in Sperrichtung verschoben. Die Spannungsänderung am Kollektor dieses Transistors bewirkt durch die Verkopplung über den Kondensator  $C$  ein rasches, vollständiges Öffnen des Transistors  $T_1$ . Der Transistor  $T_2$  wird gesperrt und der Kondensator aufgeladen. Damit ist der Ausgangspunkt der Betrachtungen wieder erreicht. Bei der Wahl des Widerstandes  $R_1$  muß darauf geachtet werden, daß der über ihn fließende Strom nicht ausreicht, um den Multivibrator in einer bestimmten Stellung zu halten.

$$R_1 \geq B_1 \cdot B_2 \cdot R_4 \quad (7.1)$$

Dabei sind  $B_1$  und  $B_2$  die statische Stromverstärkung der Transistoren  $T_1$  und  $T_2$ . Der Widerstand  $R_4$  ist der Lastwiderstand, der z. B. im Fall eines Blinkers eine Glühlampe sein kann. Es ist dann der Warmwiderstand der Glühlampe einzusetzen.

Über den Widerstand  $R_2$  muß ein so großer Strom fließen können, daß der Transistor  $T_1$  voll durchgeschaltet wird.

$$R_2 \leq B_1 \cdot B_2 \cdot R_4 \quad (7.2)$$

Es wird als Vereinfachung angenommen, daß der Widerstand  $R_4$  viel kleiner ist als der Widerstand  $R_2$ , was praktisch auch tatsächlich der Fall ist.

Über den Widerstand  $R_3$  muß der für die Durchsteuerung des Transistors  $T_2$  notwendige Basisstrom fließen können.

$$R_3 \leq B_2 \cdot R_4 \quad (7.3)$$

Der Widerstand  $R_1$  darf nicht zu groß gewählt werden, damit der über ihn fließende Strom durch den Transistor  $T_1$  verstärkt, am Kollektor des Transistors  $T_2$  eine so starke Potentialänderung hervorruft, daß die Umschaltung eingeleitet wird.

Für die Ermittlung der Größe des Kondensators  $C$  muß folgendes beachtet werden: Die Zeit  $t_1$ , in der der Transistor  $T_1$  durchgeschaltet wird, ist dann beendet, wenn über den Kondensator  $C$  kein ausreichend großer Strom mehr fließen kann, um den Multivibrator in dieser Stellung zu halten. Nimmt man an, daß der Widerstand  $R_2$  etwa den 3. Teil des nach Gleichung (7.2) errechneten Grenzwertes erhält, so wird der kritische Umschaltpunkt ungefähr nach der Zeit

$$t_1 = R_2 \cdot C \quad (7.4)$$

erreicht werden. Die Größe des Widerstandes  $R_4$  ist wie vorher vernachlässigt. Wird der Widerstand  $R_2$  größer ausgeführt, so gilt die Formel (7.4) nicht mehr. Die Zeit  $t_1$  wird dann kleiner, d. h., der Kondensator muß größer gewählt werden. Die Zeit  $t_2$ , in der der Transistor  $T_2$  durchgeschaltet ist, ist dann beendet, wenn der Kondensator  $C$  so weit entladen ist, daß die positive Spannung an der Basis des Transistors  $T_1$  nicht mehr ausreicht, um den Transistor  $T_1$  sicher zu sperren. Da die Entladung über die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  vor sich geht, wird die Zeit  $t_2$  immer etwas größer sein als die Zeit  $t_1$ . Wie aus den Formeln (7.1) bis (7.3) hervorgeht, funktioniert dieser Multivibrator einwandfrei, wenn die Stromverstärkung der Transistoren nicht zu stark streut. Eine Streuung der Stromverstärkung von 1 : 2 kann gerade noch zugelassen werden. Bei der Verwendung dieser Schaltung als Blinker liegen die Verhältnisse etwas günstiger, weil die verschiedenen Widerstände der Blinkerlampe im warmen und im kalten Zustand das Kippen des Multivibrators erleichtern.

#### 7.11.1 Blinker für 6 V, 2,4 W

Im Bild 7.18 ist die praktische Ausführung einer solchen Blinkerschaltung angegeben. Weil diese Schaltung nur dann einwandfrei funktioniert, wenn die Stromverstärkung der Transistoren nur wenig streut, ist bei den Transistoren die Stromverstärkungsgruppe angegeben. Wenn man eine geringfügige Änderung der Widerstände vornimmt, können selbstverständlich auch Transistoren mit anderen Stromverstärkungen verwendet werden.

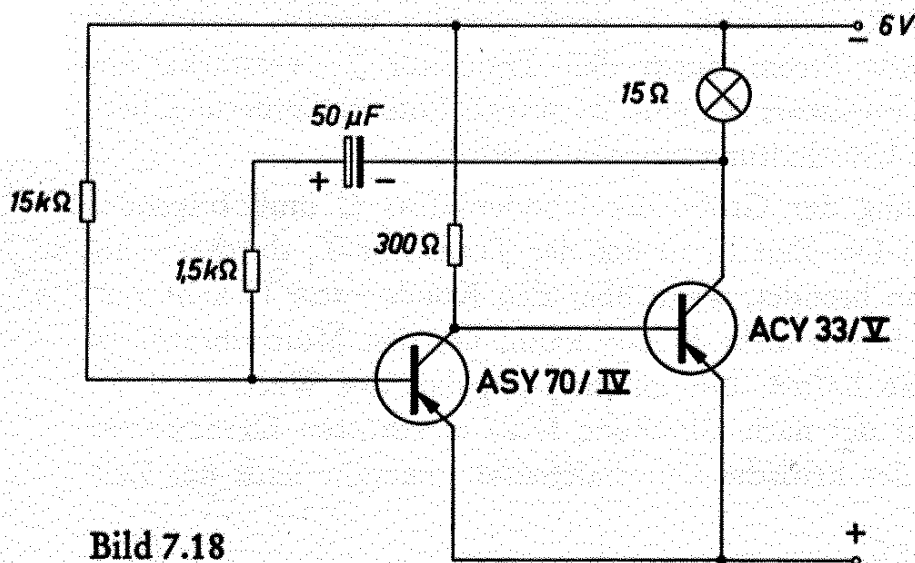
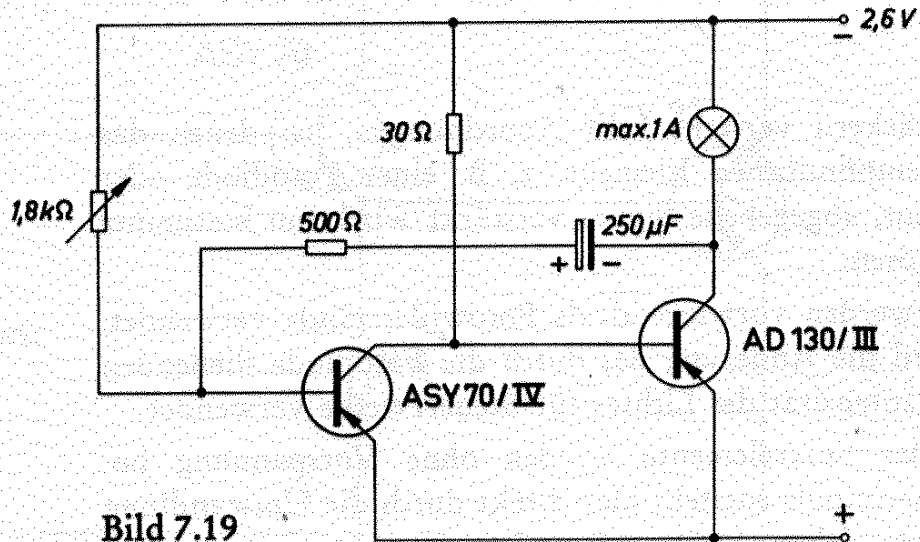


Bild 7.18

### 7.11.2 Blinker für 2,6 V, 2,6 W

Im Bild 7.19 ist die Schaltung eines ähnlichen Blinkers für eine kleinere Batteriespannung angegeben. Wegen des höheren Lampenstromes wurde hier der Leistungstransistor AD 130 verwendet.



## 8. Fotoverstärker

Unter Fotoverstärkern versteht man Anordnungen, bei denen das von einem lichtempfindlichen Element, z. B. einer Fotodiode oder einem Fotoelement, abgegebene Signal verstärkt wird, um bestimmte Vorgänge auszulösen.

Die Fotodioden werden vorwiegend als Fotowiderstände verwendet, das heißt, es wird die Änderung des durch die Fotodiode fließenden Stromes mit der Intensität des Lichtes für Steuerzwecke verwendet.

Fotoelemente oder Solarelemente werden ohne Vorspannung betrieben. Der Steuerimpuls entsteht hier direkt durch die Umwandlung von Lichtenergie in elektrische Energie.

### 8.1 Einfache Fotoverstärker

Die Schaltungen nach Bild 8.1 und Bild 8.2 zeigen Anordnungen, bei denen ein Relais bei Belichtung der Fotodiode anspricht (Bild 8.1) oder abfällt (Bild 8.2).

Diese entgegengesetzten Funktionen können auf einfache Weise dadurch erreicht werden, daß die zweite Stufe jeweils anders an die erste Stufe angeschlossen wird.

*Technische Daten für die Schaltungen nach Bild 8.1 und Bild 8.2*

Batteriespannung	6 V
Batteriestrom	
Relais angezogen	etwa 30 mA
Relais abgefallen	etwa 2 mA
Fotostrom	minimal 50 $\mu$ A
Umgebungstemperatur	maximal 45 °C
Rel: Trls 154c nach TBv 65417/93c	

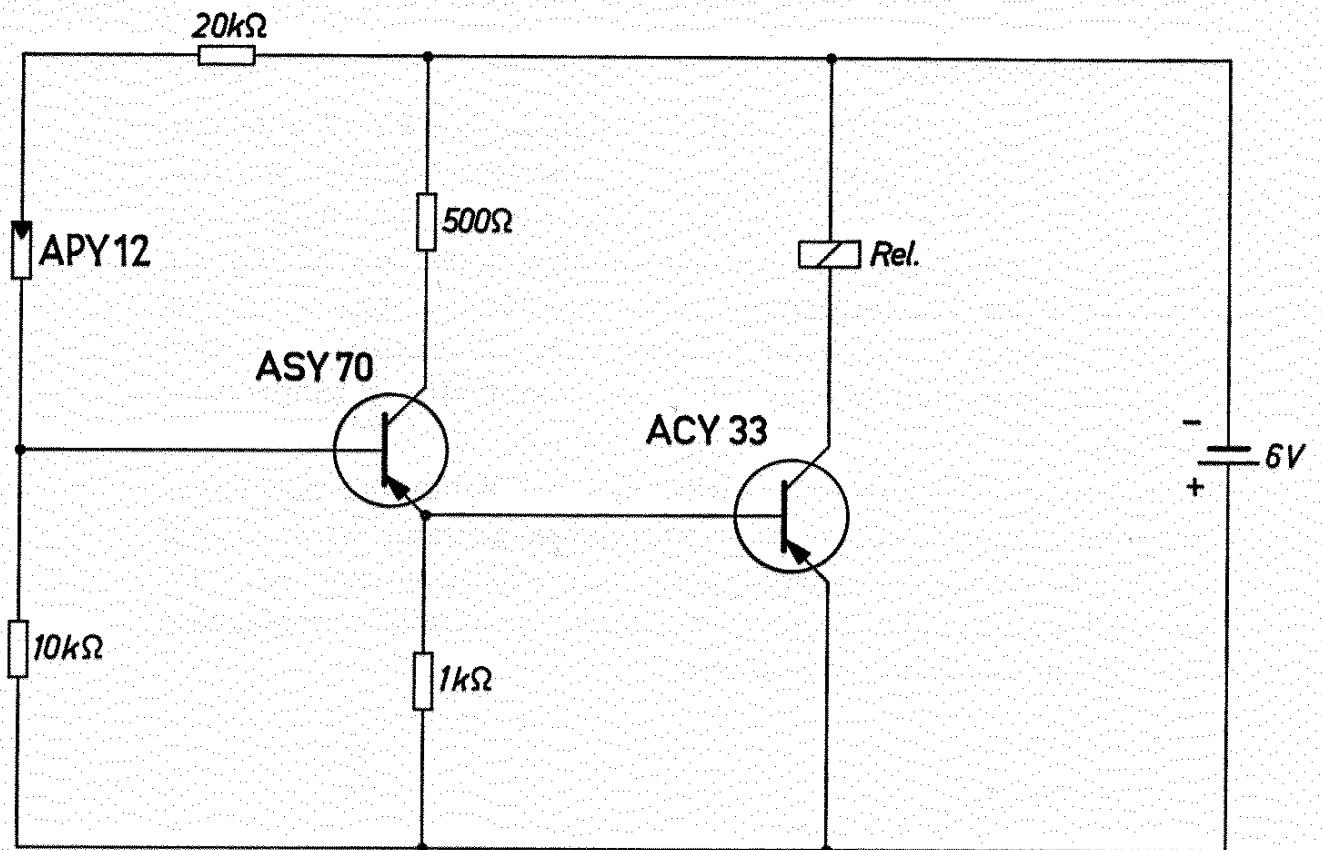


Bild 8.1

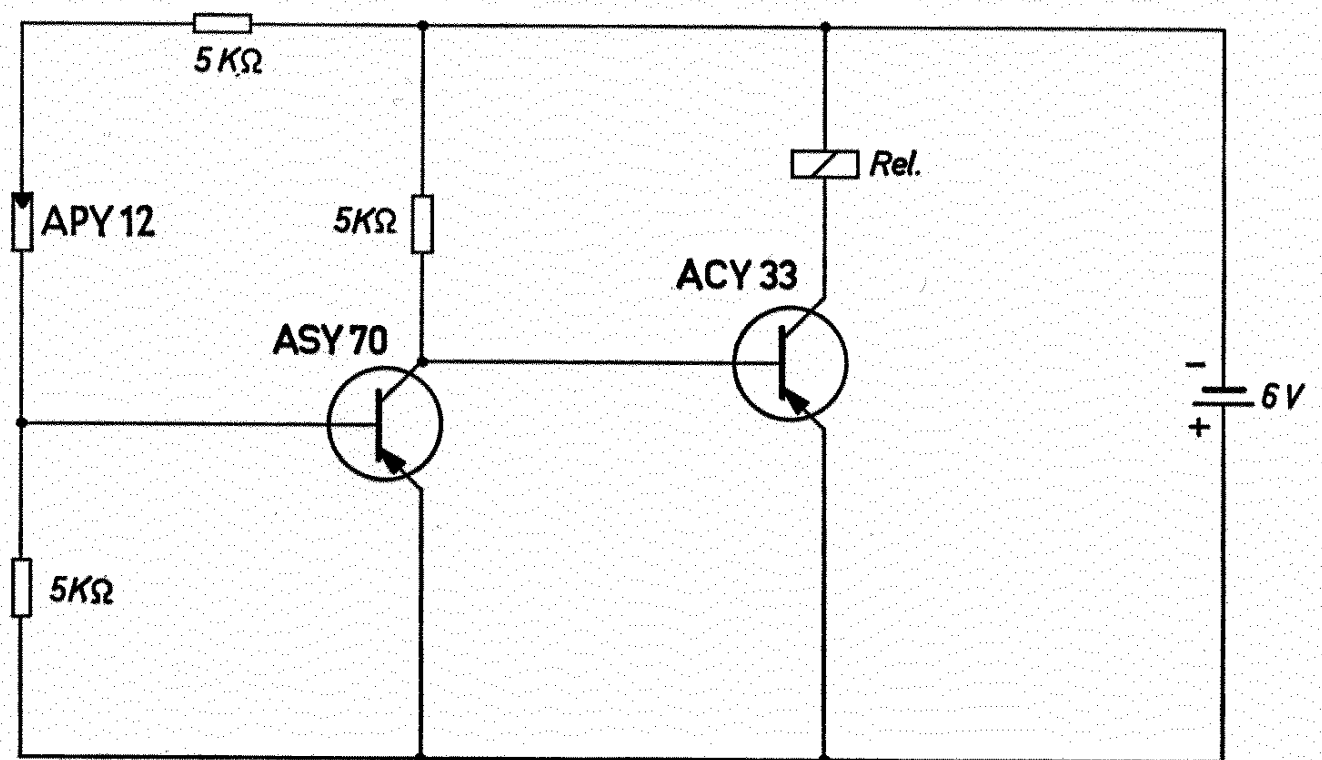


Bild 8.2

## 8.2 Fotoschaltverstärker

In der Schaltung nach Bild 8.3 kann die Fotodiode APY 12 nicht nur als Fotowiderstand, sondern auch als Fotoelement betrieben werden. Beim Betrieb der Fotodiode als Element arbeitet die Schaltung bis zu höheren Umgebungstemperaturen einwandfrei (etwa bis 60 °C) als beim Betrieb als Fotowiderstand (etwa bis 50 °C), weil bei einem Fotoelement kein Dunkelstrom auftritt. Der Dunkelstrom ist der Sperrstrom der Fotodiode ohne Belichtung. Seine Größe ist temperaturabhängig.

Ein dreistufiger Verstärker bewirkt, daß bei Belichtung der Fotodiode eine Magnetkupplung zum Ansprechen gebracht wird. Damit beim Abschalten der Magnetkupplung am Schalttransistor AUY 19 keine zu hohen Spannungsspitzen auftreten, ist parallel zur Magnetkupplung ein Gleichrichter geschaltet.

### *Technische Daten*

Batteriespannung	12 V
Ausführung I: Fotodiode APY 12 als Element	
Widerstand $R_1$ entfällt	
Steuerspannung	minimal 150 mV
Ausführung II: Fotodiode APY 12 als Fotowiderstand	
$R_1$	100 bis 200 k $\Omega$
Steuerstrom	minimal 50 $\mu$ A
Gr: Selen-Flachgleichrichter SSF E 15 C 275	

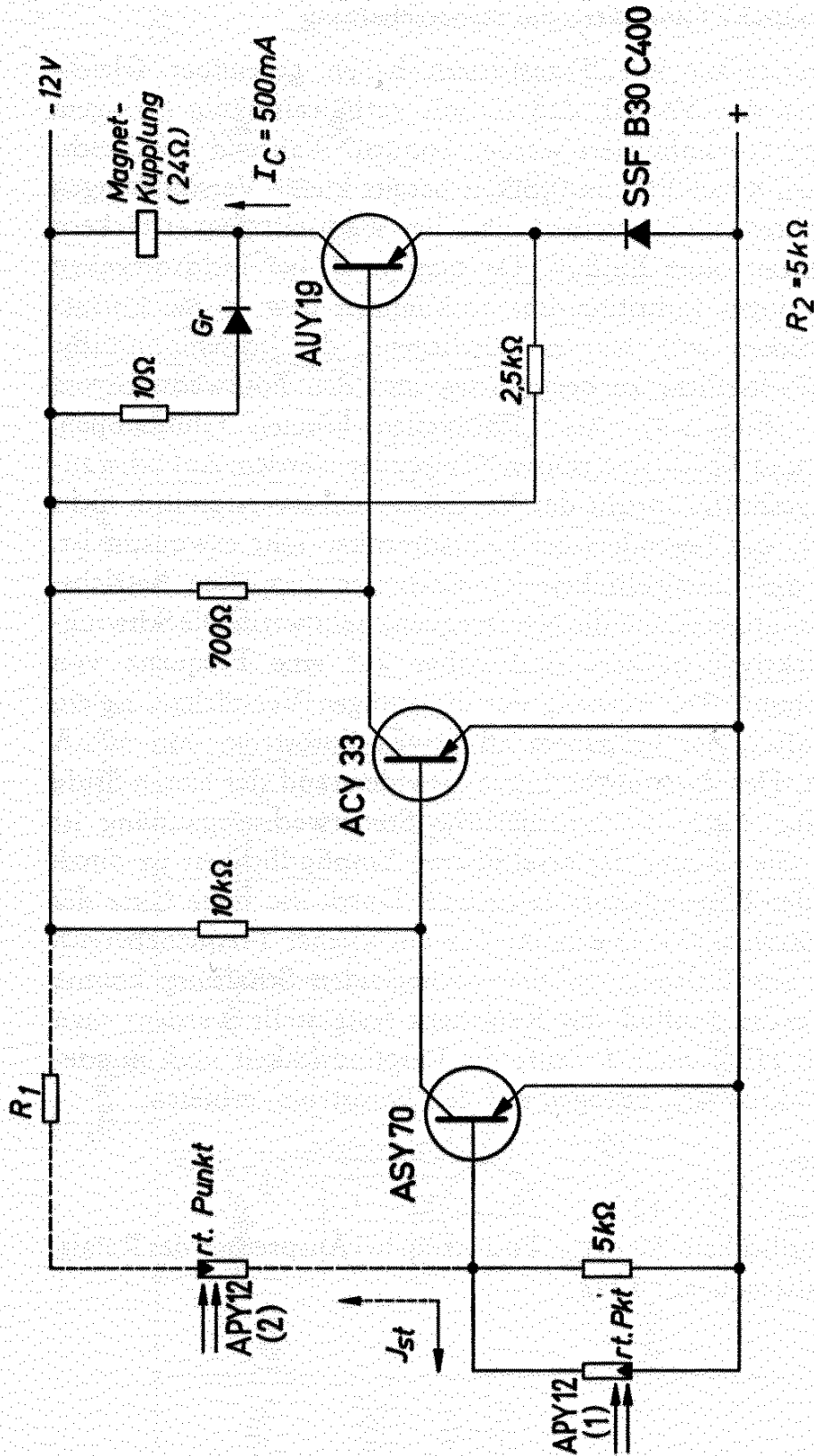


Bild 8.3

### 8.3 Hochempfindliche fotoelektrische Steuerschaltung

Wechselstromverstärker mit Transistoren haben gegenüber Gleichstromverstärkern den Vorteil, daß sie mit verhältnismäßig geringem Aufwand temperaturstabilisiert werden können. Während bei Gleichstromverstärkern hoher Empfindlichkeit bereits kleine Verschiebungen des Arbeitspunktes stören, bleiben diese bei Wechselstromverstärkern in weiten Grenzen ohne Einfluß. Da man z. B. bei Lichtschranken vielfach mit geringer Lichtintensität auskommen bzw. große Entfernungen überbrücken will, war es naheliegend, das lichtempfindliche Element mit Wechsellicht zu beeinflussen und den Fotowechselstrom zu verstärken (Bild 8.4). Als Lichtquellen können Glühlampen, Glimmlampen und Leuchtstoffröhren verwendet werden. Auf Schwankungen des Tageslichtes spricht der Verstärker selbstverständlich nicht an (Gleichlicht), was besonders bei Lichtschranken sehr erwünscht ist. Die Frequenz der Lichtwelligkeit ist gleich der doppelten Betriebsfrequenz, die im allgemeinen die Netzfrequenz sein wird. Die Schwingkreise des Selektivverstärkers sind daher auf eine Frequenz von 100 Hz abgestimmt. Am Ausgang des dreistufigen Verstärkers ist ein Relais angeschaltet, das bei einem effektiven Fotostrom von 50 nA sicher anspricht. Der dynamische Eingangswiderstand der ersten Stufe beträgt ungefähr 2 k $\Omega$ , die erforderliche Steuerwechselspannung ist also 100  $\mu$ V<sub>eff</sub>. Die Grenze der erreichbaren Empfindlichkeit ist durch das Rauschen der Eingangsstufe festgelegt. Durch die hohe Güte des ersten Schwingkreises (Tr. 1) kommt nur ein kleiner Frequenzbereich des Rauschens zur Geltung. In der vorliegenden Schaltung konnte noch kein störender Einfluß des Rauschens festgestellt werden; man könnte also mit Hilfe einer 4. Stufe die Empfindlichkeit noch mindestens um den Faktor 100, bezogen auf den Fotostrom, erhöhen.

#### *Technische Daten*

Batteriespannung            12 V  
 Eingangsempfindlichkeit 50 nA<sub>eff</sub>. Fotostrom bei Ansprechen des Relais.  
 Maximale Schaltfrequenz 5 Hz



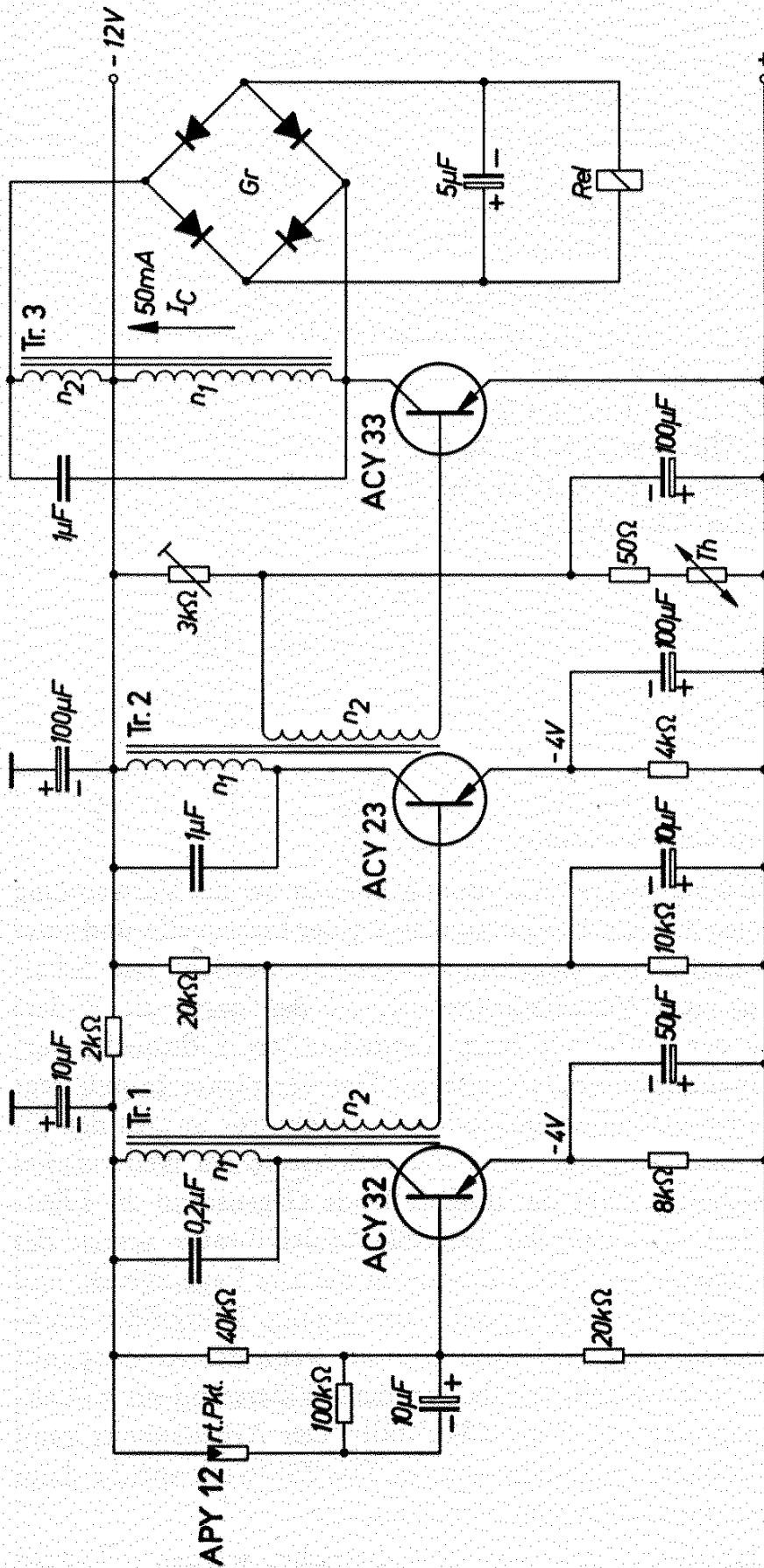


Bild 8.4

**Transformatoren**

Tr. 1: Siferrit-Schalenkern B 65581 - A 0400 - A 022

 $n_1 = 5000$  Wdg CuL 0,08 mm  $\phi$  $n_2 = 850$  Wdg CuL 0,08 mm  $\phi$ 

Tr. 2: Siferrit-Schalenkern B 65581 - A 0630 - A 022

 $n_1 = 2100$  Wdg CuL 0,12 mm  $\phi$  $n_2 = 100$  Wdg CuL 0,15 mm  $\phi$ 

Tr. 3: M 42/15, Dyn.-Bl. IV/0,35; 0,5 L.

je 25 % der Bleche gleichsinnig geschichtet ( $4 \times 1/4 =$ ) $n_1 = 600$  Wdg CuL 0,28 mm  $\phi$  $n_2 = 800$  Wdg CuL 0,28 mm  $\phi$ Th: Heißleiter (Thernewid) K 15, 50  $\Omega$ 

Gr: Selengleichrichter: SSF B 30 C 250

Rel: Trls 154c nach TBv 65422/93c

**8.4 Zählgerät mit einer Fotodiode**

Mit der im Bild 8.5 gezeigten Anordnung können bei der Verwendung eines mechanischen Zählwerkes die zwischen einer Lichtquelle und einer Fotodiode durchfallenden Gegenstände gezählt werden. Die Schaltung besteht aus einer Vorverstärkerstufe, die den durch die Widerstandsänderung der Fotodiode beim Verdecken der Lichtquelle hervorgerufenen Spannungsimpuls verstärkt. Der verstärkte Impuls regt über einen Kondensator einen bistabilen Multivibrator an. An den bistabilen Multivibrator ist über eine Verstärkerstufe ein mechanisches Zählwerk angeschaltet. Gibt der durchfallende Gegenstand die Lichtquelle wieder frei, so kippt der bistabile Multivibrator wegen des neuen, entgegengesetzt gepolten Impulses in die alte Lage zurück, und die Anlage ist bereit für einen neuen Zählvorgang. Die größte Empfindlichkeit dieses Gerätes wird dann erreicht, wenn der Arbeitspunkt der ersten Stufe so eingestellt ist, daß an dem Widerstand im Kollektorkreis eine Spannung von 7 bis 9 V abfällt. Der Arbeitspunkt kann mit dem Potentiometer eingestellt werden. Das Zählwerk spricht dann bereits bei einem Fotostrom von 15  $\mu$ A an.

Für den Fall, daß dieses Gerät vom Netz betrieben werden soll, wird eine entsprechende Stromversorgung angegeben.

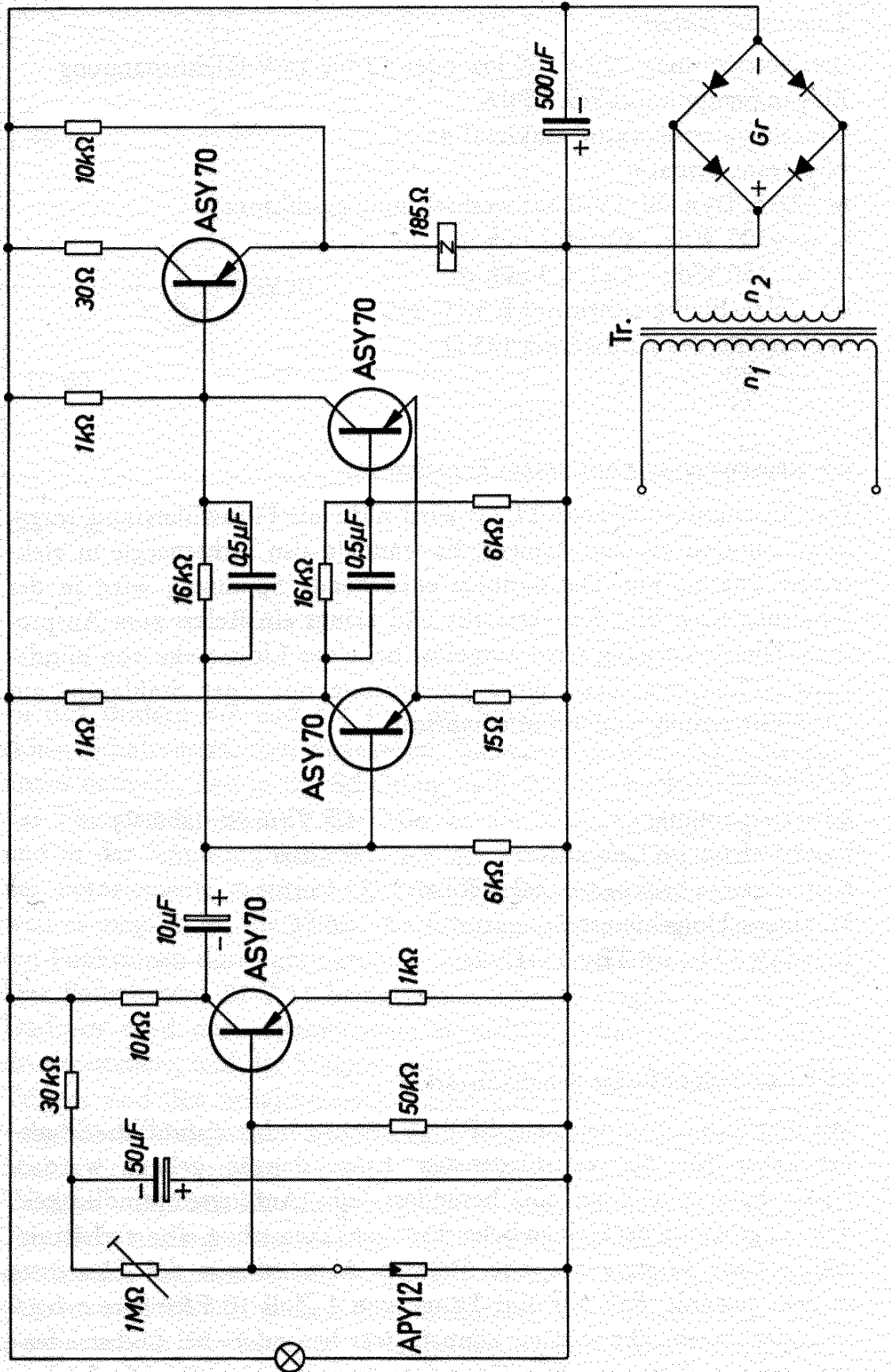


Bild 8.5

### Technische Daten

Betriebsspannung 220 V, 50 Hz oder 12 bis 18 V Gleichspannung

Eingangsempfindlichkeit 15  $\mu$ A

Umgebungstemperatur maximal 45 °C

Netztransformator

M 42/15, Dyn.-Bl. IV/0,35; wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 4300$  Wdg CuL 0,1 mm  $\phi$

$n_2 = 350$  Wdg CuL 0,3 mm  $\phi$

Gr: Selen-Flachgleichrichter B 30 C 250

Widerstand des Zählwerkes 185  $\Omega$

### 8.5 Steuerschaltung mit einem Fotoelement

Das Siliziumfotoelement TP 60 wird nicht als Fotowiderstand eingesetzt, sondern als Fotoelement. Es wandelt also Lichtenergie in elektrische Energie um. Die dadurch entstehende Spannung wird in der Schaltung nach Bild 8.6 verstärkt und bringt ein Relais zum Ansprechen. Dieser Vorgang wird ausgelöst bei einer Lichtstärke von mindestens 50 Lux, was etwa einer Beleuchtung mit einer Stablampe aus einer Entfernung von 1,5 m entspricht.

### Technische Daten

Batteriespannung 4,5 V (maximal 6 V)

Batteriestrom im Leerlauf 0,9 mA

Batteriestrom bei angezogenem Relais 22,5 mA

Maximale Umgebungstemperatur 60 °C

Rel: Trls 154 nach TBv 65417/93c

### 8.6 Lichtempfindlicher Schaltverstärker

Mit dem Siliziumfotoelement BPY 11 können lichtempfindliche Schaltverstärker für die verschiedensten Anwendungen gebaut werden. Dieses Fotoelement hat eine besonders hohe Anfangsempfindlichkeit, d. h., es gibt auch bei kleinen Beleuchtungsstärken schon eine verhältnismäßig hohe Energie ab. Die äußeren Abmessungen des Elementes sind so gewählt, daß auf eine Länge von 1 Zoll 10 Elemente nebeneinander angebracht werden können, was besonders bei Lochstreifenabtastung wichtig ist. Die Grenzfrequenz ist 30 kHz. Die höchstzulässige Betriebstemperatur für das Fotoelement BPY 11 beträgt 150 °C.

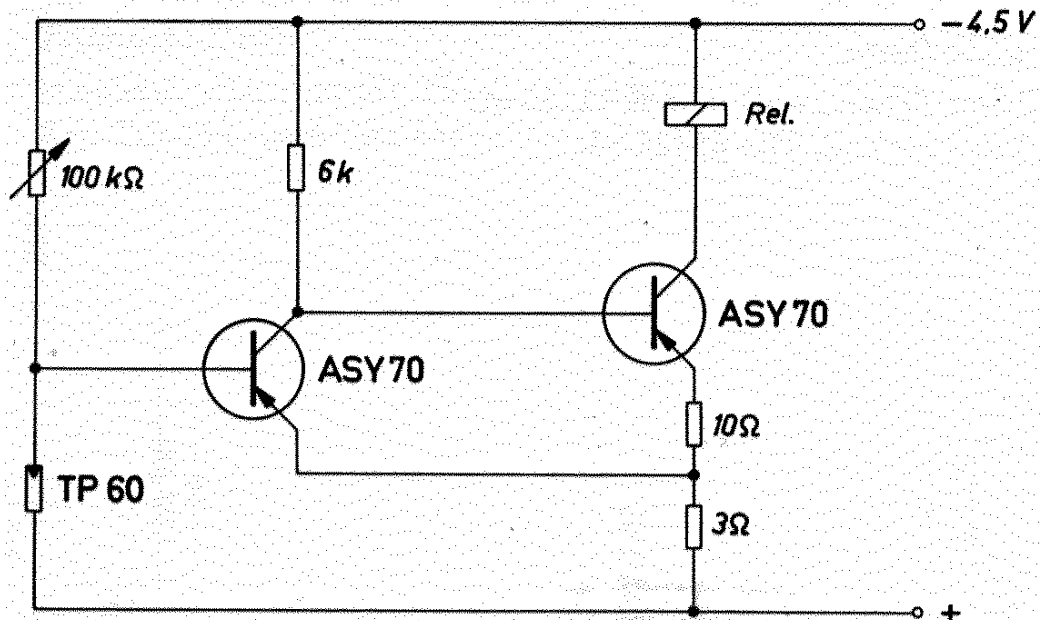


Bild 8.6

In den Bildern 8.7 und 8.8 sind die Schaltungen von lichtempfindlichen Schaltverstärkern angegeben. Sie unterscheiden sich untereinander dadurch, daß in der Schaltung nach Bild 8.7 bei Lichteinfall auf das Fotoelement BPY 11 der Magnet am Ausgang angezogen wird und in der Schaltung nach Bild 8.8 der Hubmagnet bei Abdunklung des Fotoelements anspricht. Die beiden Schaltverstärker haben, soweit es möglich ist, die gleiche Ausführung, damit die entgegengesetzten Funktionen durch geringfügige Änderung erreicht werden können. Das Fotoelement BPY 11 bringt einen Schmitt-Trigger zum Kippen. Dadurch wird der angeschlossene eigentliche Schaltverstärker scharf durchgesteuert, und der Magnet zieht schlagartig an. Für den Schmitt-Trigger und den Schaltverstärker sind getrennte Stromversorgungen vorgesehen, damit eine Rückwirkung vom Schaltverstärker auf den Multivibrator verhindert wird. Die Stromaufnahme des Schmitt-Triggers von 6 mA ist sehr gering, und er kann deshalb z. B. aus einer Trockenbatterie gespeist werden. Mit dem Potentiometer  $R_1$  kann die gewünschte Empfindlichkeit eingestellt werden. Durch den Heißleiter (Thernewid) Th bleibt diese Empfindlichkeit über einen weiten Temperaturbereich fast konstant. Die Justierung des Schmitt-Triggers erfolgt mit dem Potentiometer  $R_2$ , und zwar so, daß an der Kollektor-Basis-Strecke des Transistors II eine Restspannung von etwa 0,1 V verbleibt. Die Empfindlichkeit des Schmitt-Triggers kann mit dem

**Technische Daten**

Heißleiter (Thernewid) Th: K 11, 50 k $\Omega$

Rel: Trls 154c nach TBv 65426/93c

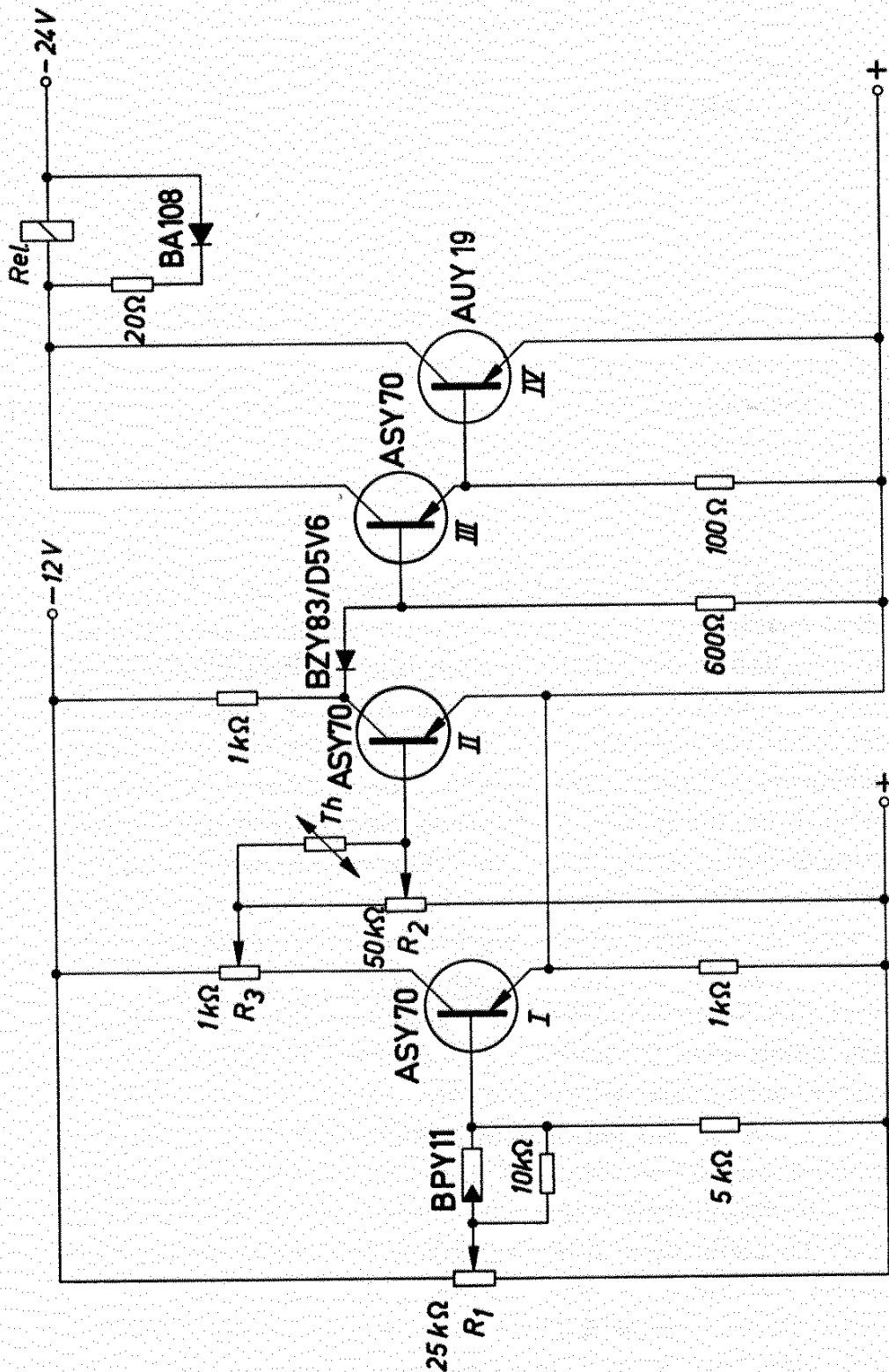


Bild 8.7

**Technische Daten**

Heißleiter (Thernewid) Th: K 11, 50 k $\Omega$

Rel: Trls 154c nach TBv 65426/93c

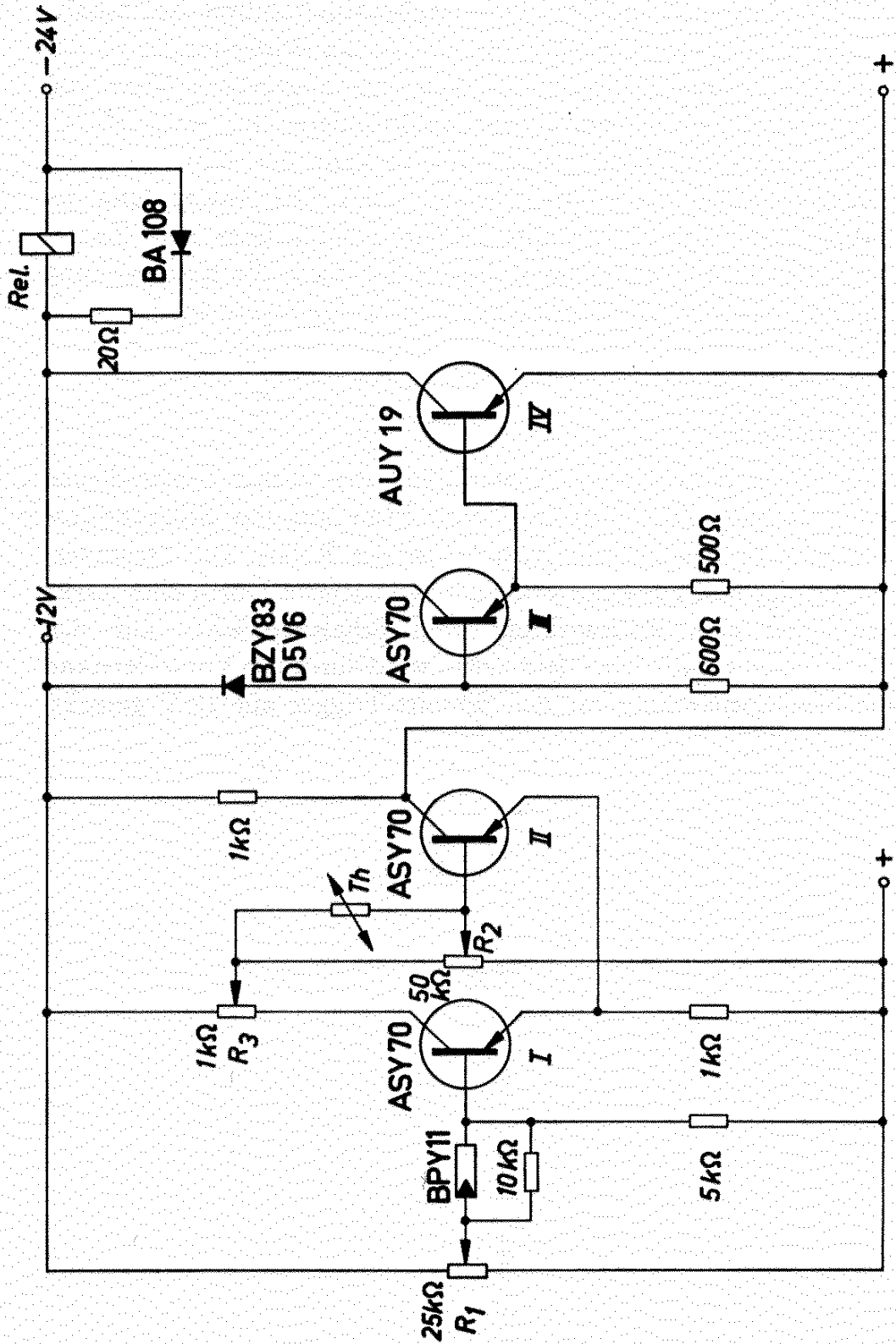


Bild 8.8

Potentiometer  $R_3$  eingestellt werden. Beginnend am Kollektor des Transistors I, wird der Abgriff gegen negatives Potential so lange verschoben, bis die höchste Empfindlichkeit erreicht ist. Dabei muß stets die Restspannung am Transistor II kontrolliert und mit dem Potentiometer  $R_2$  nachgeregelt werden. Die Temperaturstabilität des Schaltverstärkers wird wesentlich durch die Größe des Widerstandes an der Basis des Transistors III bestimmt. Der hier angegebene Wert von  $600 \Omega$  garantiert ein einwandfreies Funktionieren bis etwa  $50^\circ\text{C}$ . Treten so hohe Temperaturen nicht auf, so kann der Widerstand erhöht werden, wobei die Empfindlichkeit steigt. Die Ankopplung des Schaltverstärkers an den Schmitt-Trigger erfolgt über eine Zenerdiode BZY 83/D5V6, damit im Ruhezustand durch die Restspannung am Transistor II der Schaltverstärker nicht aufgesteuert wird.

### 8.7 Fotoverstärker

Im Bild 8.9 ist eine weitere Abwandlung der vorher beschriebenen Schaltung gezeigt. Das Auftreffen von Licht auf das Siliziumfotoelement BPY 11 bewirkt ein Ansprechen des Relais. Die Stromversorgung erfolgt hier aus einer gemeinsamen Batterie. Durch eine starke Siebung wird eine Rückwirkung vom Schaltverstärker auf den Schmitt-Trigger vermieden. Gleichzeitig wird durch den Vorwiderstand die Versorgungsspannung für den Schmitt-Trigger auf  $12 \text{ V}$  gesenkt.



**Technische Daten**

Heißleiter (Thernewid) Th: K 11, 50 k $\Omega$

Rel: Trls 154c nach TBv 65426/93c

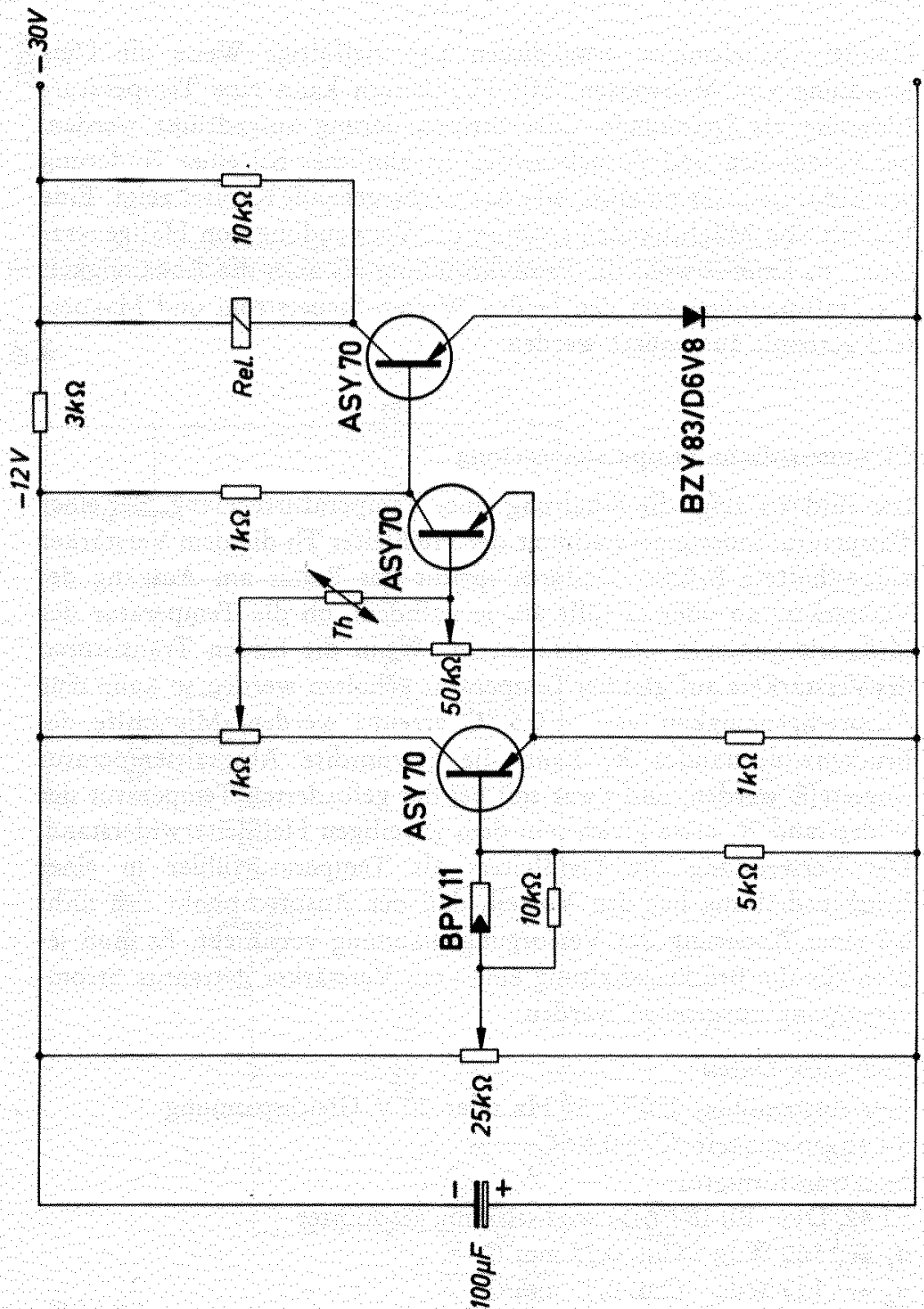


Bild 8.9

## 9. Steuer- und Regelschaltungen

Halbleiterbauelemente ermöglichen auf vielfältige Weise die Umwandlung von Meßwerten. Mit Heißleitern kann eine Temperaturänderung als Spannungs- oder Stromänderung ausgedrückt werden. Bei Fotodioden und Fotoelementen ist ähnliches bei einer Änderung der Lichtintensität möglich, wie das vorhergehende Kapitel zeigt. Eine Vielfalt von Möglichkeiten eröffnet die Verwendung von Hallgeneratoren. Es kann sowohl die Produktbildung als auch die Abhängigkeit der Hallspannung von den beiden Werten Steuerstrom und Magnetfeld getrennt ausgenutzt werden.

### 9.1 Automatische Temperaturregelung

Das Bild 9.1 zeigt die Schaltung einer Temperaturregelung. Bei einer Temperaturänderung verstimmt der Heißleiter  $T_h$  die dem Verstärker vorgeschaltete Brücke. Dadurch spricht das Relais am Ausgang des Verstärkers an oder es fällt ab, je nachdem, ob die Temperatur der Meßstelle gestiegen oder gefallen ist. Wenn die beiden Transistoren des Verstärkers auf gleicher Temperatur gehalten werden, so kann eine Ansprechgenauigkeit von  $\pm 0,5^\circ\text{C}$  erreicht werden. Mit Hilfe des Brückenwiderstandes  $R_1$  kann die gewünschte Abschalttemperatur eingestellt werden, und zwar soll bei der geforderten Temperatur der Widerstand  $R_1$  etwa gleich sein dem jeweiligen Heißleiterwiderstand. Die Verwendung des Heißleiters als Temperaturfühler in einer Brückenschaltung hat den Vorteil, daß der Ansprechpunkt sich nicht bei einer Änderung der Versorgungsspannung verschiebt. Es muß jedoch für die Brückenschaltung eine vom Verstärker getrennte Stromversorgung vorgesehen werden.

#### *Technische Daten*

Betriebsspannung 220 V, 50 Hz oder 20 V Gleichspannung

Schaltgenauigkeit  $< \pm 0,5^\circ\text{C}$

Netztransformator

EI 42, Dyn.-Bl. IV/0,35; wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 360$  Wdg CuL 0,23 mm  $\phi$

$n_2 = 133$  Wdg CuL 0,2 mm  $\phi$

$n_3 = 4000$  Wdg CuL 0,07 mm  $\phi$

Th: Heißleiter (Thernewid) K 11, 20 k $\Omega$   
 Gr. 1: Selen-Flachgleichrichter E 30 C 200  
 Gr. 2: Germaniumdiode AA 117  
 Rel: Trls 154 nach TBv 65426/93c

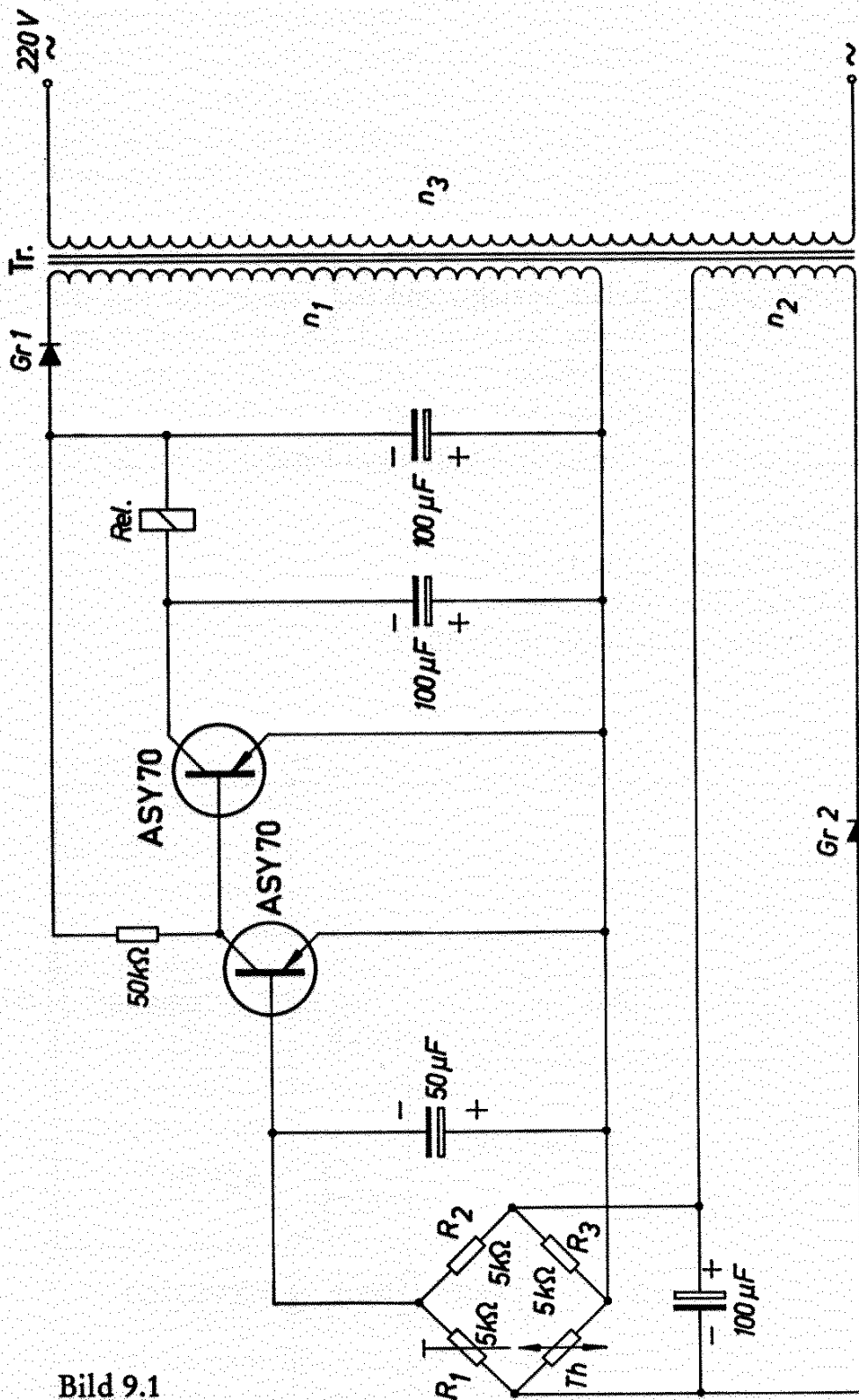


Bild 9.1

## 9.2 Temperatur-Regelschaltungen

Die Bilder 9.2 und 9.3 zeigen Regelschaltungen mit Halbleitern zur Konstanthaltung einer Temperatur. Als Meßwertgeber dient hier ein Heißleiter, der in einer Brückenschaltung angeordnet ist. An den Nullzweig der Brücke ist ein Differentialverstärker angeschlossen. Durch diesen Differentialverstärker tritt ein Temperaturgang der Regelschaltung kaum in Erscheinung. Je nach Schaltstellung des Differentialverstärkers ist das Relais am Ausgang des angeschlossenen Schaltverstärkers angezogen oder abgefallen. Die Spannung an der Brücke und am Differentialverstärker wird durch eine Zenerdiode konstant gehalten.

Bei der Schaltung nach Bild 9.2 beträgt die Differenz zwischen der Temperatur, bei der das Relais anzieht, und der Temperatur, bei der es abfällt, etwa 0,3 grad. In der Schaltung nach Bild 9.3 ist ein zwei-stufiger Schaltverstärker vorgesehen. Dadurch wird die Empfindlichkeit erhöht und die Regelgenauigkeit beträgt 0,01 bis 0,02 °C.

Der gesamte Regelbereich für beide Schaltungen beträgt 10 bis 30 °C.

### Technische Daten

Th: Heißleiter (Thernewid) K 11, 5 k $\Omega$

Rel: Trls 154c nach TBv 65421/93c

Einstellbarer Temperaturbereich: 10 bis 30 °C.

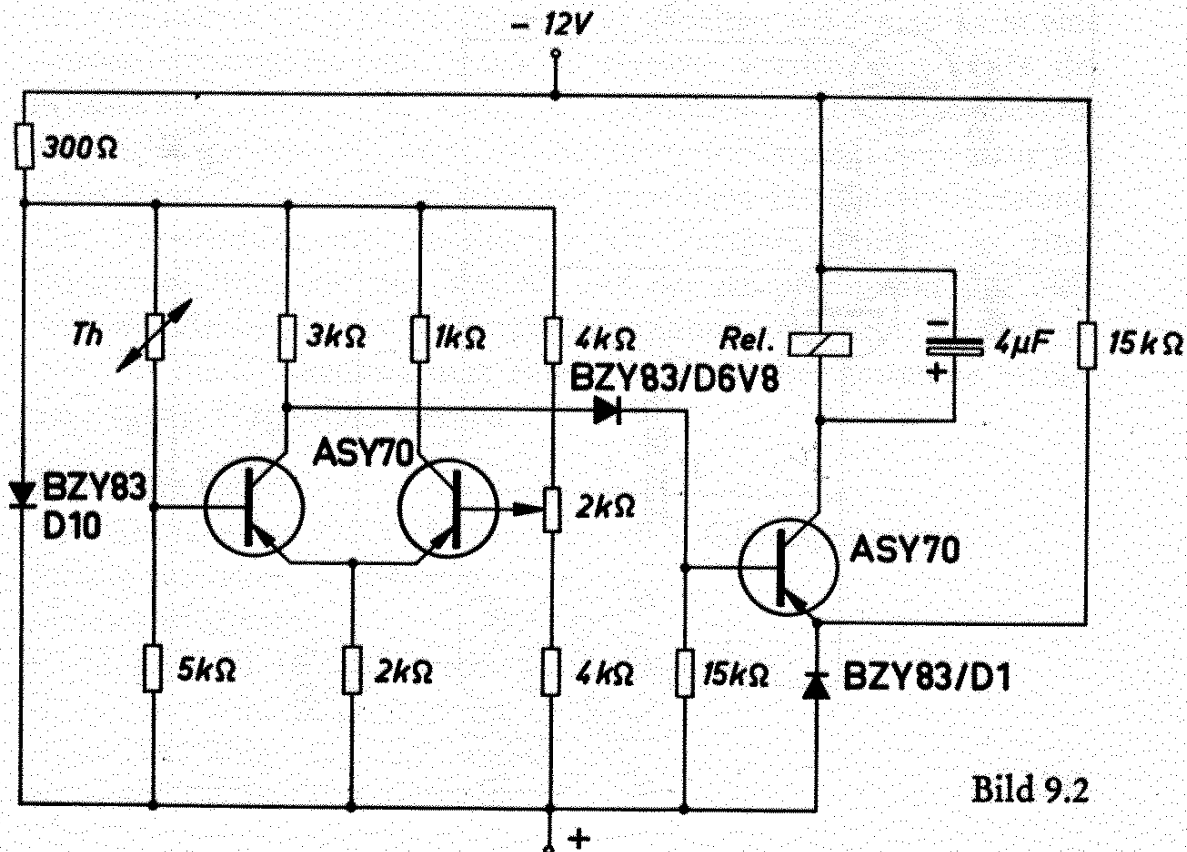


Bild 9.2

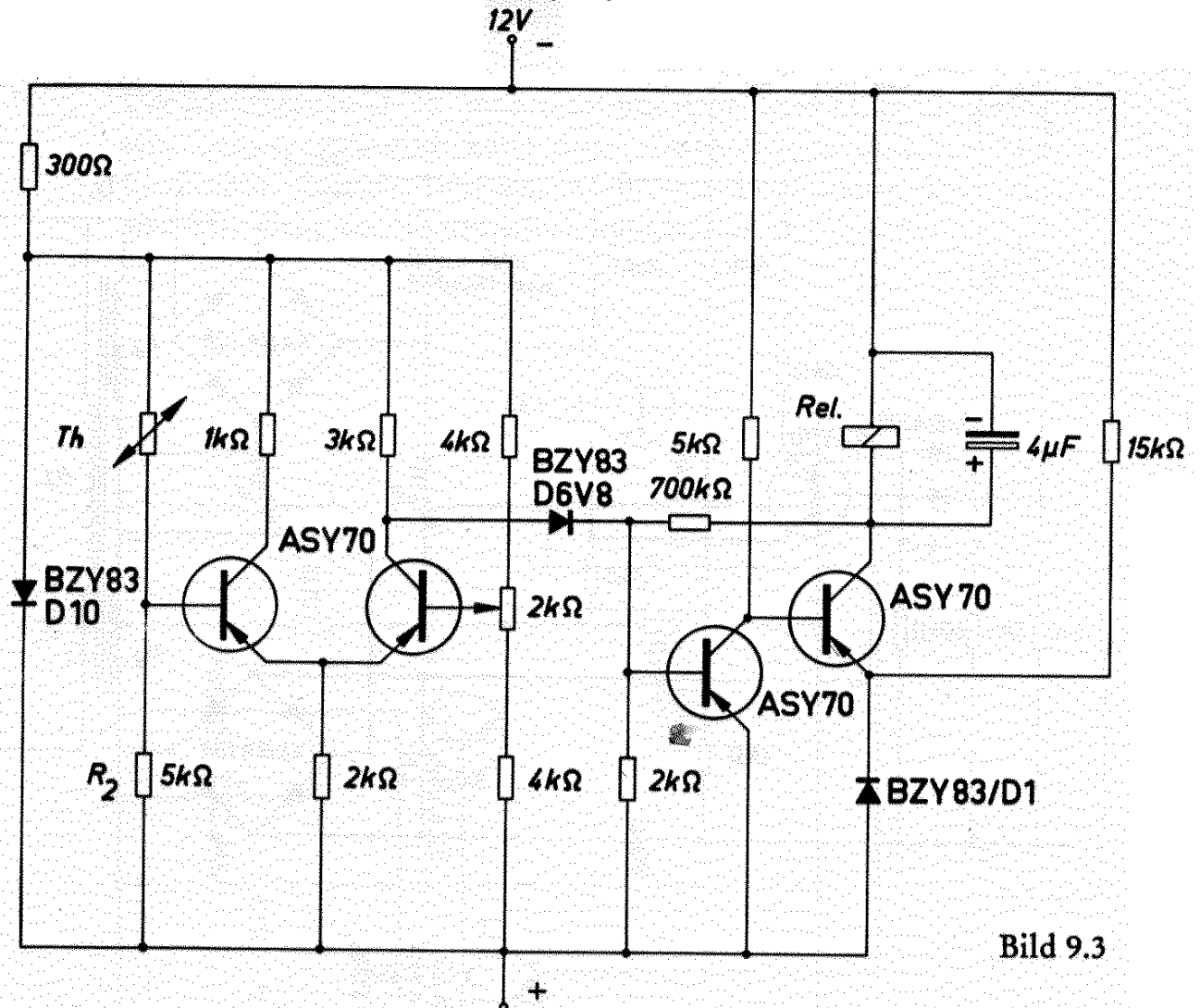


Bild 9.3

### 9.3 Elektronische Überwachung von Temperaturen an mehreren Meßstellen

Die Schaltung nach Bild 9.4 ermöglicht die Überwachung von Temperaturen an mehreren Meßstellen. Dabei bewirkt z. B. das Ansteigen an einer einzigen Meßstelle, daß das Relais am Ausgang anzieht. Die Beeinflussung der Meßstellen untereinander wird vermieden, weil die Heißleiter über Dioden an den Schaltverstärker angeschlossen sind. Für die Meßfühler und für den Schaltverstärker sind getrennte Versorgungsspannungen vorgesehen.

#### Technische Daten

##### Transformator

Tr: M 42/15, Dyn.-Bl. IV/0,35 o. L.; wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 5500$  Wdg CuL 0,08 mm  $\phi$

$n_2 = 600$  Wdg CuL 0,23 mm  $\phi$

$n_3 = 350$  Wdg CuL 0,15 mm  $\phi$

Rel: Trls 6a nach TBv 6200/17 Tkfs 9f

Th. 1 bis Th. 3: Heißleiter (Thernewid) K 22, 250 k $\Omega$

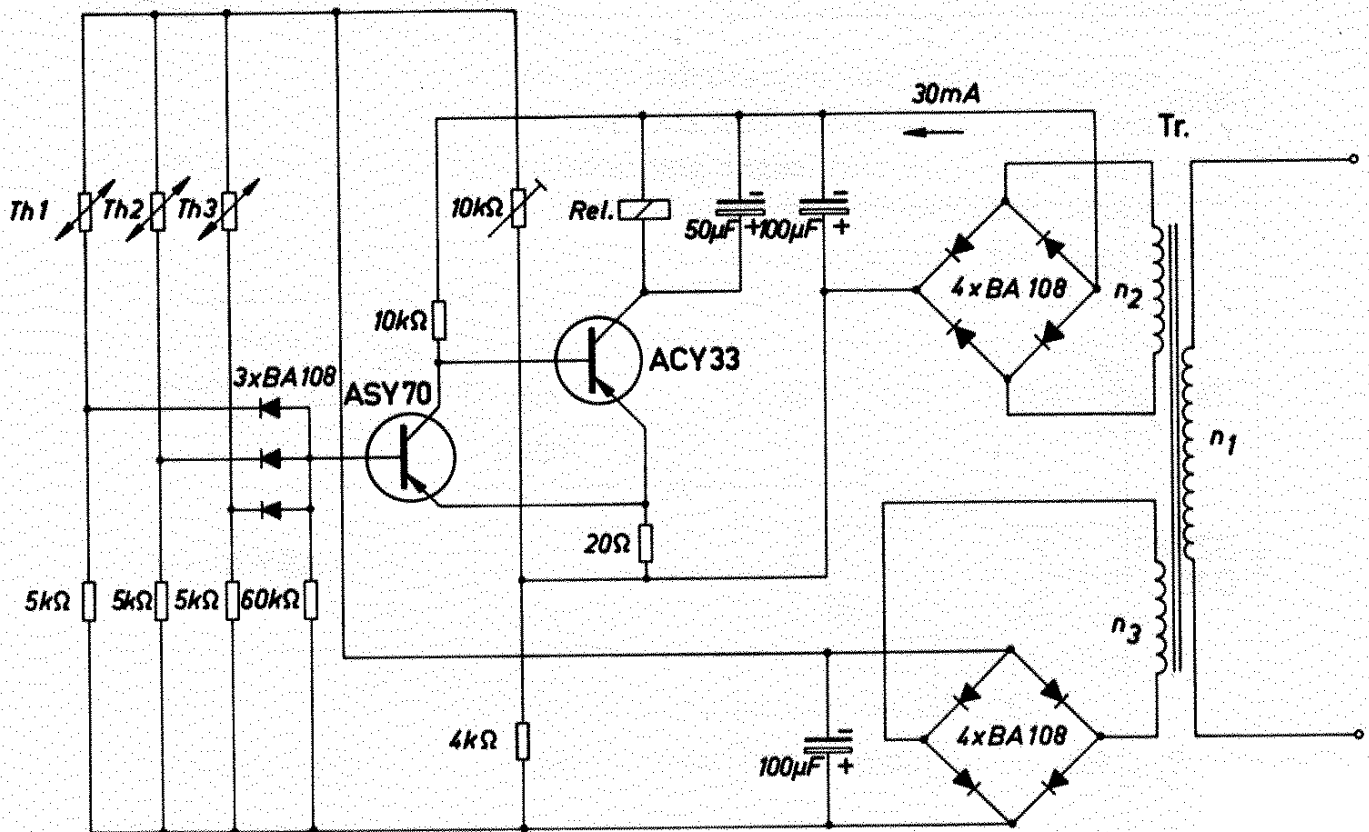


Bild 9.4

#### 9.4 Integralregler zur Steuerung einer Heizung

Für die Temperaturkonstanz in einem Raum ist nicht nur die Genauigkeit der Regelanordnung, sondern auch die Trägheit der Heizung selbst maßgebend.

Mit dem Integralregler nach Bild 9.5 erreicht man ein gutes Ergebnis. Hier wird über ein Relais die Heizung periodisch an- und abgeschaltet. Die Länge einer Periode bleibt konstant, das Tastverhältnis ändert sich jedoch in Abhängigkeit vom Verhältnis der Raumtemperatur zur eingestellten Temperatur. Diese Änderung umfaßt den gesamten Bereich von 0 bis  $1 \times T$ , wobei  $T$  die konstante Periodendauer ist.

Der astabile Multivibrator  $M$  (Bild 9.5) bestimmt die Länge der Periodendauer  $T$ . Der Kondensator  $C_1$  wird abwechselnd aufgeladen und entladen. Der Wert des Ladezustandes, der an diesem Kondensator erreicht sein muß, damit der Schaltverstärker  $V$  erregt wird, ist abhängig von dem jeweiligen Potential des Emitters des Transistors  $T_1$ . Dieses Potential verschiebt sich wegen des im Spannungsteiler befindlichen Heißleiters  $Th_2$  mit der Temperatur. Damit ist die Regelung des Tastverhältnisses gegeben.

Der Meßthernewid  $Th_2$  muß nicht mit dem Gerät räumlich verbunden sein. Selbstverständlich kann dieser Integralregler auch mit anderen Elementen gesteuert werden, z. B. mit Fotodioden. Der Thernewid  $Th_1$  dient zur Temperaturkompensation der Anordnung.

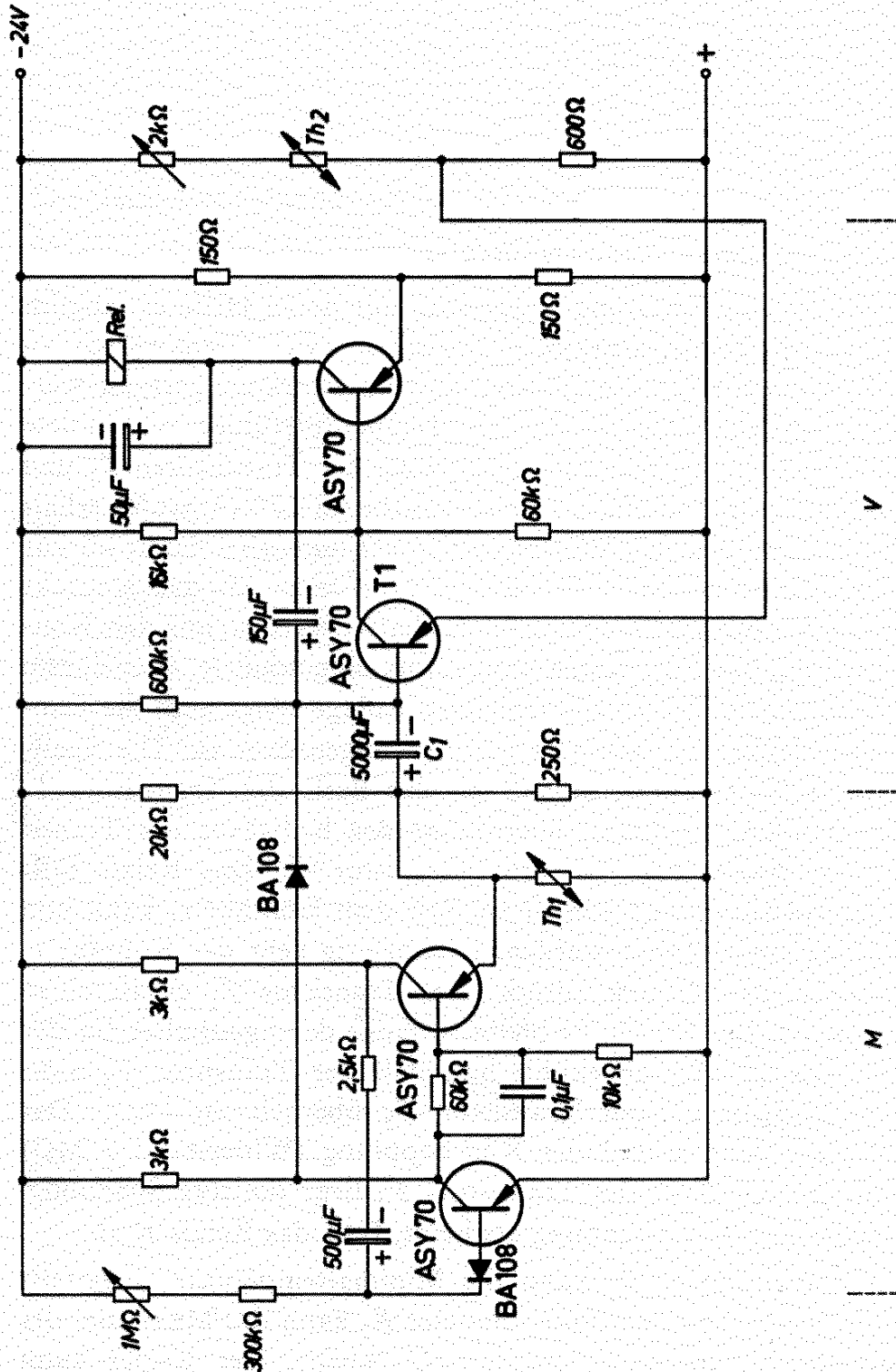


Bild 9.5

**Technische Daten**

Betriebsspannung	18 bis 30 V
Betriebsstrom	100 mA bei 24 V
Betriebstemperatur	-25 bis +35 °C
Regelbereich	-20 bis +20 °C
Periodendauer $T$	etwa 4,5 min
Th. 1: Heißleiter (Thernewid) K 15, 2 k $\Omega$	
Th. 2: Heißleiter (Thernewid) K 11, 1 k $\Omega$	
Rel: Trls 154c nach TBv 65426/93c	

**9.5 Maximum-Minimum-Temperaturregler**

Im Bild 9.6 ist eine Schaltung angegeben, mit deren Hilfe es möglich ist, automatisch Temperaturzyklen zwischen zwei Grenzwerten zu steuern. Es können Öfen, Heizplatten und Kühlschränke geregelt werden. Bei Inbetriebnahme ist der als Temperaturfühler verwendete Heißleiter Th kalt. An den Basisanschlüssen der Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  liegen positive Spannungen. Der Transistor ASY 70 (3. Stufe) erhält seinen Basisstrom über den Widerstand 15 k $\Omega$  und wird damit bis zur Restspannung durchgesteuert. Das Relais  $R$  spricht an. Mit dem Kontakt  $r_1$  des Relais  $R$  kann eine Heizung eingeschaltet werden; mit dem Kontakt  $r_2$  wird die Basis des ersten Transistors umgeschaltet. Gemeinsam mit der Temperatur der zu erwärmenden Anlage steigt auch die Temperatur des Heißleiters, wenn er geeignet angeordnet ist. Die Spannung am Heißleiter sinkt. Sobald an der Basis des Transistors  $T_2$  negative Spannung erscheint, übernimmt der Kollektor des Transistors  $T_2$  den Basisstrom von dem Transistor  $T_3$ . Das Relais fällt infolge der Rückkopplung schnell ab. Mit dem Kontakt  $r_1$  kann nun eine Kühlung eingeschaltet werden. Gleichzeitig geht der Kontakt  $r_2$  in die gezeichnete Stellung zurück. Der Transistor  $T_1$  erhält einen hohen negativen Basisstrom. Er bleibt so lange durchgeschaltet, bis der Heißleiter sich so weit abgekühlt hat, daß der Transistor  $T_1$  nicht mehr den Basisstrom vom Transistor  $T_3$  übernehmen kann. Das Relais  $R$  zieht dann wegen der Rückkopplung (Widerstand 2 M $\Omega$ ) schnell an. An der Basis des Transistors  $T_2$  liegt positive Spannung. Wenn wieder negative Spannung erscheint, fällt das Relais  $R$  ab.

Mit dem Potentiometer  $R_1$  kann die Minimaltemperatur eingestellt werden ( $U_1$  groß); mit dem Potentiometer  $R_2$  kann das Maximum des Temperaturzyklus eingestellt werden ( $U_2$  klein). Der Regler kann auch als gewöhnlicher Temperaturregler eingesetzt werden. Es ist dann



lediglich  $U_2 > U_1$  einzustellen. An die Basis des Transistors  $T_1$  gelangt dann niemals negative Spannung. Der hier angegebene Regler ist für einen Bereich von 60 bis 120 °C geeignet. Er kann aber auch für beliebige andere Temperaturen ausgelegt werden.

### Technische Daten

#### Transformator

Tr: M 42/15, Dyn.-Bl. IV/0,35 o. L.; wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 5500$  Wdg CuL 0,08 mm  $\phi$

$n_2 = 550$  Wdg CuL 0,14 mm  $\phi$

$n_3 = 550$  Wdg CuL 0,14 mm  $\phi$

Th: Heißleiter (Thernewid) K 13, 50 k $\Omega$

Rel R: Trls 154c nach TBv 65422/97c

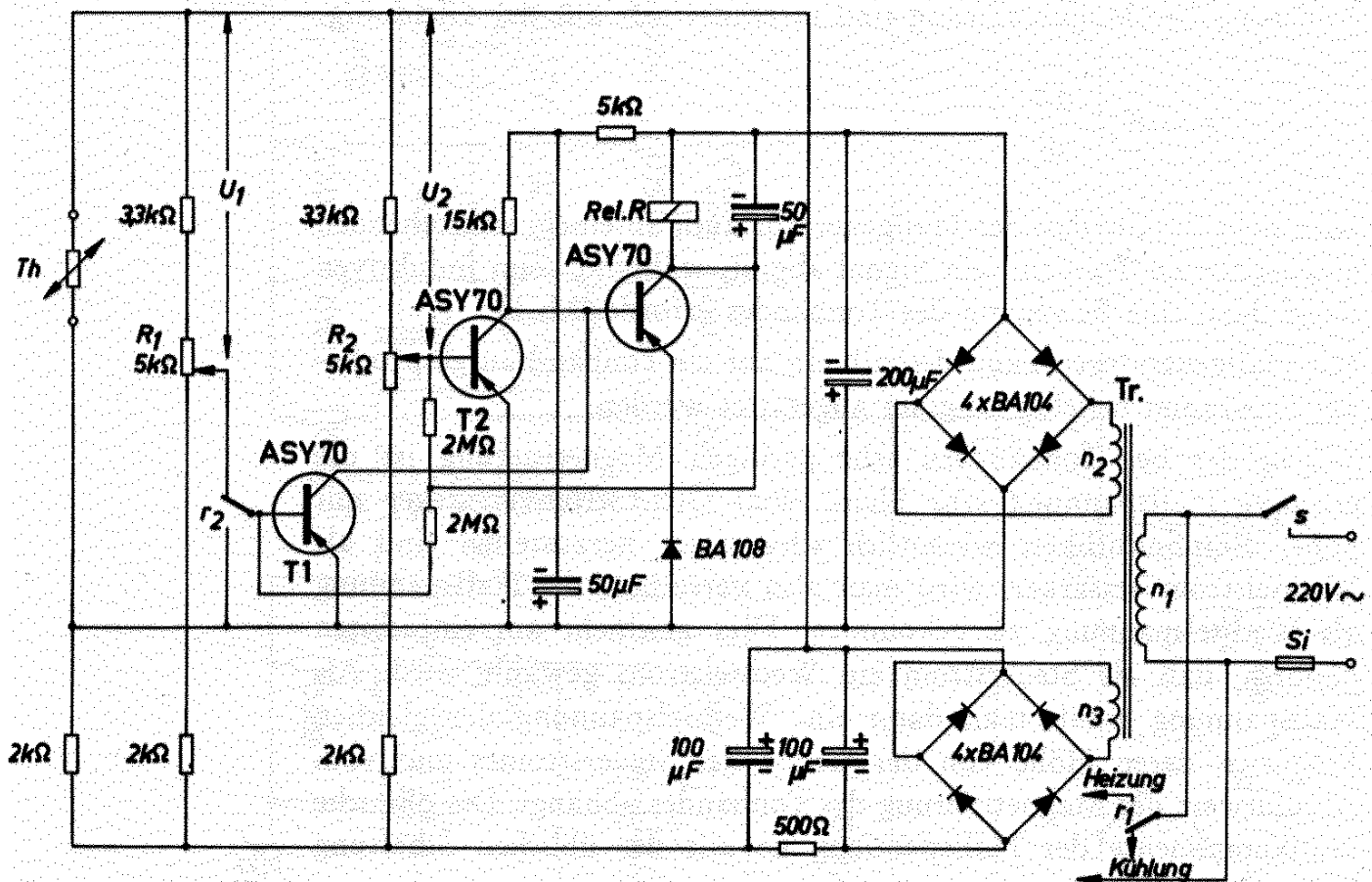


Bild 9.6

## 9.6 Steuerschaltung mit einem Hallgenerator

Die Steuerschaltung nach Bild 9.7 ist geeignet für die Steuerung von Arbeitsmaschinen. Es kann ein Signal auf ein Tonband aufgesprochen und bei Bedarf wieder abgefragt werden. Als Tonkopf wird ein Hallgenerator verwendet. Hallgeneratoren liefern ein Ausgangssignal, das streng proportional zur Magnetisierung des Tonbandes ist. Dies ergibt sich aus der den Halleffekt beschreibenden Gleichung:

$$u_h = K_1 \cdot i_s \cdot B$$

Dabei ist  $u_h$  die Hallspannung,  $i_s$  der Steuerstrom,  $B$  die magnetische Induktion und  $K_1$  eine Konstante, deren Größe von der Konstruktion des Hallgenerators abhängt.

Bei induktiven Tonköpfen ist die Ausgangsspannung proportional der Änderung der Magnetisierung und errechnet sich aus der Gleichung:

$$u = K_2 \cdot \frac{dB}{dt}$$

Man sieht daraus, daß der Hallgenerator auch an einem stillstehenden magnetisierten Tonband ein Signal abgibt, während beim induktiven Kopf dazu eine Bewegung des Tonbandes erforderlich ist.

Mit Hallgeneratoren kann deshalb ein auf ein Tonband aufgesprochenes Programm beliebig langsam abgetastet werden.

Wegen der bei Tonbändern sehr geringen Magnetisierung ist die erzeugte Hallspannung sehr klein. Weil Gleichstromverstärker mit hoher Empfindlichkeit wesentlich schwieriger herzustellen sind als Wechselstromverstärker, wird man also versuchen, die Hallspannung als Wechselspannung zu bekommen. Dies geschieht am einfachsten dadurch, daß als Steuerstrom ein Wechselstrom gewählt wird. Als Hallspannung erhält man dann eine Wechselspannung der gleichen Frequenz, deren Höhe von der Größe des Steuerstromes und vom Absolutwert der Magnetisierung des Tonbandes abhängt. Die ohmsche Nullkomponente der Hallspannung ist mit der üblichen Schaltung kompensiert.

Die Hallspannung wird verstärkt und verursacht je nach Phasenlage einen Stromfluß durch eine der beiden Wicklungen des Relais in der Endstufe.

Die hier verwendete Magnetogrammsonde SBV 535 hat eine Aufspreichwicklung. Dieses Bauteil kann also auch zum Aufsprechen der Signale auf das Tonband verwendet werden.

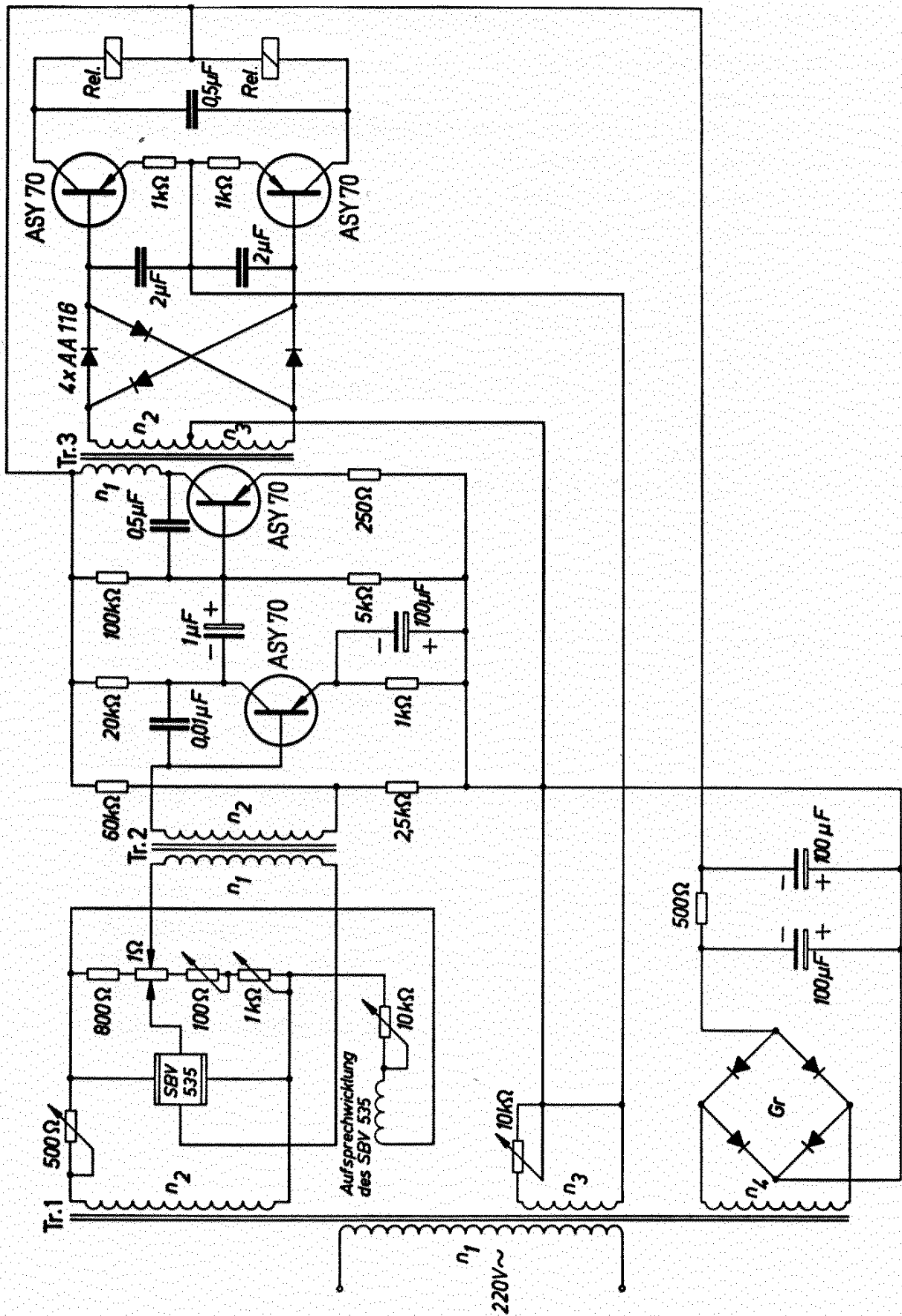


Bild 9.7

**Technische Daten**

Betriebsspannung 220 V, 50 Hz

Transformatoren:

Tr. 1: M 42/15 Dyn.-Bl. IV/0,35; wechselsinnig geschichtet

 $n_1 = 4500 \text{ Wdg}$  CuL 0,09 mm  $\phi$  $n_2 = 120 \text{ Wdg}$  CuL 0,20 mm  $\phi$  $n_3 = 600 \text{ Wdg}$  CuL 0,15 mm  $\phi$  $n_4 = 720 \text{ Wdg}$  CuL 0,20 mm  $\phi$ 

Tr. 2: M 30/7 Dyn.-Bl. IV/0,35 0,3 L.; gleichsinnig geschichtet

 $n_1 = 400 \text{ Wdg}$  CuL 0,22 mm  $\phi$  $n_2 = 5600 \text{ Wdg}$  CuL 0,05 mm  $\phi$ 

Tr. 3: M 30/7 Dyn.-Bl. IV/0,35 0,3 L.; gleichsinnig geschichtet

 $n_1 = 3000 \text{ Wdg}$  CuL 0,07 mm  $\phi$  $n_2 = n_3 = 3000 \text{ Wdg}$  CuL 0,06 mm  $\phi$ 

Gr: Selen-Flachgleichrichter B 30 C 250

Rel: Trls 65 A nach TBv 3504/5

### 9.7 Magnetempfindliche Steuerschaltung

Hallgeneratoren geben eine Spannung ab, deren Größe abhängig ist vom Steuerstrom und vom Magnetfeld, das auf den Hallgenerator wirkt. Wird der Steuerstrom konstant gehalten, so kann mit Hilfe von Hallgeneratoren die Stärke eines Magnetfeldes gemessen werden. Ähnlich wie Lichtschranken mit fotoelektrischen Bauteilen können mit Hallgeneratoren Schranken errichtet werden, bei denen das auslösende Element ein Magnet ist, der in einer bestimmten Entfernung angeordnet ist oder vorbeigeführt wird. Die Schaltung nach Bild 9.8 zeigt eine solche Schranke. Das Relais am Ausgang soll ansprechen, wenn ein Stabmagnet von der Größe  $20 \text{ mm} \times 35 \text{ mm} \times 115 \text{ mm}$  mit einer Induktion von 12 000 Gauß dem Hallgenerator auf 20 cm genähert wird.

Weil Wechselstromverstärker temperaturstabiler sind als Gleichstromverstärker, nimmt man als Steuerstrom für den Hallgenerator Wechselstrom. Der Steuerstrom wird geliefert von einem Transistoroszillator mit einer Schwingfrequenz von 1000 Hz. Der Steuerstrom ist mit den Potentiometern  $R_1$  und  $R_2$  auf den maximal zulässigen Wert von 120 mA einzustellen. Die Resthallspannung des Hallgenerators ist kompensiert. Der Temperaturgang der Nullkomponente wird mit Hilfe des Heißleiters (Thernewid)  $T_h$  ausgeglichen. Weil wegen des Steuerwechselstromes auch die Hallspannung eine Wechselspannung ist, kann mit Hilfe eines Eingangsübertragers Tr. 2 eine gute Anpassung des Eingangswiderstandes des Wechselstromverstärkers an den niedrigen Ausgangswiderstand des Hallgenerators hergestellt werden. Über einen Gleichrichter ist an die Endstufe des Wechselstromverstärkers ein Relais angeschaltet, das bei der bereits beschriebenen Annäherung eines Stabmagneten an den Hallgenerator anspricht. Der Hallgenerator ist an eine Mu-Metall-Antenne von der Größe  $2 \text{ cm} \times 100 \text{ cm}$  anzubringen, damit ein möglichst großer Teil des magnetischen Streufeldes des Stabmagneten aufgefangen wird.

## Technische Daten

### Transformatoren:

Tr. 1: Siferrit-Schalenkern, B 65581 - A 0400 - A 022

$n_1 = 150$  Wdg CuL 0,22 mm  $\phi$

$n_2 = 620$  Wdg CuL 0,14 mm  $\phi$

$n_3 = 32$  Wdg CuL 0,14 mm  $\phi$

$n_4 = 50$  Wdg CuL 0,4 mm  $\phi$

Tr. 2: M 30/7, Dyn.-Bl. IV/0,35, 0,3 L.; gleichsinnig geschichtet

$n_1 = 400$  Wdg CuL 0,22 mm  $\phi$

$n_2 = 4000$  Wdg CuL 0,06 mm  $\phi$

Th. 1: Heißleiter (Thernewid) K 25, 10  $\Omega$

Th. 2: Heißleiter (Thernewid) K 15, 2 k $\Omega$

Rel: Trls 154c nach TBv 65426/39c

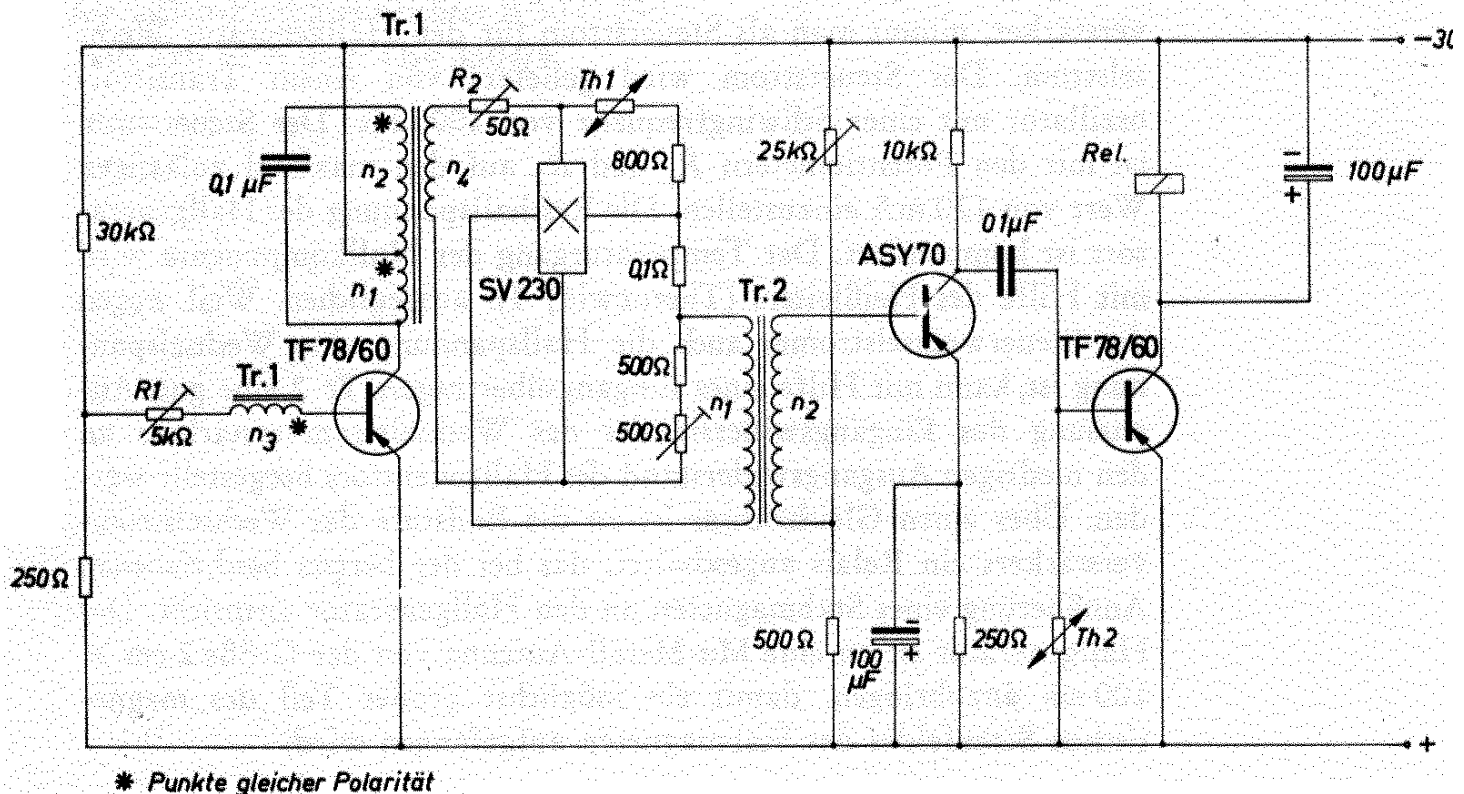


Bild 9.8

## 9.8 Elektronische Zählleinheit mit Vorwahl

Eine Zähl-schaltung, die zusammen mit Geiger-Müller-Zählrohren zur Stückzahlermittlung an Fließbändern oder als dekadischer Untersetzer verwendet werden kann, zeigt das Bild 9.9. Die Zählleinheit zählt jeden am Eingang ankommenden Impuls. Die Impulse müssen rechteckförmig sein; sinusförmige Impulse werden nicht gezählt. Nach jedem 10. Impuls wird am Ausgang ein positiver Impuls abgegeben, der zur Ansteuerung einer 2. Zähldekade verwendet werden kann. Dem Hintereinanderschalten derartiger dekadischer Zählleinheiten ist keine Grenze gesetzt. Jede Zählleinheit zählt eine Zehnerpotenz. Bei kleineren Zählgeschwindigkeiten können als zweite und folgende Zählleinheiten auch mechanische Zählrelais verwendet werden. Für das Anschließen eines mechanischen Zählrelais an den Ausgang einer elektronischen Dekade ist ein Schaltverstärker erforderlich. Durch die Löschtaste kann die Zählstufe von jeder Anzeige auf Null zurückgestellt werden. Zum Zählen bis 10 im Binärsystem sind 4 Multivibratorstufen erforderlich. Diese Zählkette würde erst nach  $2^4 = 16$  positiven Impulsen wieder den Ausgangszustand Null erreichen. Deshalb sind noch 2 Koppelleitungen vorgesehen, mit deren Hilfe nach dem 10. Zählimpuls bereits der Zustand Null wiederhergestellt wird. In vielen Fällen ist erwünscht, durch Vorwahl eine bestimmte Zahl einstellen zu können, bei deren Erreichen der Zählvorgang beendet und unter gleichzeitiger Abgabe eines bestimmten Ausgangsimpulses die Dekade wieder auf Null zurückgestellt wird. Durch eine geeignete Diodenschaltung ist dieses Problem hier gelöst. Durch einen Stufenschalter mit zwei Ebenen können die Ziffern 0 bis 9 vorgewählt werden. Sind so viele Zählimpulse am Eingang angekommen, wie der vorgewählten Zahl entspricht, so wird ein Ausgangssignal von etwa  $130 \mu\text{A}$  abgegeben. Damit kann z. B. ein Schaltverstärker angesteuert werden, der dann die gewünschten Vorgänge auslöst. Der Schaltverstärker kann so ausgeführt werden, daß entweder mit Hilfe eines Transistors oder eines Relais eine Löschung des gezählten Wertes erreicht wird.

### *Technische Daten*

Betriebsspannung der Zählstufe	35 V
Betriebsstrom der Zählstufe	45 mA
Mindestspannung der Steuerimpulse	12 V
Maximale Zählfrequenz	2000 Hz
Temperaturbereich	-10 bis +50 °C

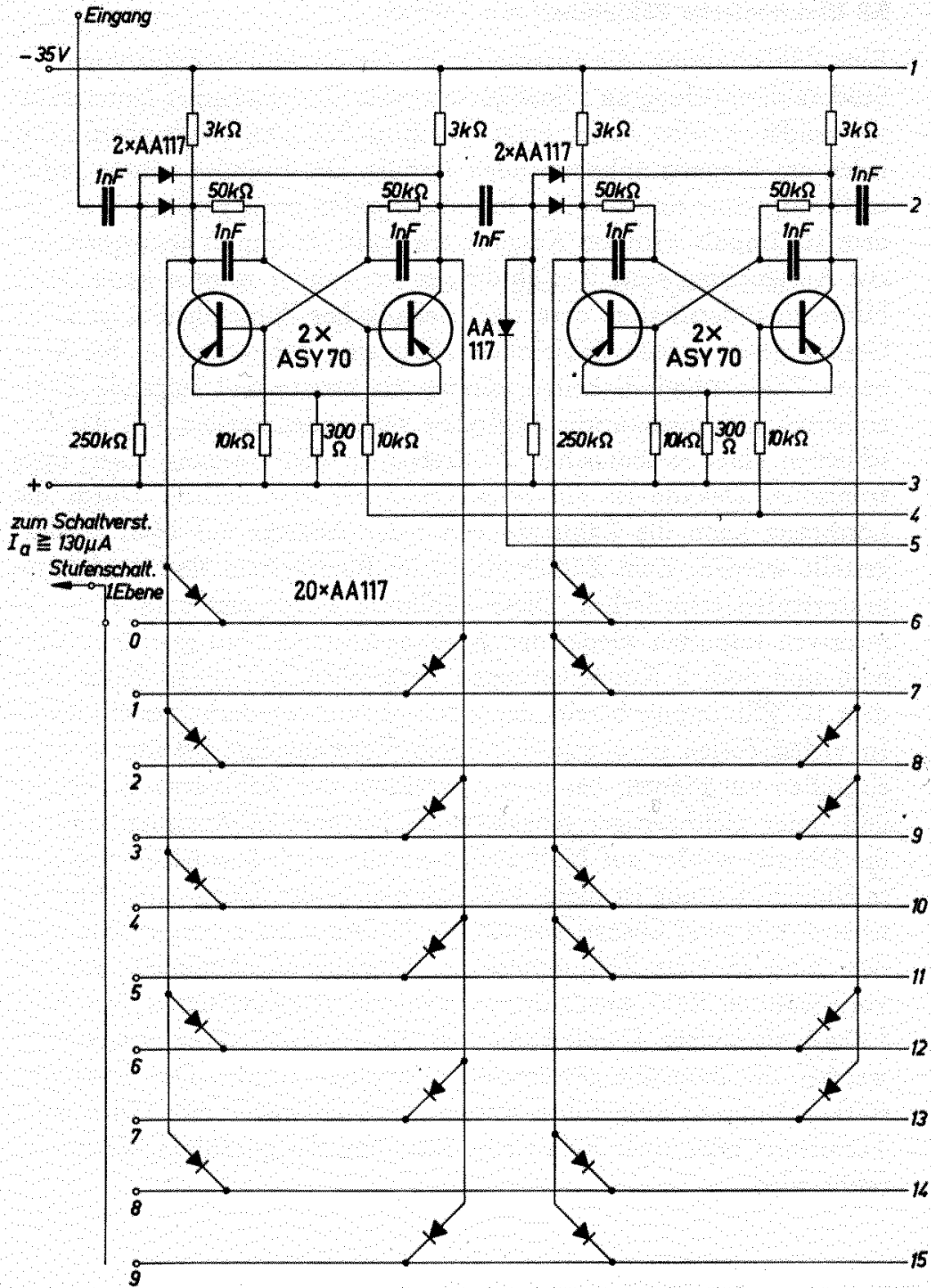


Bild 9.9



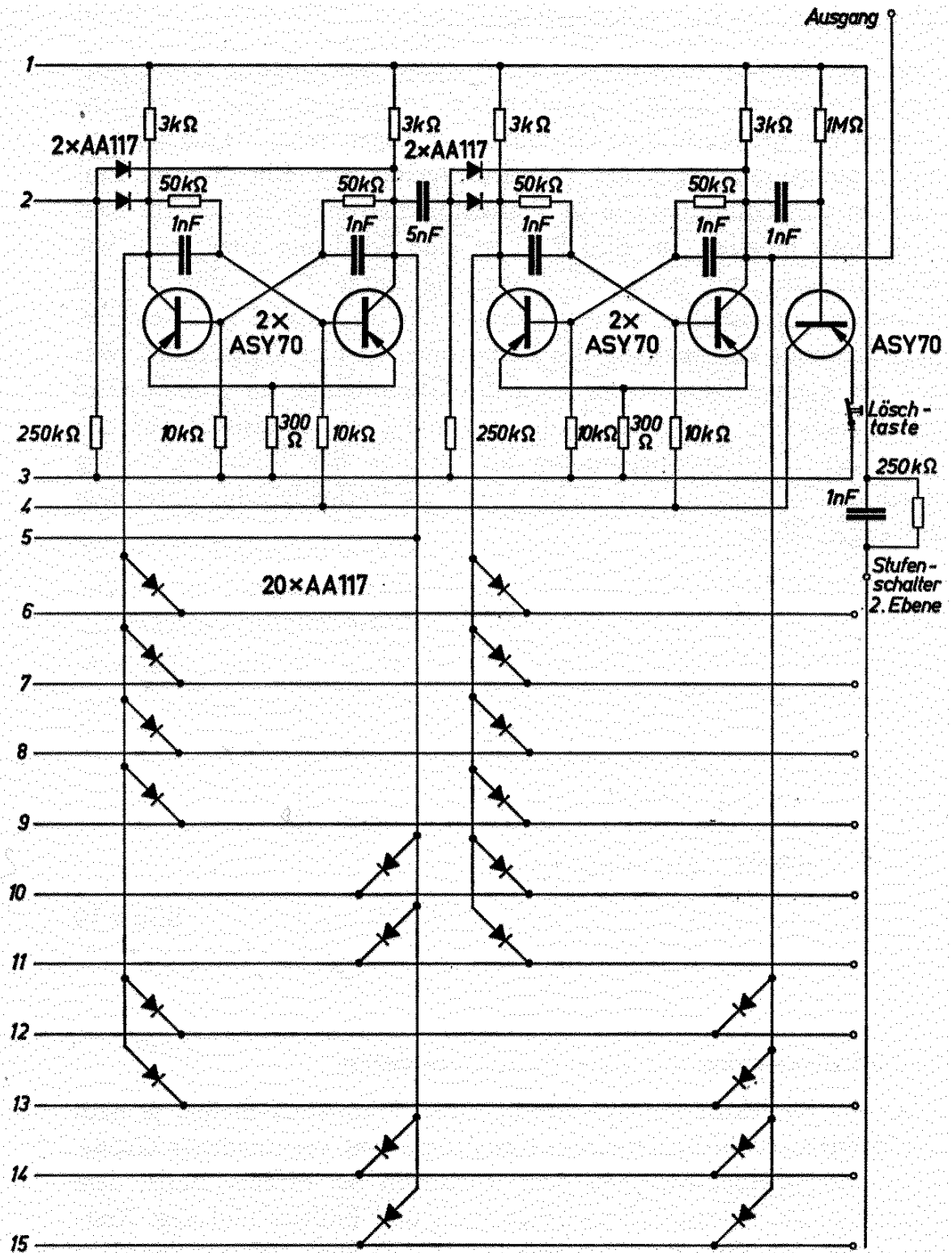


Bild 9.9

### 9.9 Anzeigelampe für Transistorschaltungen

Sehr oft liegt der Wunsch vor, verschiedene Vorgänge in Transistor-Regelschaltungen durch Glimmlampen anzuzeigen. Die Zündspannungen von gebräuchlichen Glimmlampen liegen höher als die üblichen Versorgungsspannungen bei Transistorverstärkern. Ein direktes Einschalten von Glimmlampen in Transistorschaltungen ist deshalb meistens nicht möglich. Im Bild 9.10 ist eine Schaltung angegeben, wie Glimmlampen mit einer Zündspannung unter 100 V durch einen Transistor angeschaltet werden können. Die im Kapitel 9.10 beschriebene Methode zur Senkung des Reststromes ist hier angewendet. Wegen des kleinen Reststromes wird die Glimmlampe im Aus-Zustand sicher erlöschen. Dabei steigt die Spannung am Transistor auf den Wert der Durchbruchspannung an. Infolge der Strombegrenzung durch den Widerstand von 50 k $\Omega$  bleibt die Verlustleistung unter dem zulässigen Wert.

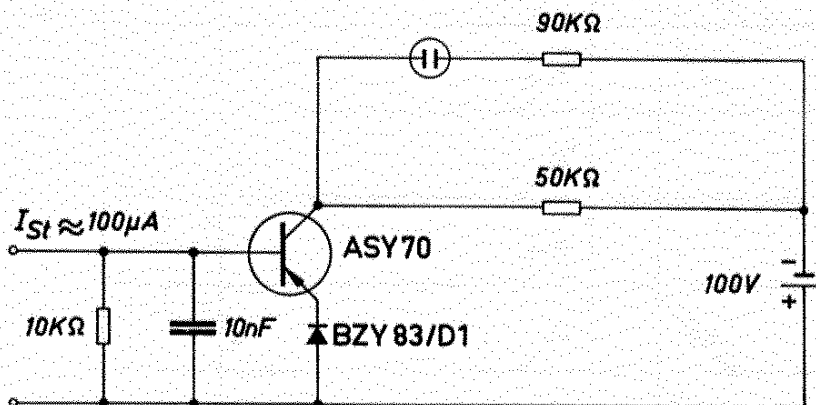


Bild 9.10

### 9.10 Schaltverstärker mit guten Sperreigenschaften

Über die Kollektor-Emitter-Strecke eines Transistors fließen je nach der Betriebsart im Sperrbetrieb Restströme von verschiedener Größe. Man unterscheidet zwischen dem Reststrom bei offener Basis, dem Reststrom bei Kurzschluß zwischen Basis und Emitter und dem Reststrom bei gesperrter Basis-Emitter-Diode. Die Basis-Emitter-Diode ist dann gesperrt, wenn z. B. beim pnp-Transistor die Basis eine positive Vorspannung, bezogen auf den Emitter, erhält. Der Reststrom ist bei diesem Betrieb am kleinsten, während er bei offener Basis am größten ist.

Die positive Vorspannung an der Basis kann durch das Einführen einer Siliziumdiode in den Emitterkreis hergestellt werden. Die Silizium-

diode ist in Durchlaßrichtung betrieben, und die Basis liegt an einem um den Wert der sogenannten Schwellenspannung der Diode positiveren Potential als der Emitter, wenn zwischen der Basis und dem Pluspol der Batterie ein verhältnismäßig kleiner Widerstand eingeschaltet ist.

Der in der Schaltung nach Bild 9.11 vorgesehene Widerstand  $R_V$  kann unter Umständen entfallen, weil über den Transistor immer ein Sperrstrom fließt, der den notwendigen Spannungsabfall an der Siliziumdiode hervorruft. Siliziumdioden haben eine sehr steile Durchlaßkennlinie. Deshalb erhöht sich der Spannungsabfall an der vorgesehenen Diode BZY 83/D 1 auch nicht wesentlich, wenn der Transistor durchgeschaltet wird und der Kollektorstrom stark ansteigt. Im Bild 9.12 ist die Schaltung eines 2stufigen Verstärkers gezeigt. Wenn der Transistor  $T_1$  stromdurchlässig ist, ist der Transistor  $T_2$  gesperrt. Die Siliziumdiode BZY 83/D 1 sorgt wieder für einen kleinen Reststrom. Wenn die Restspannung des Transistors  $T_1$  verhältnismäßig groß ist, müssen im Emitterkreis des Transistors  $T_2$  zwei Siliziumdioden hintereinandergeschaltet werden.

Auf jeden Fall ist dies in der Schaltung nach Bild 9.13 erforderlich, wo die erste und die zweite Stufe mit Siliziumdioden ausgestattet

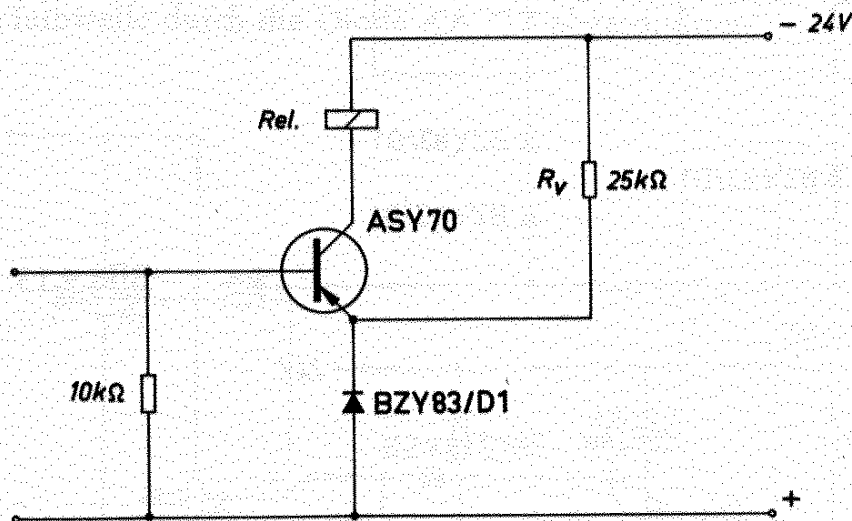


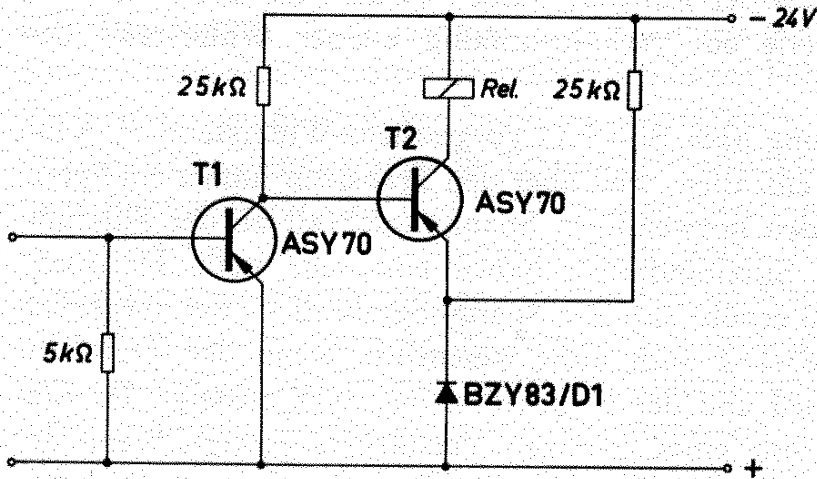
Bild 9.11

sind. Der Spannungsabfall am durchgeschalteten Transistor  $T_1$ , addiert zum Spannungsabfall an der Siliziumdiode in dessen Emitterkreis, muß auf jeden Fall kleiner sein als der Spannungsabfall an den zwei Siliziumdioden im Emitterkreis des Transistors  $T_2$ .

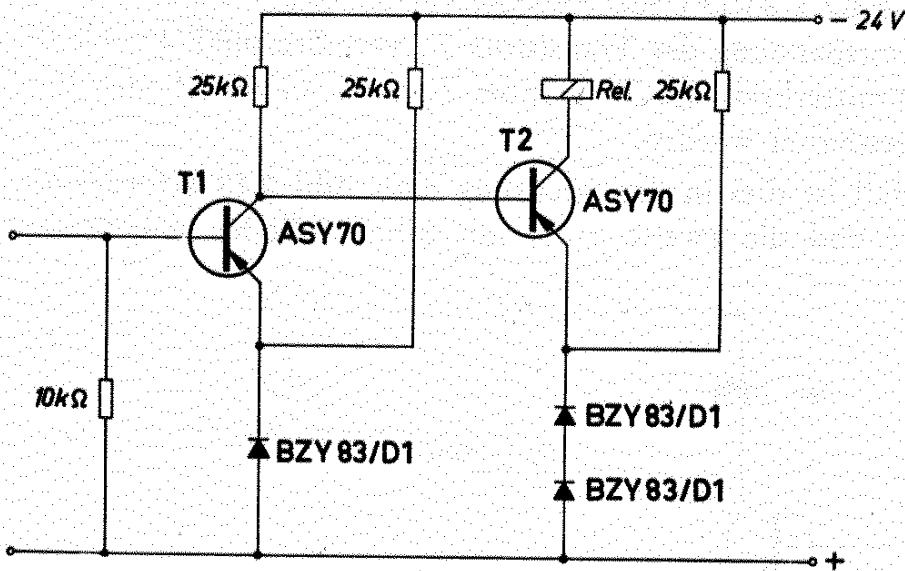
Eine Möglichkeit, wie hier eine Siliziumdiode eingespart werden kann, zeigt das Bild 9.14. In dieser Schaltung tritt eine Rückkopplung von der zweiten Stufe auf die erste Stufe auf, die ein Kippmoment ergibt.

**Technische Daten**

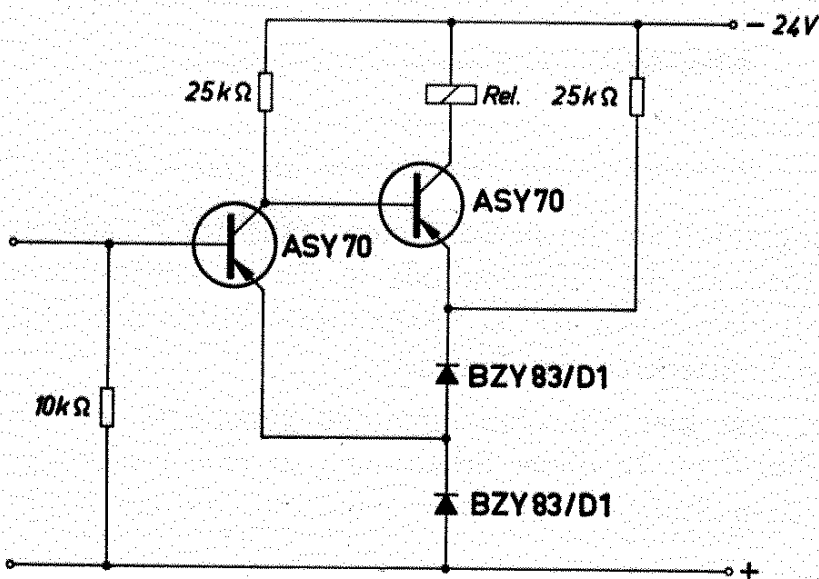
Rel: Trls 154c nach TBv 65426/93c



**Bild 9.12**



**Bild 9.13**



**Bild 9.14**

### 9.11 Steuerschaltung mit sich überschneidendem Ansprech- und Abfallpegel

Zuweilen liegt der Wunsch vor, daß in elektronischen Steuerungen ein Relais beim Erreichen einer bestimmten Spannung anspricht, aber erst nach dem Absinken der Signalspannung weit unter den Ansprechwert wieder abfällt. Mit der Schaltung nach Bild 9.15 kann ein Unterschied zwischen Ein- und Abschaltpegel von bis zu 300% erreicht werden.

Wird eine Spannung an die Eingangsklemmen gelegt, so gelangt eine dazu proportionale Spannung über den Relaiskontakt  $\alpha$  an die Zenerdiode BZY 83/D 10. Ein Basisstrom kann jedoch erst dann fließen, wenn die Zenerspannung der Diode erreicht wird. Das Relais spricht dann an und der Umschaltkontakt  $\alpha$  wird betätigt. Dadurch wird der Spannungsteiler  $R_1$  wirksam. Ist der als Vorwiderstand geschaltete Teil des Potentiometers  $R_1$  kleiner als der des Potentiometers  $R_2$ , so fließt auch bei einem Absinken der Steuerspannung noch Basisstrom. Durch das Verhältnis dieser Vorwiderstände kann die Differenz zwischen Ansprech- und Abfallspannung eingestellt werden. Als Steuerspannung kommen Gleichspannungen und Wechselspannungen in Frage. Bei der Verwendung einer Wechselspannung wird die positive Halbwelle durch die Diode AA 117 abgeschnitten.

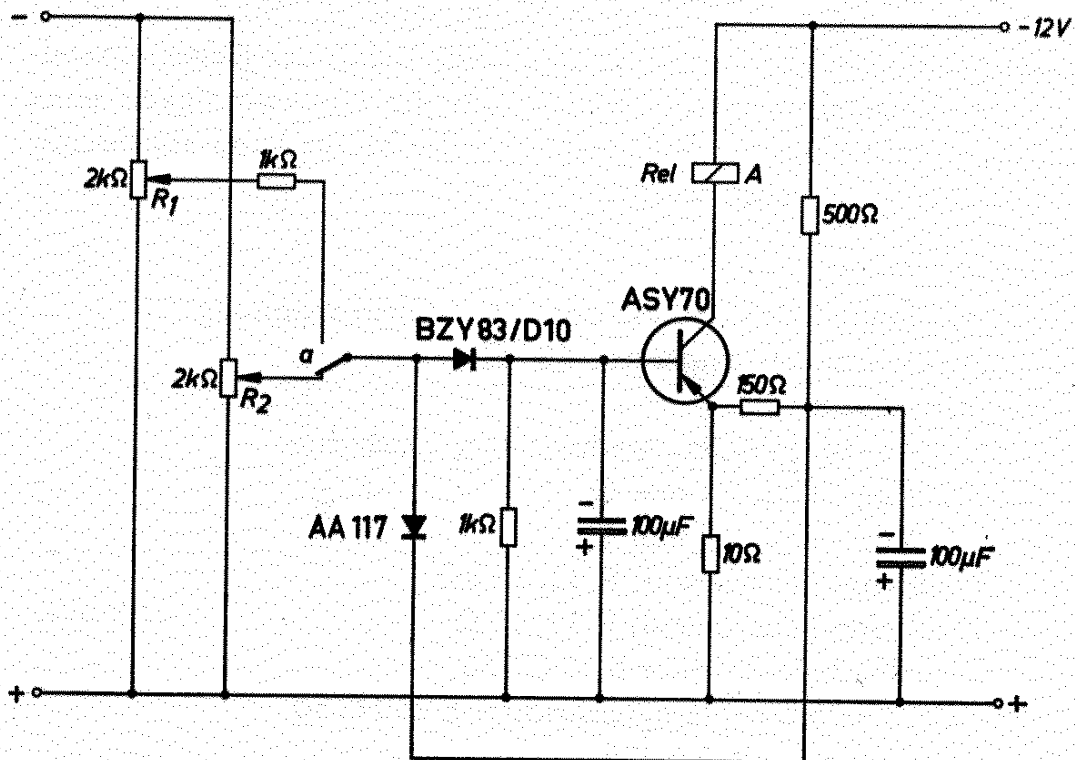


Bild 9.15

**Technische Daten**

Günstiger Wert der Geberspannung	maximal 40 V
Prozentualer Unterschied der Geberspannungen zwischen Anzug und Abfall der Relais	einstellbar 2 bis 300 ‰
Betriebsspannung	11,5 bis 14 V
Zulässige Betriebstemperatur am Gehäuse des Transistors	—20 bis +60 °C
Unsicherheit des Schaltpunktes bei Änderung der Temperatur und der Batteriespannung	maximal 3 ‰
Rel. A: Trls 154c nach TBv 65421/93d	

**9.12 Nachlaufsteuerung zur Synchronisierung von Maschinen**

Der im Bild 9.16 gezeigte Nullpunktverstärker ist zum Beispiel geeignet für die Überwachung der Geschwindigkeit von zwei Motoren bzw. für eine Angleichung der beiden Geschwindigkeiten. Die an beiden Motoren anzubringenden Dynamos liefern eine von der Drehzahl abhängige Wechselspannung. Da die Frequenz dieser Wechselspannungen verschieden sein kann, müssen sie für einen sicheren Vergleich gleichgerichtet werden. Die Gleichrichter sind so angeordnet, daß sich die beiden Geberspannungen addieren. Die Summe dieser beiden Spannungen liegt an dem Widerstand  $R_1$ . Sind die beiden Einzelspannungen gleich groß, so sind beide Relais der Gegentaktendstufe des Verstärkers erregt. Ändert sich die Geschwindigkeit eines Motors, so fällt eines der Relais ab, und der Motor kann abgebremst oder stärker angetrieben werden.

**Technische Daten**

Betriebsspannung 220 V, 50 Hz oder 15 V Gleichspannung  
 Maximale Umgebungstemperatur 60 °C  
 Netztransformator  
 M 42/15, Dyn.-Bl. IV/0,35; wechselsinnig geschichtet  
 $n_1 = 5000$  Wdg CuL 0,1 mm  $\phi$   
 $n_2 = 300$  Wdg CuL 0,3 mm  $\phi$   
 $Th_1 =$  Heißleiter (Thernewid) K 11, 10 k $\Omega$   
 $Th_2 =$  Heißleiter (Thernewid) K 11, 10  $\Omega$   
 Gr. 1: Selen-Flachgleichrichter B 30 C 250  
 Gr. 2 = Gr. 3 = Selen-Flachgleichrichter E 250 C 50  
 Gr. 4: Germaniumdiode AA 116  
 Rel: Trls 154 nach TBv 65462/93d

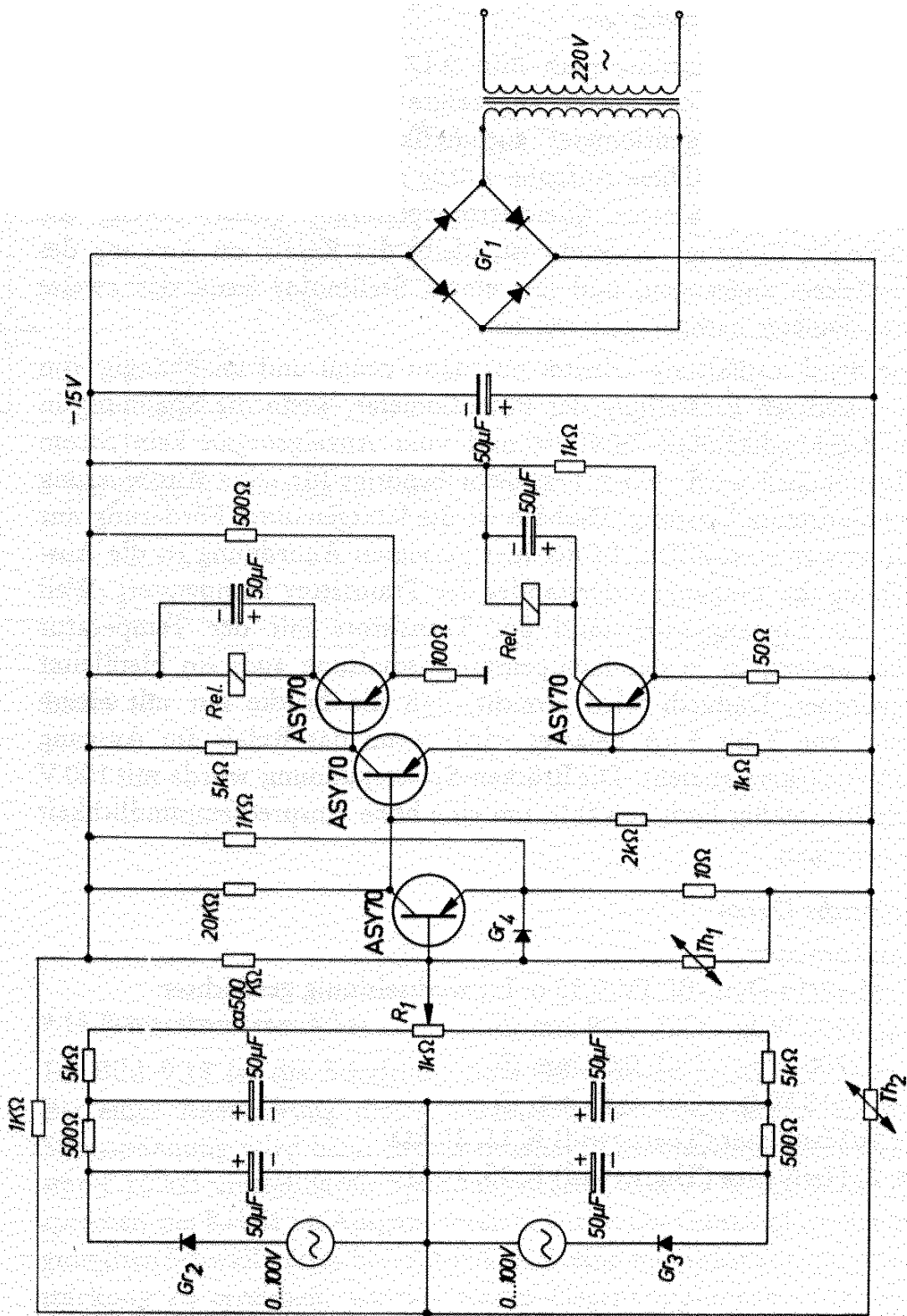


Bild 9.16

### 9.13 Gleichlaufsteuerung

Mit Hilfe der Schaltung nach Bild 9.17 kann erreicht werden, daß der an einem Potentiometer angezeigte veränderbare Sollwert auf einem zweiten Potentiometer automatisch mit großer Genauigkeit nachgeregelt wird. Diese Aufgabe wurde mit einem hochempfindlichen temperaturkompensierten Gleichstromverstärker gelöst. Solang die Brücke am Eingang verstimmt ist, bleibt das Relais am Ausgang des Verstärkers angezogen, und mit einem Stellmotor kann das zweite Potentiometer nachgeregelt werden.

Eine Brückenschaltung arbeitet nur dann genau und unabhängig von der jeweiligen Einstellung der Potentiometer, wenn die Spannung in der Brückendiagonale Null ist und vom Anzeigeorgan kein Strom aufgenommen wird. Jeder Transistor benötigt für seine Aussteuerung eine bestimmte Leistung. Deshalb ist die letztgenannte Forderung nur sehr schwer zu erfüllen. In der hier gezeigten Anordnung ist die Auswirkung des Eingangswiderstandes des Transistors kompensiert. Weil sich der Eingangswiderstand des Transistors mit der Temperatur etwas ändert, ist in der Kompensationsschaltung auch ein Heißleiter angeordnet. Dadurch wird erreicht, daß die Brücke nur mit einem Strom von 3 bis 5  $\mu\text{A}$  belastet wird, wenn das Relais am Ausgang des Verstärkers anzieht. Die Brücken-Speisespannung wurde mit 100 V verhältnismäßig hoch gewählt, um eine hohe Ansprechempfindlichkeit zu erreichen.

#### *Technische Daten*

##### Transformator

Tr: M 42/15 Dyn.-Bl. IV/0,35 o. L.; wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 4200$  Wdg CuL 0,09 mm  $\phi$

$n_2 = 2700$  Wdg CuL 0,09 mm  $\phi$

$n_3 = 410$  Wdg CuL 0,23 mm  $\phi$

Th. 1: Heißleiter (Thernewid) K 11, 10 k $\Omega$

Th. 2: Heißleiter (Thernewid) K 25, 10  $\Omega$



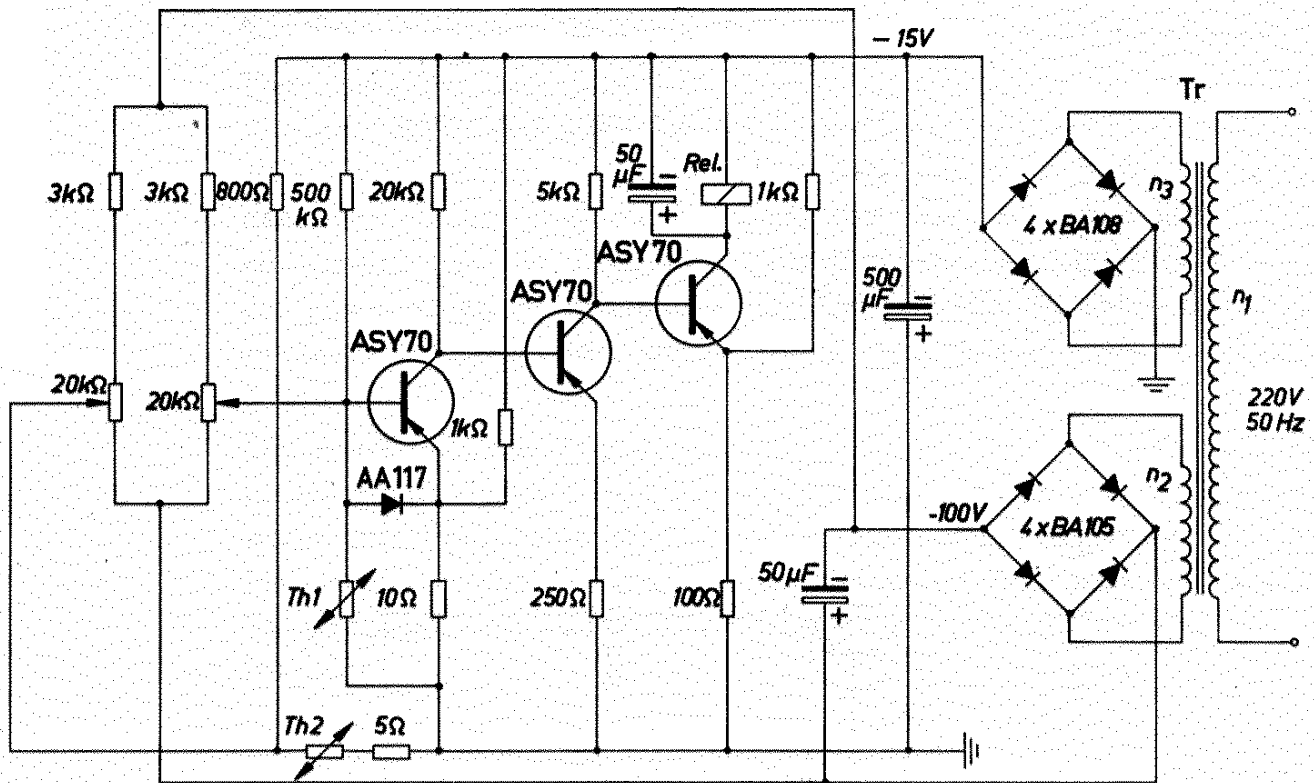


Bild 9.17

#### 9.14 Schwellwertverstärker

Im Bild 9.18 ist die Schaltung eines Schwellwertverstärkers gezeigt. Bei einer Ansteuerung dieses Verstärkers mit einer Rechteck- oder Sinusspannung wird beim Erreichen eines bestimmten mit dem Widerstand  $10\text{ k}\Omega$  einstellbaren Spannungswertes von z. B.  $0,1\text{ V}$  ein Ansprechen des Relais im Ausgangskreis bewirkt. Die Genauigkeit des eingestellten Schwellwertes beträgt  $1\%$ . Um eine möglichst konstante Verstärkung zu erreichen, wurden starke Gegenkopplungen vorgesehen. Die beiden Siliziumdioden Gr. 1 sind in Durchlaßrichtung geschaltet und dienen dazu, die Genauigkeit des Schwellwertes zu verbessern. Dies wird durch die sehr steile Durchlaßcharakteristik von Siliziumdioden bewirkt. Wenn der Transformator anders ausgeführt wird, kann auch eine Zenerdiode verwendet werden, die eine kleinere Temperaturabhängigkeit hat.

### Technische Daten

#### Transformator

Tr: M 30/10 Dyn.-Bl. IV/0,35, 0,3 L.; gleichsinnig geschichtet

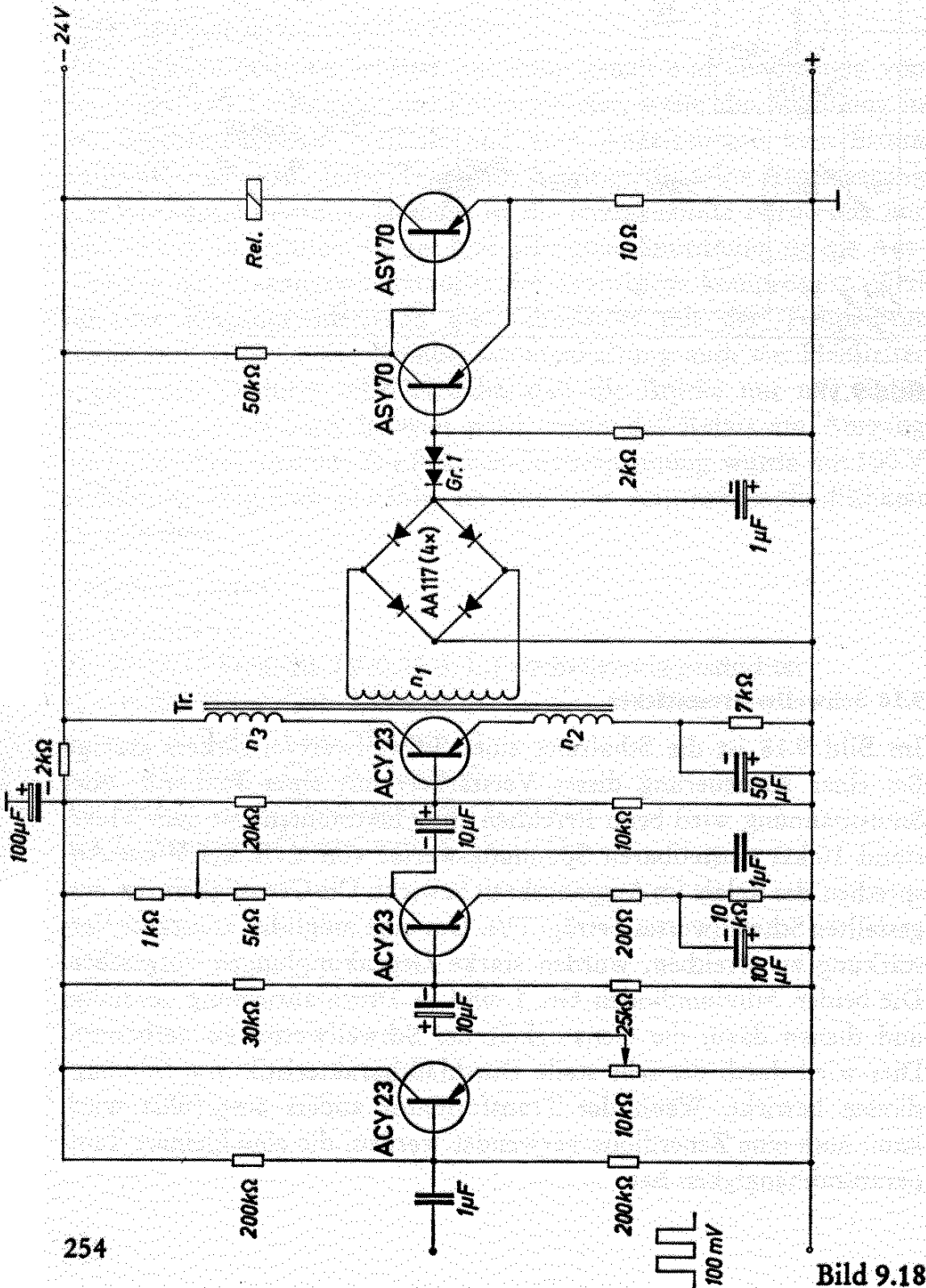
$n_1 = 740$  Wdg CuL 0,07 mm  $\phi$

$n_2 = 400$  Wdg CuL 0,07 mm  $\phi$

$n_3 = 5600$  Wdg CuL 0,07 mm  $\phi$

Rel: Trls 154c nach TBv 65426/93d

Gr. 1: 2  $\times$  BZY 83/D 1



254

Bild 9.18

### 9.15 Frequenzkonstanter Taktgeber

Der Taktgeber nach Bild 9.19 arbeitet als selbstschwingender Multivibrator, dessen Umschaltzeit nicht allein von der Zeitkonstante eines RC-Gliedes abhängt, sondern durch Triggerimpulse beeinflusst werden kann. Dabei muß die Frequenz der Triggerimpulse nicht übereinstimmen mit der Eigenschwingfrequenz des Multivibrators bzw. der gewünschten resultierenden Schwingfrequenz. Es kann also eine Frequenzteilung erreicht werden, und zwar um Faktoren zwischen 2 und 10.

Die Amplitude der Triggerspannung bestimmt den Teilerfaktor. Die in der Schaltung nach Bild 9.19 angegebene Spannung von 1,7 V bewirkt eine Frequenzteilung von 1 : 5. Bei einer Triggerung mit der Netzfrequenz erhält man also einen Geber mit einer sehr konstanten Taktfrequenz von 10 Hz. Die Genauigkeit entspricht der der Netzfrequenz.

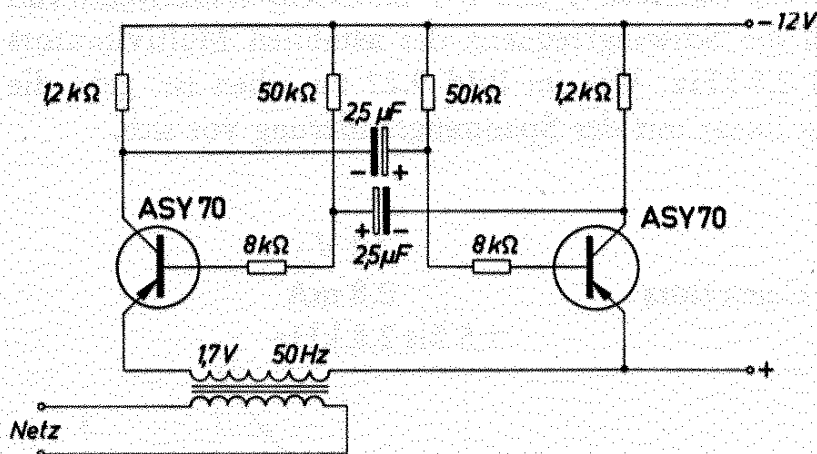


Bild 9.19

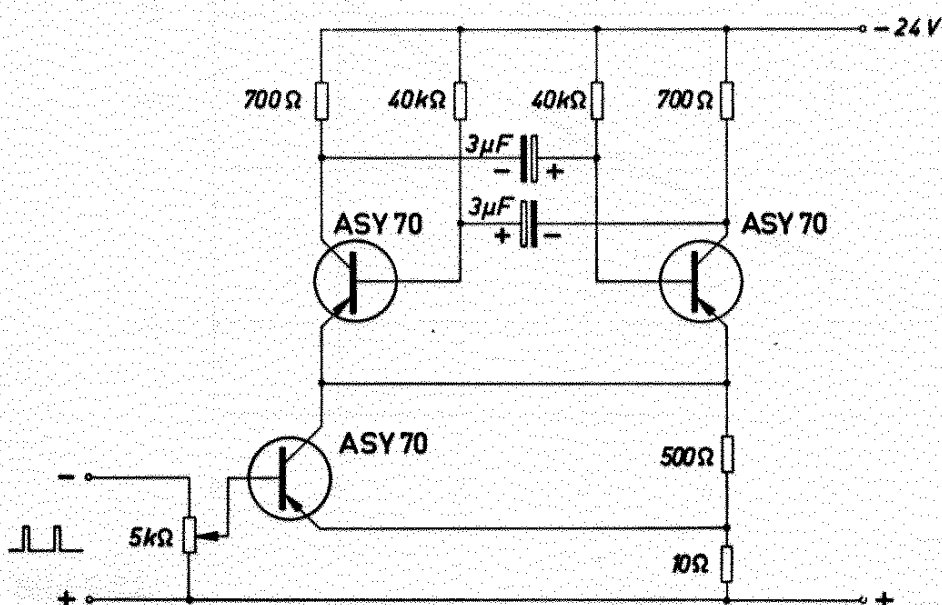


Bild 9.20

Während in der Schaltung nach Bild 9.19 die Triggerspannung eine Wechsellspannung sein soll, zeigt die Schaltung nach Bild 9.20 eine Möglichkeit, den gleichen Effekt mit Impulsen zu erzielen. Mit dem Potentiometer am Eingang kann die gewünschte Frequenzteilung eingestellt werden.

Die Eigenschwingfrequenz der astabilen Multivibratoren soll etwas kleiner sein als die erwünschte Taktfrequenz. In der Praxis hat sich ein Unterschied von 10 bis 20% gut bewährt.

Die Multivibratoren können auch unsymmetrisch ausgelegt werden; man erhält dann auch entsprechende Tastverhältnisse.

### 9.16 Spannungsgesteuerter astabiler Kippgenerator

Mit der im Bild 9.21 gezeigten Anordnung können Spannungsänderungen in Frequenzänderungen umgewandelt werden. Bei einer Änderung der Spannung zwischen 0 und 6 V an einem Widerstand von 10 k $\Omega$  ändert sich die Schwingfrequenz des astabilen Multivibrators zwischen 1,5 und 2,8 kHz. Wie im Bild 9.22 zu sehen ist, geht die Frequenzänderung linear mit der Spannungsänderung vor sich.

#### *Technische Daten*

Batteriespannung	12 V
Betriebsstrom des Generators	0,8 mA
Schwingfrequenz	1,5 bis 2,8 kHz

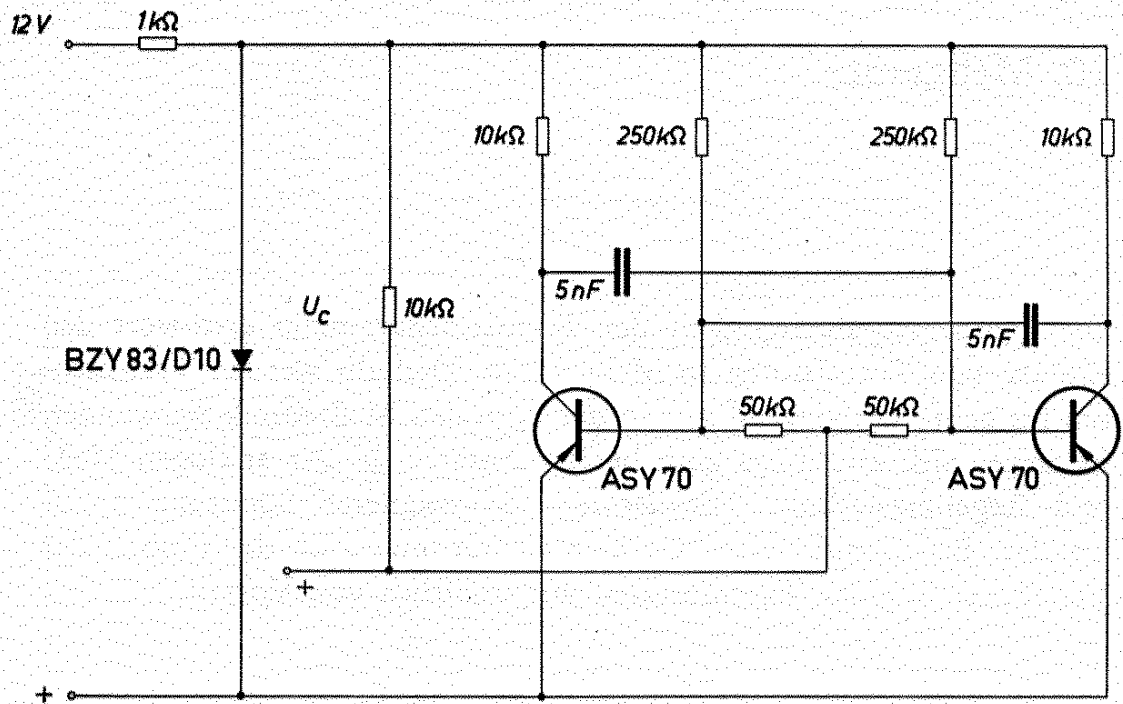


Bild 9.21



Bild 9.22

## 10. Meßgeräte

Die Temperaturabhängigkeit der Transistorparameter erschwert den Einsatz von Transistoren in Meßgeräten. Deshalb werden Transistoren bis heute vorwiegend nur in der digitalen Meßtechnik verwendet. Es zeigen sich allerdings auch bereits Ansätze, in der analogen Meß- und Regelungstechnik Transistoren in geeigneter Schaltung anzuwenden. Bei komplizierten Geräten ist mitunter auch der Einbau der Verstärker in einen Thermostaten wirtschaftlich von Vorteil.

### 10.1 Geschwindigkeitskontrollgerät

Beim Durchlaufen einer Doppellichtschranke ist der zeitliche Abstand der beiden erzeugten Impulse umgekehrt proportional der Geschwindigkeit. Die Schaltung nach Bild 10.1 vergleicht den Abstand der Impulse mit einer einstellbaren Zeitkonstante und zeigt an, ob die Geschwindigkeit über oder unter dem eingestellten Wert liegt. Dieses Gerät ist zur Kontrolle von Fahrzeuggeschwindigkeiten, Bandgeschwindigkeiten usw. gedacht.

Durch den Abstand der beiden Lichtschranken wird eine gewisse Strecke definiert, die der zu messende Körper durchlaufen muß. Trifft der Körper auf die erste Schranke, so wird der Lichtstrahl unterbrochen, und die Fotodiode APY 12(1) (Bild 10.1) wird hochohmig. Ein durch den Verstärker  $J_1$  verstärkter Impuls bringt den monostabilen Multivibrator  $M_1$  zum Kippen. Der Punkt 1 erhält negatives Potential nahezu in der vollen Höhe der Batteriespannung. Der Körper durchläuft nun die vorgegebene Strecke und deckt beim Erreichen der zweiten Lichtschranke die Fotodiode APY 12(2) (Bild 10.1) ab. Über einen dem Verstärker  $J_1$  gleichen Verstärker  $J_2$  gelangt ein negativer Spannungsimpuls an den monostabilen Multivibrator  $M_2$ . Dieser kann nur dann kippen, wenn am Punkt 1 noch negatives Potential liegt, wenn also der Multivibrator  $M_1$  noch nicht in seine Ausgangslage zurückgekehrt ist. Durchläuft demnach der Körper die beiden Lichtschranken in einer Zeit, die kleiner ist als die Zeitkonstante des Multivibrators  $M_1$ , so leuchtet die über einen Ruhekontakt des Relais  $A$  an eine Spannungsquelle angeschlossene Glühlampe auf und zeigt an, daß die Geschwindigkeit des Körpers zu groß war.

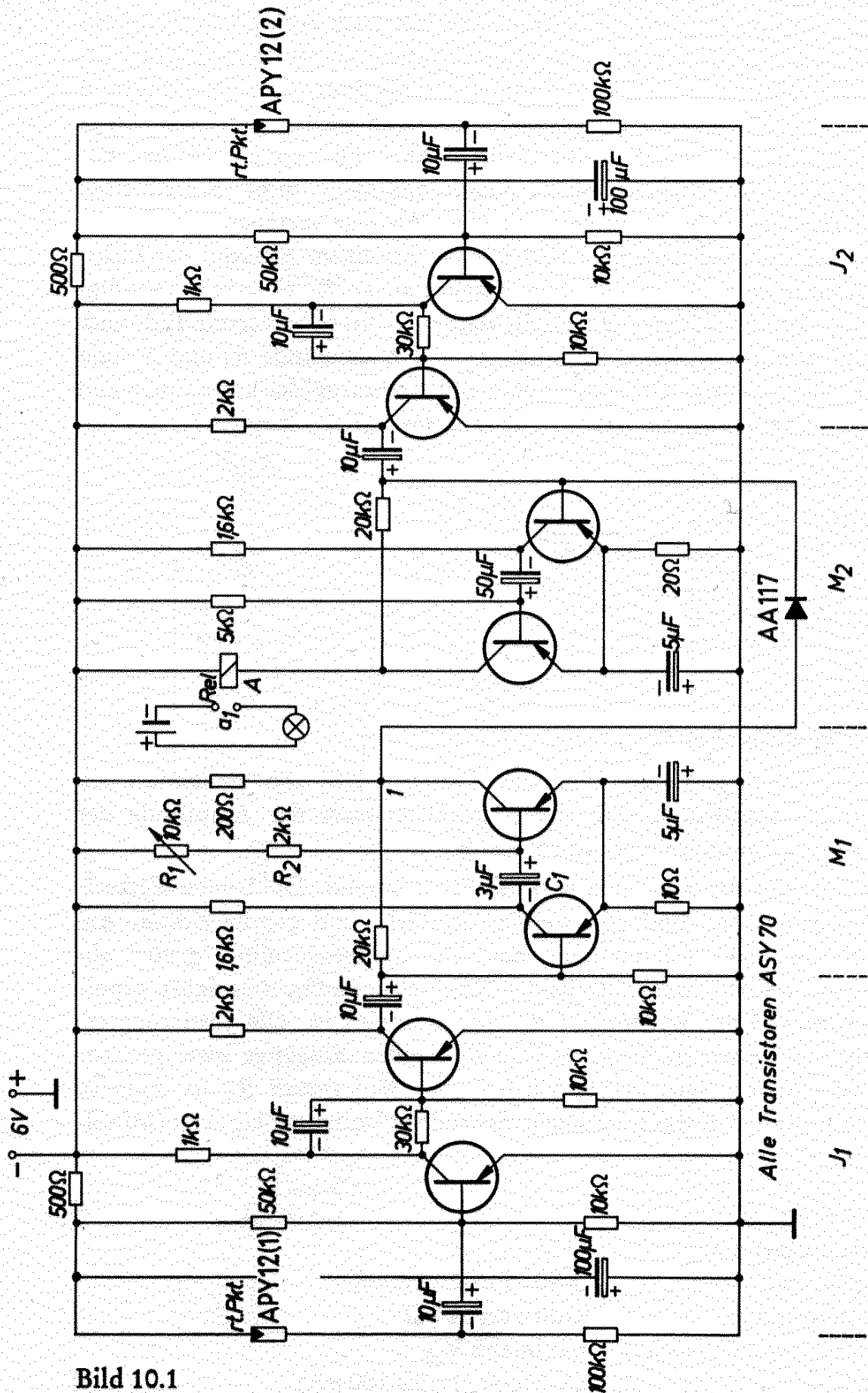


Bild 10.1

Wird jedoch die zweite Lichtschranke erst nach Ablauf der Zeitkonstante des Multivibrators  $M_1$  unterbrochen, so ist der Eingang des Multivibrators  $M_2$  wegen des nun positiven Potentials des Punktes 1 über die Diode AA 117 kurzgeschlossen. Der Multivibrator  $M_2$  kippt nicht, und die Anzeigelampe bleibt dunkel. Dies ist ein Zeichen dafür, daß die vorgeschriebene Geschwindigkeit nicht überschritten wurde. Das Gerät ist zu einer Ja-Nein-Anzeige geeignet.

Bei dem Beispiel nach Bild 10.1 können bei einem Abstand der Lichtschranken von 20 cm mit dem Potentiometer  $R_1$  Grenzggeschwindigkeiten von 8 bis 50 m/s eingestellt werden. Es ist selbstverständlich auch möglich, durch geeignete Veränderung der Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  und des Kondensators  $C_1$  auch andere Multivibrator-Zeitkonstanten und damit Grenzggeschwindigkeiten vorzugeben. (Siehe Kapitel 7.1.)

### Technische Daten

Batteriespannung                    6 V  
 Rel: Trls 154c nach TBv 65417/93c

## 10.2 Phasenmeßgerät

Die Phasenlage zweier Wechselspannungen läßt sich am einfachsten dadurch vergleichen, daß die Augenblickswerte der Amplitude der Wechselspannungen verglichen werden.

Dies ist mit der Schaltung nach Bild 10.2 möglich. Die beiden Wechselspannungen  $U_{e1}$  und  $U_{e2}$  werden verstärkt und gleichgerichtet. Am Meßinstrument  $J$  kann dann der Phasenunterschied bis  $\pm 90^\circ$  abgelesen werden, wenn die beiden Wechselspannungen geeignet gepolt werden und der Widerstand  $R_V$  richtig justiert ist. Die Justierung erfolgt am besten dadurch, daß an die beiden Eingänge zwei phasengleiche Spannungen gelegt werden. Der Widerstand  $R_V$  ist dann so einzuregeln, daß das Instrument den halben Vollausschlag zeigt (Mittellage).

### Technische Daten

Batteriespannung                    12 V  
 Meßbereich                             $\pm 90^\circ$  Phasenwinkel  
 Widerstand  $R_V$                     Richtwert 500  $\Omega$   
 Spannungen  $U_{e1}$  und  $U_{e2}$  maximal 5 V<sub>eff</sub>  
 Meßgerät  $J$                              $\mu$ A-Meter (15 bis 100  $\mu$ A)



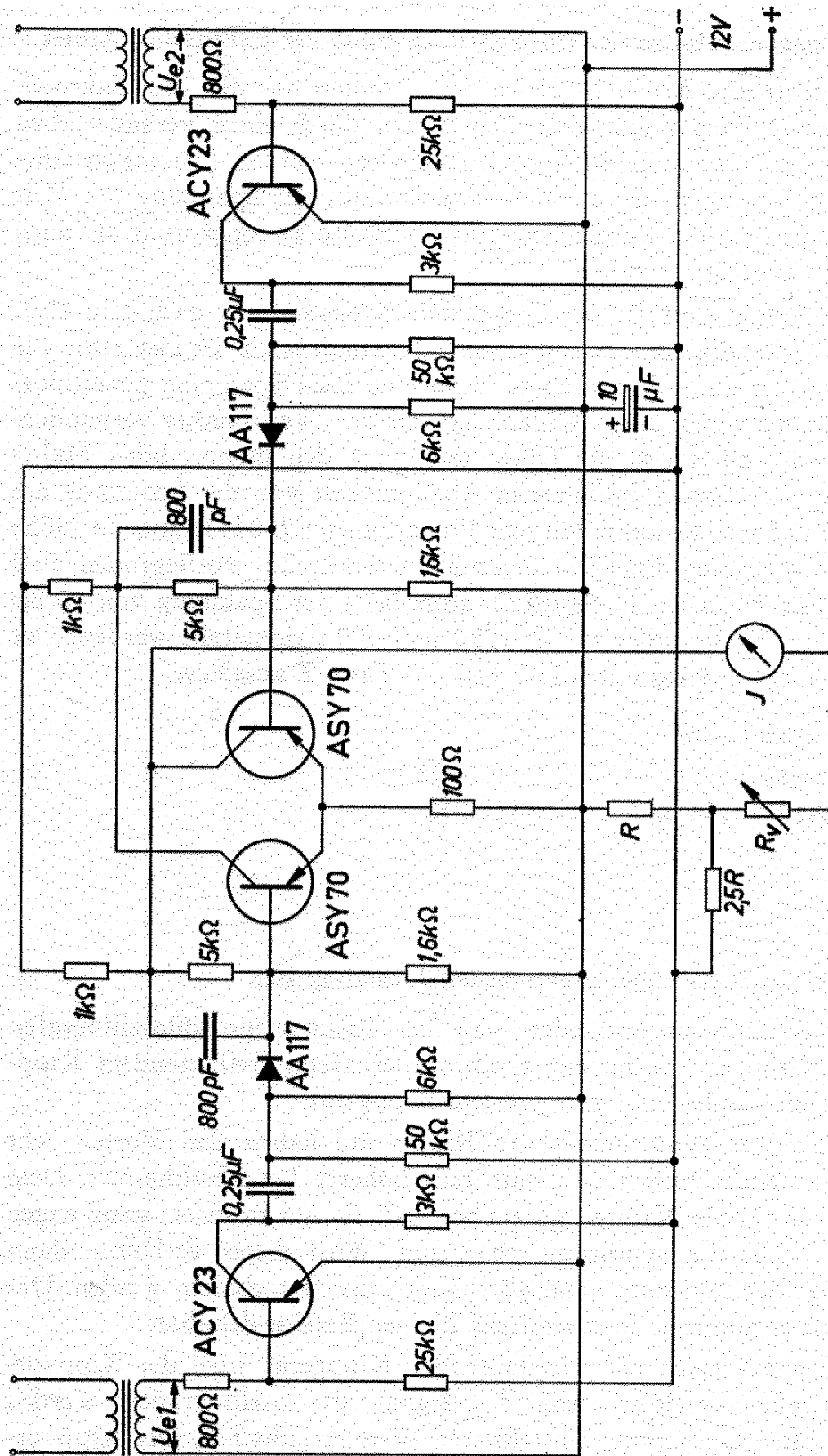


Bild 10.2

### 10.3 Spannungsintegrator zur Konstanzhaltung der elektrischen Arbeit

Die elektrische Arbeit ist gleich dem Produkt aus den drei Faktoren Spannung, Strom und Zeit. Der Strom durch einen veränderlichen Verbraucher kann leicht konstant gehalten werden (Stromkonstantgerät). Es muß dann nur mehr das Produkt aus Spannung und Zeit konstant gehalten werden, um eine konstante Energiezufuhr an einen Verbraucher zu erreichen.

Diese Aufgabe erfüllt die monostabile Kippschaltung nach Bild 10.3. Der die Verzögerungszeit bestimmende Kondensator ist hier nicht wie üblich über einen Vorwiderstand an eine feste Spannung angeschlossen, sondern über einen Widerstand mit dem Verbraucher verbunden. Dadurch ändert sich die Länge des durch den monostabilen Multivibrator erzeugten Impulses in Abhängigkeit von der Spannung am Verbraucherwiderstand. Mit dem Potentiometer 250 k $\Omega$  kann die Höhe der zugeführten Energie eingestellt werden. Im vorliegenden Fall kann die Kippzeit des Multivibrators bei einer Spannung von 10 bis 30 V am Verbraucher zwischen 10 und 300 s eingestellt werden. Der Kippvorgang wird durch Drücken der Taste *T* ausgelöst.

#### *Technische Daten*

Batteriespannung                                24 V  
 Rel. A: Trls 154 nach TBv 65421/93c

### 10.4 Kippenteil für einen Elektronenstrahloszillografen

Grundsätzlich unterscheidet man bei Elektronenstrahloszillografen zwei Gruppen: solche mit synchronisierbarem, freilaufendem Kippgerät und andere mit getriggertem Kippgerät.

Freilaufende synchronisierbare Kippgeräte haben den Vorteil sehr kleinen Aufwandes und damit auch höherer Betriebssicherheit. Dem steht der große Nachteil gegenüber, daß sie nur in einem ganz engen Frequenzbereich synchronisierbar sind. Wird dieser verlassen, dann springt das Bild oder kann überhaupt nicht festgehalten werden. Daher ist es auch nur in einem sehr kleinen Bereich dehnbar.

Beim getriggerten nicht freilaufenden Kippgerät wird der Kippvorgang nur ausgelöst, wenn das Signal, das oszillografiert werden soll, einen bestimmten einstellbaren Wert erreicht hat. Der Kippvorgang geht dann vor sich, unabhängig davon, wie das Bildsignal weiter verläuft. Man kann mit einem solchen Gerät also beliebig hohe

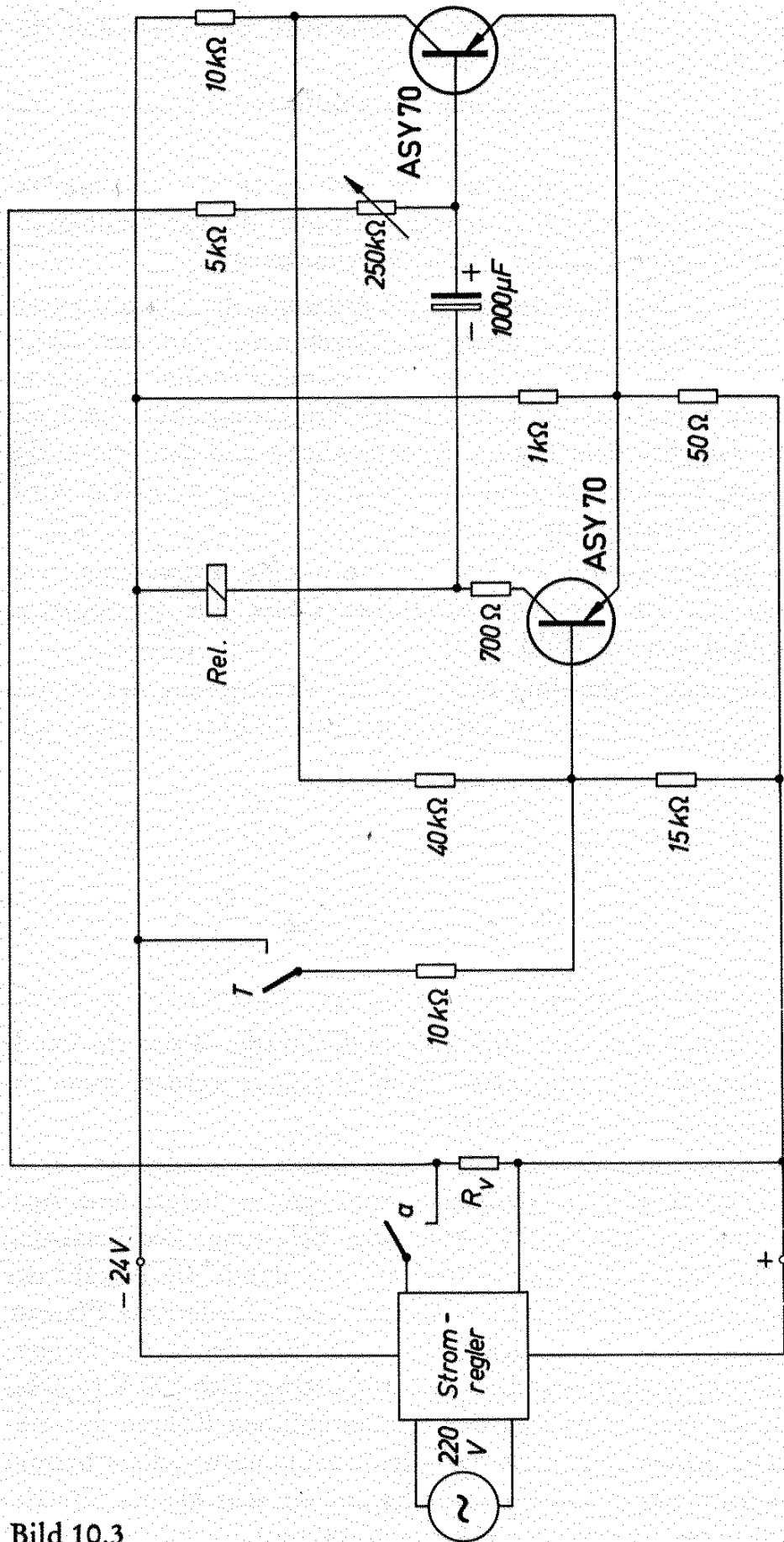


Bild 10.3

Kipffrequenzen auch bei einem niederfrequenten Eingangssignal einstellen und dieses damit zeitlich dehnen.

Außerdem ist durch die Triggerung ein absoluter Stillstand des Bildes zu erreichen.

Durch den definierten Bildfang wird es auch möglich, einmalige Impulse zu untersuchen und bei geeignetem Kippteil direkte Zeitmessungen an dem zu untersuchenden Signal vorzunehmen.

Diese Vorteile rechtfertigen den größeren Aufwand, der für getriggerte Kathodenstrahloszillografen nötig ist, angefangen von der mehrfachen Zahl der Stufen bis zu einer Verzögerungsleitung, die das zu untersuchende Signal um die Laufzeit des Triggerimpulses verzögern muß, damit zwischen dem Beginn der Ablenkung und dem Punkt des abzubildenden Signals, auf dem der Ablenkvorgang ausgelöst wird, keine zeitliche Verschiebung auftritt.

Wegen der großen Anzahl der Stufen kann nur bei Verwendung von Transistoren ein einigermaßen handliches Gerät mit getriggertem Kippteil gebaut werden (Bild 10.4).

In der vorliegenden Schaltung wird auf die Verzögerung des Signals verzichtet, da das Gerät nur im NF-Gebiet (bis 20 kHz) arbeiten soll.

### 10.5 Geiger-Müller-Indikator

Mit der Schaltung nach Bild 10.5 kann auf einfache Weise ein handliches Anzeigegerät für radioaktive Strahlen gebaut werden, wenn ein Miniatur-Zählrohr verwendet wird.

Der Eintaktsperrwandler und die Verstärkerstufe werden aus einer 3-V-Batterie gespeist. Der Gleichspannungswandler liefert eine Ausgangsspannung von 400 bis 700 V je nach Belastung. Die Belastung steigt mit der Stärke der Radioaktivität, weil damit die Anzahl der Stromimpulse in der Zeiteinheit zunimmt. Das erforderliche Plateau, das ist die Differenz der beiden Spannungen, bei denen das Geiger-Müller-Zählrohr noch einwandfrei arbeitet, beträgt also 300 V (400 bis 700 V). Dieser Wert wird von den handelsüblichen Röhren gut eingehalten. Die Schwingfrequenz des Gleichspannungswandlers beträgt 1 kHz. Wegen dieser hohen Frequenz konnte ein sehr kleiner Siferrit-Schalenkern verwendet werden (18 mm × 14 mm).

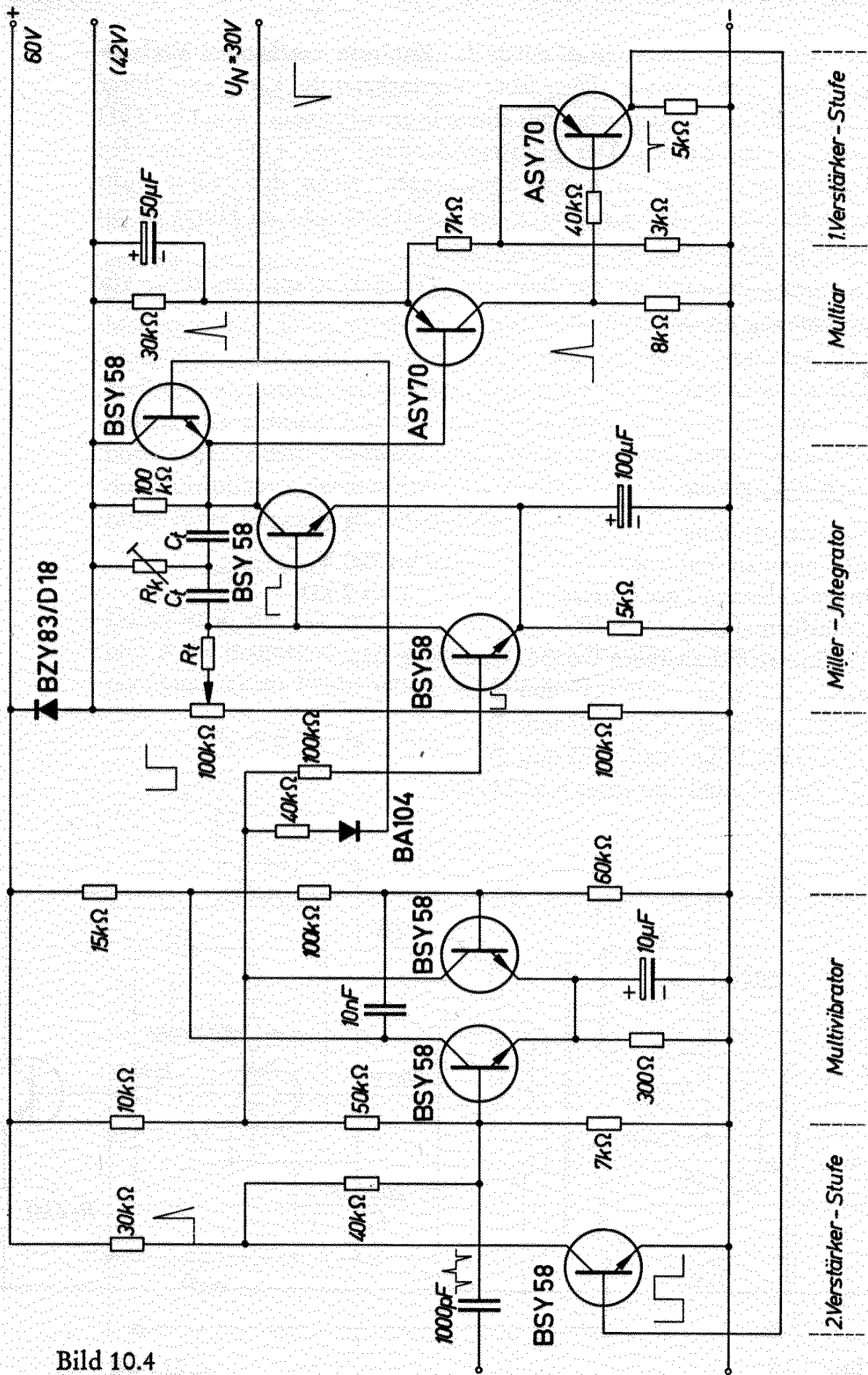


Bild 10.4

Der Mittelwert des Stromes durch das Zählrohr beträgt bei Vollaussteuerung etwa  $25 \mu\text{A}$ . Über eine Verstärkerstufe kann ein Hörer oder ein kleiner Lautsprecher mit einem Innenwiderstand von 1 bis  $2 \text{ k}\Omega$  angeschlossen werden. Der Emitterwiderstand von  $4 \text{ k}\Omega$  schützt den Transformator vor zu hohen Spannungen, wenn der Hörer nicht angeschlossen ist. Die Lautstärke der Knackgeräusche im Hörer ist ein Maß für die Stärke der Radioaktivität.

Der Vorwiderstand an der Basis des Verstärkertransistors dient zur Begrenzung des Zählrohrstromes.

### Technische Daten

Batteriespannung	3 V
Spannung am Zählrohr	400 bis 700 V
Innenwiderstand des Hörers	1 bis $2 \text{ k}\Omega$

### Transformator

Tr: Siferrit-Schalenkern B 65561-A 0000-R 022

$n_1 = 170 \text{ Wdg}$  CuL  $0,1 \text{ mm } \phi$

$n_2 = 68 \text{ Wdg}$  CuL  $0,07 \text{ mm } \phi$

$n_3 = 3300 \text{ Wdg}$  CuL  $0,05 \text{ mm } \phi$

Gr: Selen-Stabgleichrichter E 550 C 5

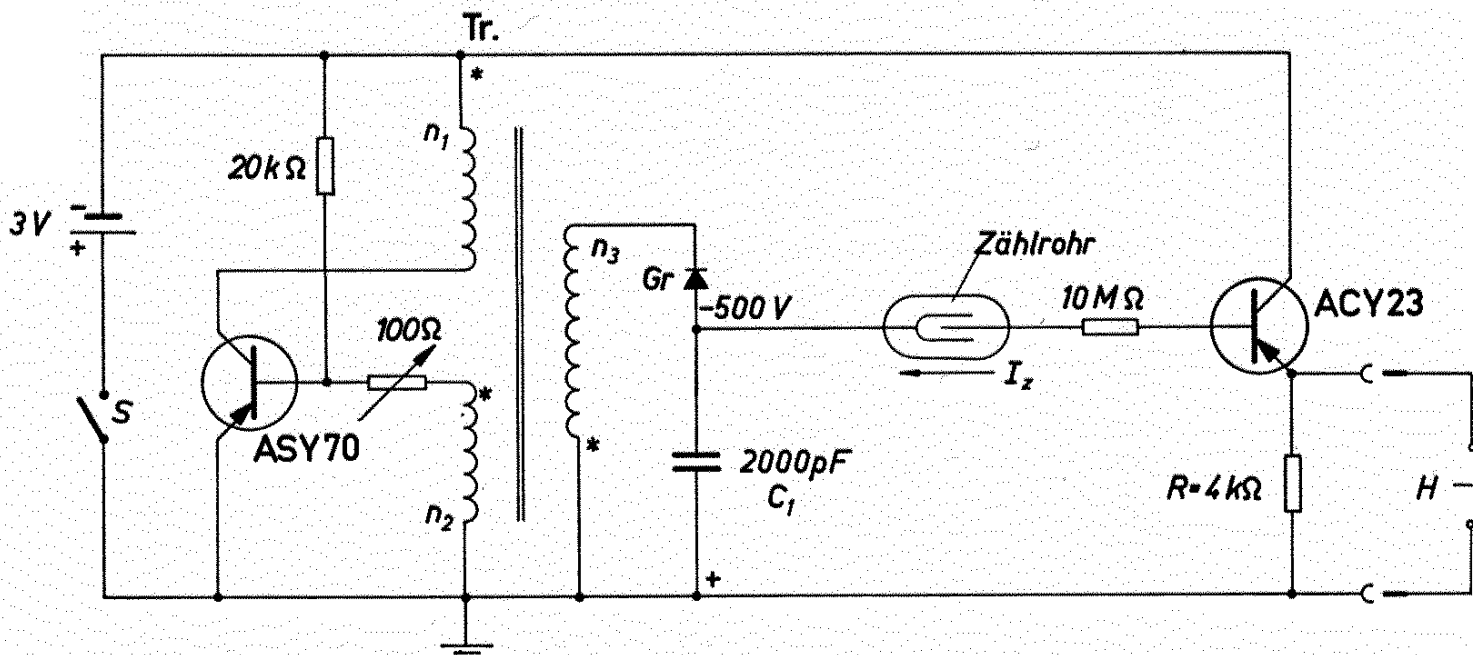


Bild 10.5

### 10.6 Ein kontaktloses Auswahlsystem mit Hallgeneratoren

Bei den mit fortschreitender Automatisierung zunehmenden Anforderungen an die Sicherheit der zur Steuerung verwendeten Einrichtungen ist es häufig notwendig, die Wahrscheinlichkeit für das Ausfallen oder die Fehlanzeige einer Meßeinrichtung und die damit verbundene Falschbetätigung einer Steuereinrichtung durch geeignete Anordnungen zu verringern. Dies geschieht in einfacher Weise durch das Anbringen mehrerer Meßeinrichtungen und eine geeignete Auswahl der Meßergebnisse. Diese Methode ist erst sinnvoll, wenn mindestens drei Meßstellen verwendet werden, weil erst dann, beim Ausfallen einer Meßstelle aufgrund der gleichen Ergebnisse der beiden anderen Meßstellen, die richtige Auswahl getroffen werden kann. Für das einfachste der Auswahlssysteme, das Zwei-von-drei-System, bieten sich die Multiplikatoreigenschaften des Hallgenerators an. Der Hallgenerator führt folgende Rechnung aus:

$$u_h = k \cdot i_1 \cdot B$$

Dabei ist  $u_h$  die Hallspannung,  $k$  eine Konstante,  $i_1$  der Steuerstrom und  $B$  die magnetische Induktion. Die magnetische Induktion ist proportional einem Feldstrom  $i_B$ . Es gilt also auch:

$$u_h = k \cdot i_1 \cdot i_B$$

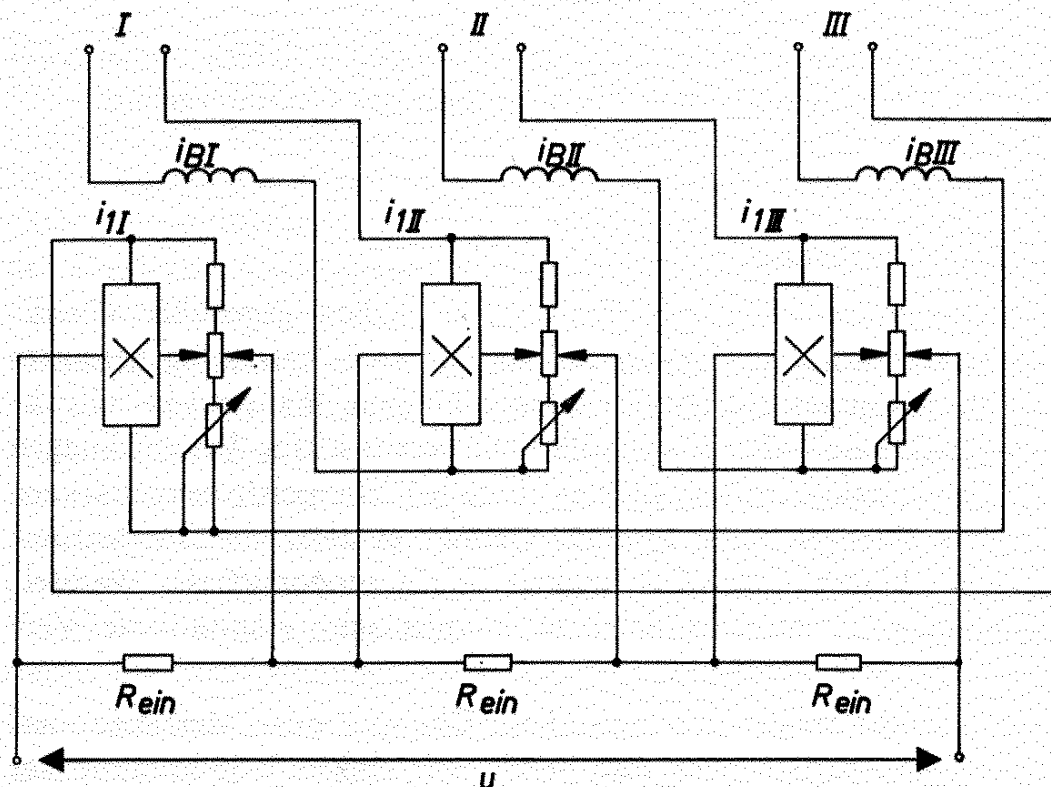


Bild 10.6

Schaltet man drei gleiche Hallgeneratoren in der im Bild 10.6 gezeigten Weise zusammen und dimensioniert die Feldwicklungen derart, daß die maximale magnetische Induktion bei  $i_B = i_{1\max}$  entsteht, so gilt:

$$\begin{aligned} u_{hI} &= k \cdot i_{1I} \cdot i_{BI} = k \cdot i_{1I} \cdot i_{1II} \\ u_{hII} &= k \cdot i_{1II} \cdot i_{BII} = k \cdot i_{1II} \cdot i_{1III} \\ u_{hIII} &= k \cdot i_{1III} \cdot i_{BIII} = k \cdot i_{1III} \cdot i_{1I} \\ u &= u_{hI} + u_{hII} + u_{hIII} \end{aligned}$$

Geben nun die Meßstellen I, II und III Signale ab, die den Zustand Eins oder den Zustand Null bedeuten, so läßt sich für die Spannung  $u$  in Abhängigkeit von den Zuständen der Meßstellen folgende Tabelle angeben:

Meßstelle:	I	II	III	$u$
I	I	I	I	I
I	I	I	0	I
I	I	0	I	I
0	I	I	I	I
0	0	I	I	0
0	I	0	0	0
I	0	0	0	0
0	0	0	0	0

Bei einer geeigneten Auswertung der Spannung  $u$  liefern immer zwei Meßstellen mit dem gleichen Ergebnis auch das Gesamtergebnis.

### 10.7 Transistorchopper

Wechselstromverstärker mit Transistoren haben gegenüber Gleichstromverstärkern den Vorteil, daß sie mit verhältnismäßig geringem Aufwand temperaturstabilisiert werden können. Während bei Gleichstromverstärkern hoher Empfindlichkeit bereits kleine Verschiebungen des Arbeitspunktes stören, bleiben diese bei Wechselstromverstärkern in weiten Grenzen ohne Einfluß. Gelingt es also, ein Gleichstromsignal mit hinreichender Genauigkeit in ein proportionales Wechselspannungssignal umzuwandeln, so können sehr empfindliche Verstärker realisiert werden.

Diese Aufgabe erfüllt der sogenannte Chopper oder Meßumformer. Mechanische Ausführungen sind bereits seit einiger Zeit bekannt. Im Bild 10.7 ist die Schaltung eines Transistorchoppers zu sehen. Dieser



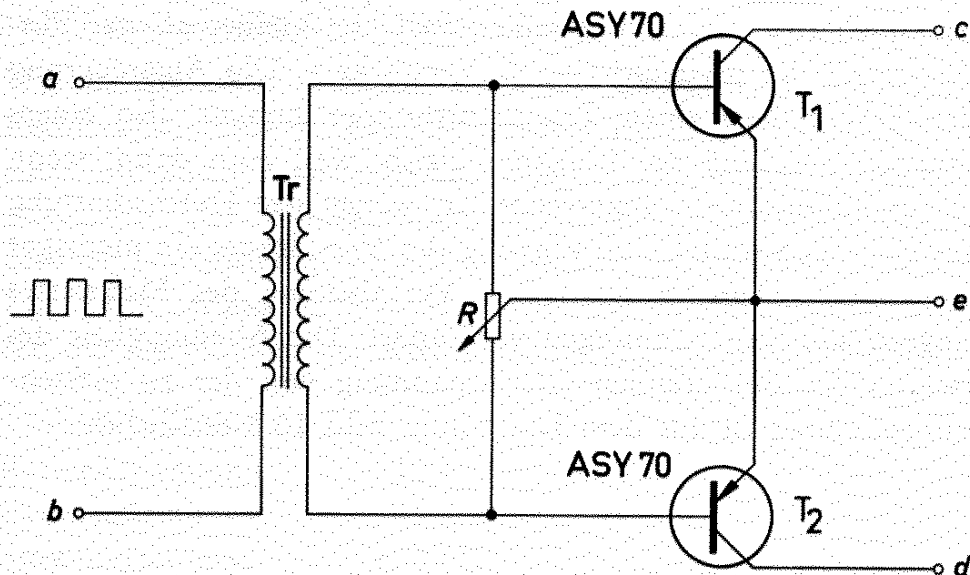


Bild 10.7

hat gegenüber dem mechanischen mehrere Vorteile, wie Abnutzungsfreiheit und höhere zulässige Schwingfrequenz. Bei einer höheren Schwingfrequenz können auch kurze Gleichstromimpulse noch übertragen werden. Die erzielbare Meßgenauigkeit ist bei 1 mV Gleichspannung etwa  $\pm 5\%$  bei einer Temperaturänderung von  $\pm 20^\circ\text{C}$ . Bei noch kleineren Eingangsspannungen wird der Fehler bei Temperaturschwankungen etwas größer.

Die zu zerhackende Gleichspannung wird an die Klemmen *c* und *d* angeschlossen. Die beiden Transistoren werden an der Basis mit einem Rechteckgenerator angesteuert. An den Klemmen *e* und *d* erhält man dann eine pulsierende Gleichspannung, deren Scheitelwert gleich ist der angelegten Gleichspannung. Zur Symmetrierung der Ansteuerung dient der Widerstand *R*.

Nimmt man an, daß der Transistor  $T_1$  gerade durchgeschaltet worden ist, so kann sich folgender Stromfluß im Gleichspannungskreis ausbilden: Über den Transistor  $T_1$  fließt der von der Meßspannung gelieferte Strom direkt zur Klemme *e* und steuert den parallel zu diesen Anschlüssen zu schaltenden Verstärker aus. Schaltet nun der Steuer-generator die Transistoren um, so wird  $T_2$  leitend. Der Eingang des Verstärkers wird kurzgeschlossen. Der Transistor  $T_1$  ist gesperrt und trennt die Meßspannungsquelle vom Verstärker.

Der endliche Durchlaßwiderstand der Choppertransistoren verschlechtert nicht die Meßgenauigkeit, weil er bei gleichbleibender Ansteuerung (gleicher Basisstrom) annähernd konstant ist. Außerdem

ist dieser Durchlaßwiderstand in jedem Fall viel kleiner als der Eingangswiderstand des nachgeschalteten Verstärkers. Die Aussteuerung eines Verstärkers über einen Transistorhopper kommt also einem niederohmigen Abschluß des Eingangs gleich, weil auch dann, wenn die Steuerspannungsquelle abgetrennt ist, wegen der Durchschaltung des Transistors  $T_2$  parallel zum Eingang des Verstärkers ein niedriger Widerstand liegt. Dadurch wird eine Verfälschung des Meßwertes durch eingestreute Störspannungen verhindert. Die Abhängigkeit des Scheitelwertes der pulsierenden Gleichspannung von der zu messenden Gleichspannung ist aus dem Diagramm Bild 10.8 ersichtlich.

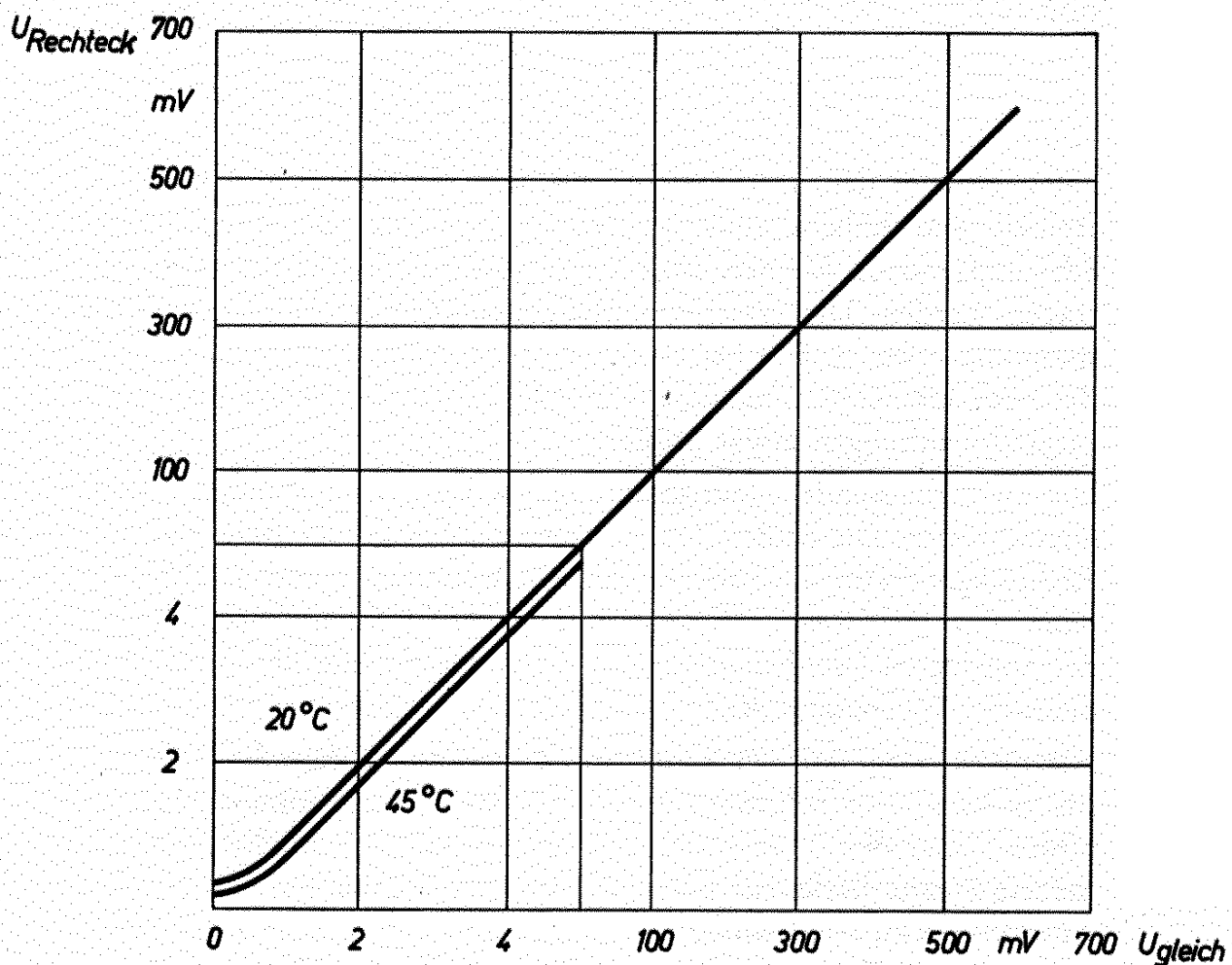


Bild 10.8

### 10.8 Transistorchopper mit Ansteuerung

Wie bereits oben erwähnt, muß der Transistorchopper mit einem Rechteckgenerator angesteuert werden. Im Bild 10.9 ist die Schaltung eines mit einem Transistor-Rechteckgenerator angesteuerten Choppers angegeben. Der Rechteckgenerator ist als astabiler Multivibrator ausgeführt. Die Schwingfrequenz des Multivibrators beträgt etwa 800 Hz. Zur Verbesserung des Signals wurde eine Verstärkerstufe nachgeschaltet, die die Flanken der Rechteckspannung günstiger gestaltet.

#### *Technische Daten*

Batteriespannung 12 V

Batteriestrom 45 mA

Schwingfrequenz 800 Hz

Ausgangswiderstand  $< 10 \Omega$

Meßunsicherheit (ohne Nacheichung) etwa  $\pm 5\%$  bei einer Meßspannung von 1 mV und einer Temperaturschwankung von  $\pm 20^\circ\text{C}$ .

#### Transformator

M 30/7, Dyn.-Bl. IV/0,35; wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 1500$  Wdg CuL 0,09 mm  $\phi$

$n_2 = 750$  Wdg CuL 0,12 mm  $\phi$

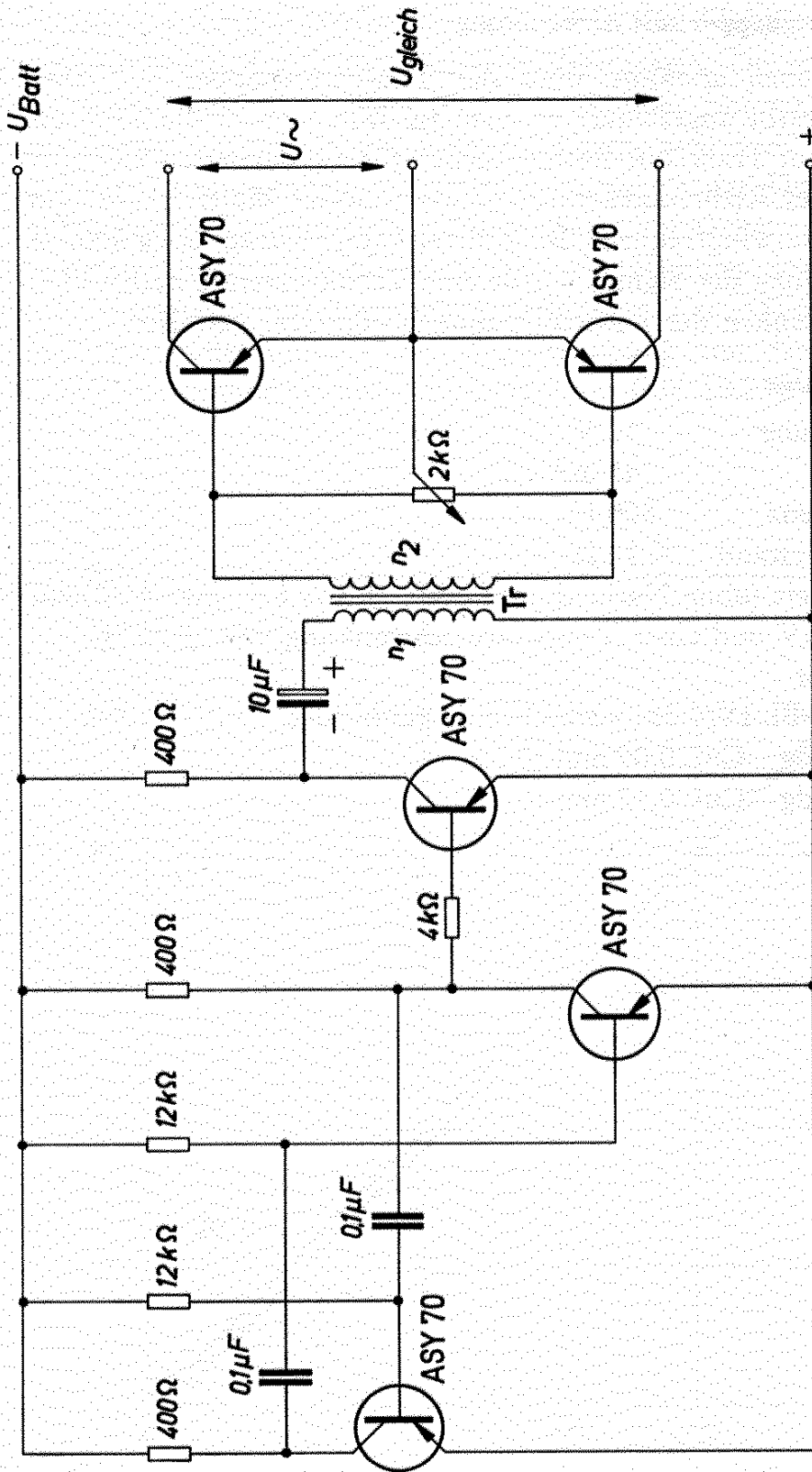


Bild 10.9

### 10.9 Gleichspannungsmeßverstärker

Das Bild 10.10 zeigt einen vollständigen Gleichstromverstärker, bei dem das oben beschriebene Prinzip angewendet wird. Die Schwingfrequenz des Rechteckgenerators wurde hier mit 5 kHz sehr hoch gewählt, um rasche Änderungen der Meßspannung sicher übertragen zu können. Der Meßbereich dieses Gleichstromverstärkers ist 500  $\mu\text{V}$  bis 15 mV. Mit dem Schalter *S* im Emitterkreis der ersten Stufe kann die Verstärkung in zwei Stufen umgeschaltet werden, z. B. Verstärkung 1 : 1000 und 1 : 300. Die absolute Meßgenauigkeit beträgt bei einer Verstärkung von 1 : 500 etwa  $\pm 2\%$ , bezogen auf eine Ausgangsspannung von etwa 5 V. Der Temperaturfehler beträgt 0,5 bis 1  $\%$  je Grad Celsius. Die Versorgungsspannung soll während einer Messung möglichst konstant bleiben.

Untersuchungen haben ergeben, daß Transistorchopper, in denen die Transistoren invers betrieben werden, ein geringeres Störsignal liefern. Weil mit einer Erhöhung der Schwingfrequenz auch die Störspannung des Choppers steigt, ist in dieser Schaltung der oben erwähnte Effekt ausgenützt. Der Verstärker ist thermisch gut stabilisiert. Jede Stufe ist gegengekoppelt. Die letzte Stufe des Verstärkers ist in Kollektorschaltung ausgeführt, um einen niedrigen Ausgangswiderstand zu erreichen. Dem Brückengleichrichter auf der Sekundärseite des Ausgangsübertragers ist eine Siebkette nachgeschaltet, die die Chopperfrequenz aussiebt. Niedrige Frequenzen werden jedoch nicht gedämpft. Das nachgeschaltete Meßgerät registrierte daher auch zeitlich rasch veränderliche Meßspannungen mit einer Maximalfrequenz von 400 Hz (3 dB Abfall gegenüber 0 Hz).

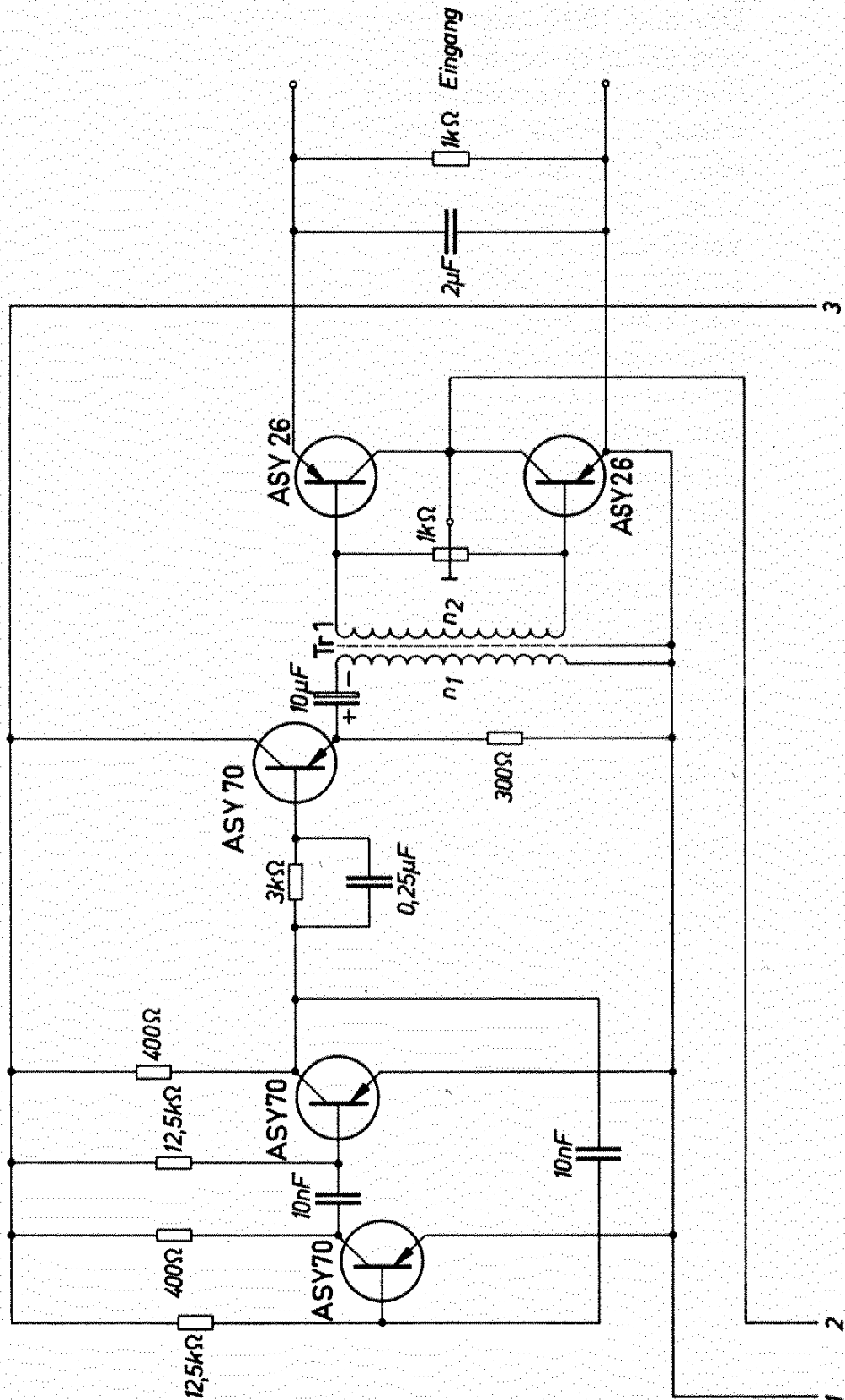


Bild 10.10

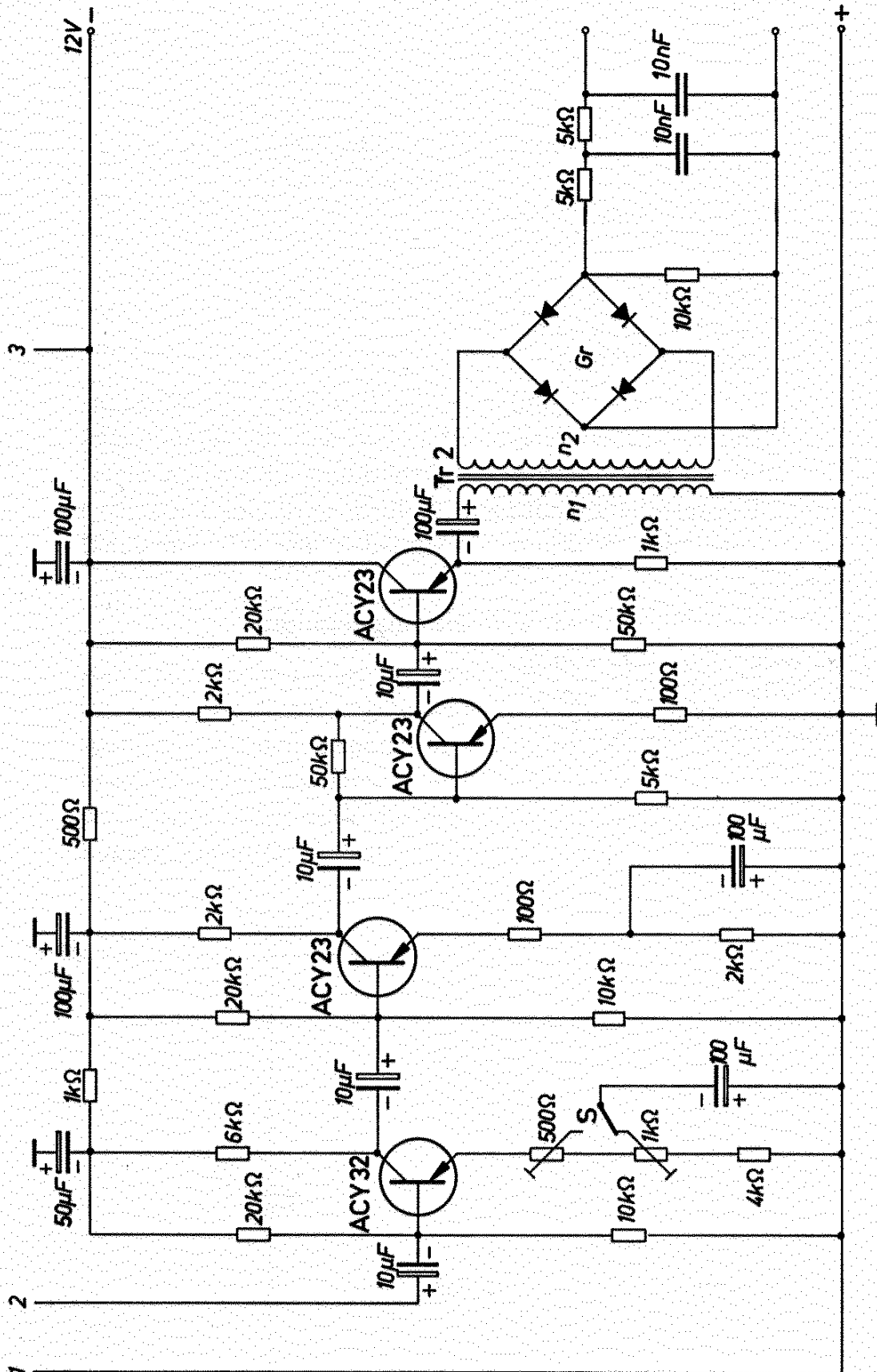


Bild 10.10

**Technische Daten**

Batteriespannung	12 V
Chopperfrequenz	5 kHz
Zulässige Frequenzen des Eingangssignals	0 bis 400 Hz
Eingangsspannung	500 $\mu$ V bis 15 mV
Spannungsverstärkung etwa	1 : 1000

**Transformatoren**

Tr. 1: M 30/7, Dyn.-Bl. IV/0,35; wechselsinnig geschichtet

$$n_1 = 1500 \text{ Wdg CuL } 0,05 \text{ mm } \phi$$

$$n_2 = 2 \times 375 \text{ Wdg CuL } 0,12 \text{ mm } \phi$$

Die Sekundärwicklung  $n_2$  soll bifilar gewickelt werden, die Wicklungen werden dann so aneinandergeschaltet, daß sich die Spannungen addieren. Zwischen Primär- und Sekundärwicklung ist eine an Masse gelegte dünne Kupferfolie anzuordnen; dadurch wird eine kapazitive Kopplung zwischen den Wicklungen vermieden und das Störsignal verkleinert.

Tr. 2: M 30/7, Dyn.-Bl. IV/0,35; wechselsinnig geschichtet

$$n_1 = 1000 \text{ Wdg CuL } 0,13 \text{ mm } \phi$$

$$n_2 = 2000 \text{ Wdg CuL } 0,1 \text{ mm } \phi$$

Gr: 4 Germaniumdioden AA 116



## 11. Geregelte Netzgeräte

### 11.1 Berechnungshinweise

Mit Leistungstransistoren können geregelte Netzgeräte mit sehr kleinem Innenwiderstand hergestellt werden. Die für die Regelung erforderliche Vergleichsspannung kann ebenfalls mit Halbleitern, und zwar mit Zenerdioden, gewonnen werden.

Im folgenden werden Berechnungshinweise für geregelte Netzgeräte mit Transistoren und Zenerdioden gegeben.

Die einfachste Regelschaltung enthält nur eine Zenerdiode SZ (Bild 11.1). Die Ausgangsspannung ist von dem Wert der Zenerspannung der verwendeten Diode bestimmt. Bei einer Vergrößerung des Lastwiderstandes, wenn also der Ausgangsstrom  $I_a$  kleiner wird, würde ohne Zenerdiode der Spannungsabfall am Widerstand  $R_1$  sinken und damit die Ausgangsspannung ansteigen. Die Zenerdiode nimmt nun so viel Strom  $I_z$  auf, daß der Spannungsabfall am Widerstand  $R_1$  wieder auf seinen ursprünglichen Wert ansteigt, ohne daß an ihr selbst die Spannung wesentlich steigt. Die Änderung der Zenerspannung mit dem Zenerstrom ist um so geringer, je steiler die Durchbruchkennlinie der Diode verläuft. Weil die Last parallel zur Zenerdiode liegt, wird auch die Ausgangsspannung bei Belastungsschwankungen konstant bleiben.

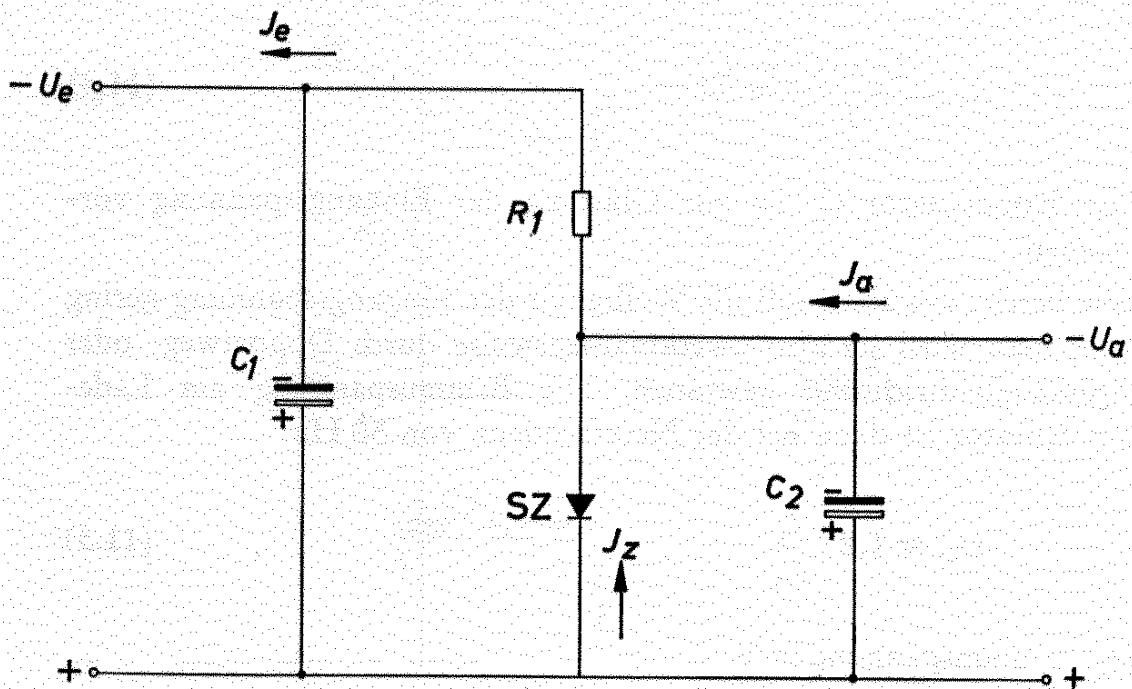


Bild 11.1

Der höchste Laststrom ist etwas kleiner zu wählen als der für die verwendete Zenerdiode maximal zulässige Zenerstrom.

$$I_{a \max} \leq 0,8 \cdot I_{Z \max} \quad (11.1)$$

Bei Zenerdioden einer bestimmten Bauform ist die zulässige Verlustleistung konstant. Der maximale Zenerstrom ist dann auch abhängig von der Zenerspannung.

$$I_{Z \max} = \frac{Q_{Z \max}}{U_Z} \quad (11.2)$$

Dabei ist  $Q_{Z \max}$  die bei einer bestimmten Umgebungstemperatur maximal zulässige Verlustleistung.

Die Eingangsspannung  $U_e$  soll etwa doppelt so groß sein wie die Ausgangsspannung  $U_a$ . Nur dann gilt die Gleichung (11.1).

$$U_e \geq 2 \cdot U_a \quad (11.3)$$

Die Eingangsspannung soll eine geringe Welligkeit aufweisen. Bei einer großen Welligkeit muß die Zenerdiode auch noch als Siebmittel wirken, was das Verhältnis von Verlustleistung der Zenerdiode zur maximalen Ausgangsleistung ungünstig beeinflusst.

Für die Ermittlung der Größe des Widerstandes  $R_1$  gilt:

$$R_1 = \frac{U_e - U_a}{I_Z} \approx \frac{U_a}{I_Z} \quad (11.4)$$

Der Kondensator  $C_1$  ist zur Glättung der Eingangsspannung vorgesehen.

Wie bereits erwähnt, soll die Welligkeit der Eingangsspannung gering sein; man wird sie also zweckmäßigerweise durch Doppelweg- oder Brückengleichrichtung gewinnen. Die Brummspannung am Ladekondensator ist dann bei der Netzfrequenz von 50 Hz:

$$U_{Br} \approx 1,8 \cdot \frac{I_e}{C_1} \quad (11.5)$$

$U_{Br}$  Brummspannung in V  
 $I_e$  Eingangsstrom in mA  
 $C_1$  Ladekondensator in  $\mu\text{F}$

Nimmt man an, daß der Spitzenwert der Brummspannung nicht größer sein soll als 5% der Ausgangsspannung  $U_a$ , so erhält man:

$$C_1 \approx \frac{\sqrt{2} \cdot 1,8}{0,05 \cdot U_a} \cdot I_e \approx 50 \frac{I_e}{U_a} \quad (11.6)$$

$U_a$  Ausgangsspannung in V

Der Kondensator  $C_2$  ist nur dann erforderlich, wenn kurzzeitige Spitzenbelastungen auftreten können, bei denen der Laststrom  $I_a$  größer wird als der maximal zulässige Zenerstrom  $I_{Z\max}$ . Die möglichen Spitzenbelastungen haben so verschiedenen Charakter, daß eine genaue Berechnung der Größe des Ladekondensators  $C_2$  nur für den jeweiligen Anwendungsfall erfolgen kann. Als Erfahrungswert kann angegeben werden:

$$C_2 \approx 0,1 I_{a\max} \quad (11.7)$$

$I_a$  Laststrom in mA

$C_2$  Ladekondensator in  $\mu\text{F}$

Ist ein Laststrom gefordert, der wesentlich höher ist als der maximal zulässige Zenerstrom für Zenerdioden, so muß in die Schaltung ein Transistor eingeführt werden. Mit der Schaltung nach Bild 11.2 können Netzgeräte für eine Ausgangsspannung von 6 bis 80 V und für

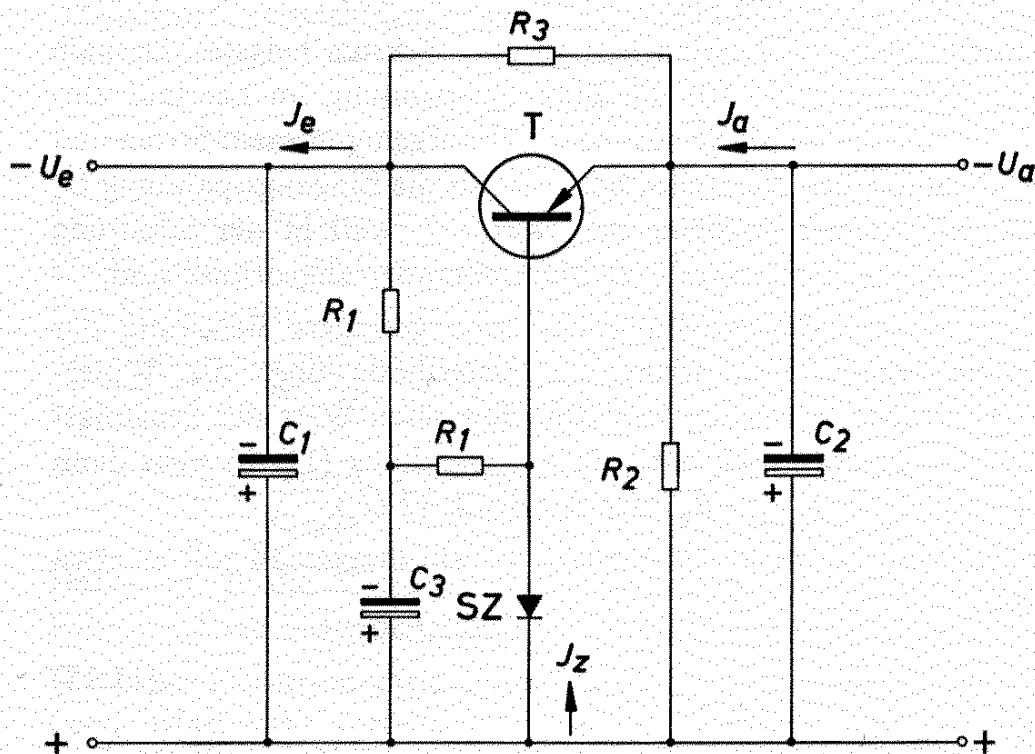


Bild 11.2

einen Laststrom bis 2 A hergestellt werden. Die hohen Vergleichsspannungen können durch Hintereinanderschalten mehrerer Zenerdioden gewonnen werden. Als maximaler Zenerstrom  $I_{Z \max}$  gilt der kleinste Wert, der bei einer der verwendeten Dioden vorkommt.

Der Innenwiderstand  $R_1$  dieser Schaltanordnung ist abhängig von der Durchlaßspannung der Emitter-Basis-Diode des Transistors.

$$R_1 \approx \frac{U_{BE}}{I_a} \approx \frac{0,2 \text{ bis } 0,3}{I_a} \quad (11.8)$$

$U_{BE}$  Durchlaßspannung in V

$I_a$  Laststrom in mA

Bei der Ermittlung der Eingangsspannung  $U_e$  müssen die Schwankungen der Netzspannung von  $-10\%$ , der Spitzenwert der Brummspannung von  $5\%$  und die an der Kollektor-Emitter-Strecke des durchgesteuerten Transistors verbleibende Restspannung berücksichtigt werden.

$$U_e = 1,15 \cdot U_a + 2 \quad (11.9)$$

In dem für die Restspannung angesetzten Wert von 2 V ist eine große Sicherheit enthalten. Die Größe der beiden Widerstände  $R_1$  wird wie folgt ermittelt:

$$R_1 = \frac{U_e + I_{e \max} \cdot R_e - U_Z}{2 \cdot I_{Z \max}} \quad (11.10)$$

Die Zenerdiode ist im Leerlaufbetrieb am stärksten belastet. Deshalb ist in der Gleichung (11.10) die Eingangsspannung im Leerlauf eingesetzt, die um das Produkt aus maximal aufgenommenem Strom und Innenwiderstand des Netzteiles höher ist als die Eingangsspannung  $U_e$  bei Last. Im Nenner erscheint der Faktor 2, weil in der Schaltung zwei gleich große Widerstände  $R_1$  hintereinander angeordnet sind.

Eine noch bessere Regelwirkung und eine geringere Belastung der Zenerdiode erhält man, wenn die Zenerdiode über die Widerstände  $R_1$  an eine Spannung von dem doppelten Wert der Eingangsspannung  $U_e$  angeschlossen wird. In der Gleichung (11.10) steht dann anstelle von  $(U_e + I_{c \max} \cdot R_e)$  der Ausdruck  $(2 U_e)$ .

Der Widerstand  $R_2$  wirkt als Vorlast. Erfahrungsgemäß soll er etwa die Größe

$$R_2 \approx 100 \cdot \frac{U_a}{I_{a \max}} \quad (11.11)$$

haben, sofern er nicht überhaupt weggelassen wird. Durch die Vorlast ist auch die Regelwirkung im Leerlauf gewährleistet.

Der Kondensator  $C_3$  wirkt als Siebkondensator. Für eine Frequenz von 50 Hz kann er wie folgt errechnet werden:

$$C_3 \approx \frac{32}{R_1} \quad (11.12)$$

$C_3$  Siebkondensator in  $\mu\text{F}$

$R_1$  Widerstand in  $\text{k}\Omega$

Der zu verwendende Transistor ist vor allem durch die an ihm maximal auftretende Verlustleistung bestimmt:

$$Q_T = [U_e + R_e (I_{a \max} - I_a) - U_a] \cdot I_a$$

Die Einführung von Gleichung (11.9) gibt:

$$Q_T = [0,15 U_e + 2 + R_e (I_{a \max} - I_a)] I_a \quad (11.13)$$

Das Maximum der Verlustleistung tritt bei dem Strom auf, bei dem

der Differentialquotient  $\frac{dQ}{dI_a} = 0$  wird.

$$0,15 U_a + 2 + R_e \cdot I_{a \max} - R_e \cdot 2 I_a = 0$$

Die Auswertung dieser Gleichung ergibt, daß das Maximum der Verlustleistung bei einem Laststrom auftritt, der halb so groß ist wie der maximale Laststrom  $I_{a \max}$ , wenn der Einfluß der Restspannung des Transistors vernachlässigt wird. Die maximale Verlustleistung am Transistor ist:

$$Q_{T \max} = \frac{1}{4 \cdot R_e} (0,15 U_a + 2 + R_e \cdot I_{a \max})^2 \quad (11.14)$$

Der für den verwendeten Transistor zulässige Kollektorstrom muß größer sein als der maximale Laststrom  $I_{a \max}$ .

Die Stromverstärkung des Transistors muß so groß sein, daß der für die Durchsteuerung des Stromes  $I_{a \max}$  erforderliche Basisstrom  $I_{B \max}$  kleiner ist als der für die Zenerdiode maximal zulässige Zenerstrom.

$$B \geq \frac{I_{a \max}}{I_{Z \max}} \approx 1,3 \frac{I_{a \max}}{I_{Z \max}} \quad (11.15)$$

Dabei ist  $B$  die Gleichstromverstärkung des Transistors und der Faktor 1,3 ein Sicherheitsfaktor, den die Praxis ergeben hat.

Wenn der Laststrom unter einen Wert  $I_{a \min}$  nicht sinkt, wenn z. B. der Leerlauffall nicht auftritt, so kann der Transistor mit einem Widerstand überbrückt werden ( $R_3$  in Bild 11.2). Dadurch wird der Transistor geringer belastet.

Wenn der Ausgangsstrom auf seinen Mindestwert abgesunken ist, so soll der Transistor gesperrt sein und der Strom nur mehr über den Widerstand  $R_3$  fließen.

$$R_3 = \frac{U_e + (I_{a \max} - I_{a \min}) \cdot R_e - U_a}{0,9 \cdot I_{a \min}} \quad (11.16)$$

Die maximale Verlustleistung am Transistor wird bei der Verwendung des Widerstandes  $R_3$ :

$$Q_{T \max} = \frac{1}{4R_e} [0,15 U_a + 2 + R_e (I_{a \max} - I_{a \min})]^2 \quad (11.17)$$

Das geregelte Netzgerät kann also etwa um den Wert des Stromes  $I_{a \min}$  stärker belastet werden als ein gleiches Gerät ohne Parallelwiderstand  $R_3$ . Je größer das Verhältnis  $\frac{I_{a \min}}{I_{a \max}}$  wird, um so größer kann die geregelte Ausgangsleistung werden. Bei Einführung des Widerstandes  $R_3$  bleibt der Wert der ausgeregelten Leistung gleich. Es steigt jedoch der Absolutwert der maximal abgegebenen Leistung. Sind sehr hohe Lastströme erforderlich und kann deshalb die Bedingung nach Gleichung (11.15) von einem Transistor nicht mehr erfüllt werden, müssen mehrere Transistoren in Kaskade geschaltet werden, bis

$$0,9^n \cdot B_{T1} \cdot B_{T2} \text{ bis } B_{Tn} \approx 1,3 \frac{I_{a \max}}{I_{Z \max}} \quad (11.15)$$

wird. Die Schaltung einer zweistufigen Kaskade zeigt das Bild 11.3. Die an den Transistoren der Kaskade auftretende Verlustleistung beträgt:

$$Q_{Tn} \approx 1,1 \cdot U_T \cdot I_{n-1} \quad (11.18)$$

Dabei ist  $U_T = 0,15 \cdot U_a + 2$  die Spannung am Transistor und  $I_{BT_{n-1}}$  der maximale Basisstrom des von ihm gesteuerten Transistors.

Der Widerstand  $R_B$  in der Schaltung nach Bild 11.3 hat die Aufgabe, den Sperrstrom des Transistors  $T_1$  abzuleiten, damit der Transistor  $T_2$  vollständig gesperrt werden kann. Als Erfahrungswert gilt:

$$R_B = \frac{10 \cdot U_{BET2}}{I_{BT2 \max}} \quad (11.19)$$

Es ist nicht zweckmäßig, mehr als 3 Transistoren in Kaskade zu schalten. Die Genauigkeit der Regelung nimmt mit der Anzahl der Stufen ab, weil der Innenwiderstand  $R_i$  steigt.

$$R_i = \frac{n \cdot U_{BE}}{I_a} \quad (11.8)$$

Die Schaltung nach Bild 11.4 zeigt eine Möglichkeit, wie man eine regelbare Ausgangsspannung stabilisiert erhalten kann. Die Zenerdiode ist in einem Spannungsteiler angeordnet. Die Höhe der Ausgangsspannung kann eingestellt werden mit dem Potentiometer  $R_6$ .

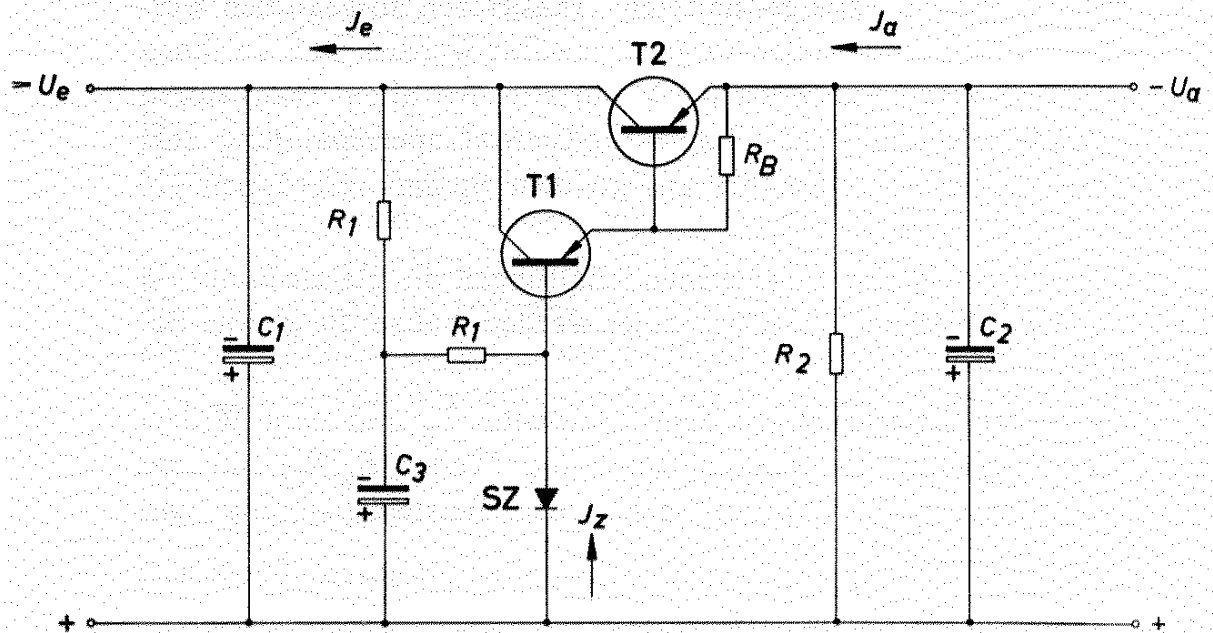


Bild 11.3

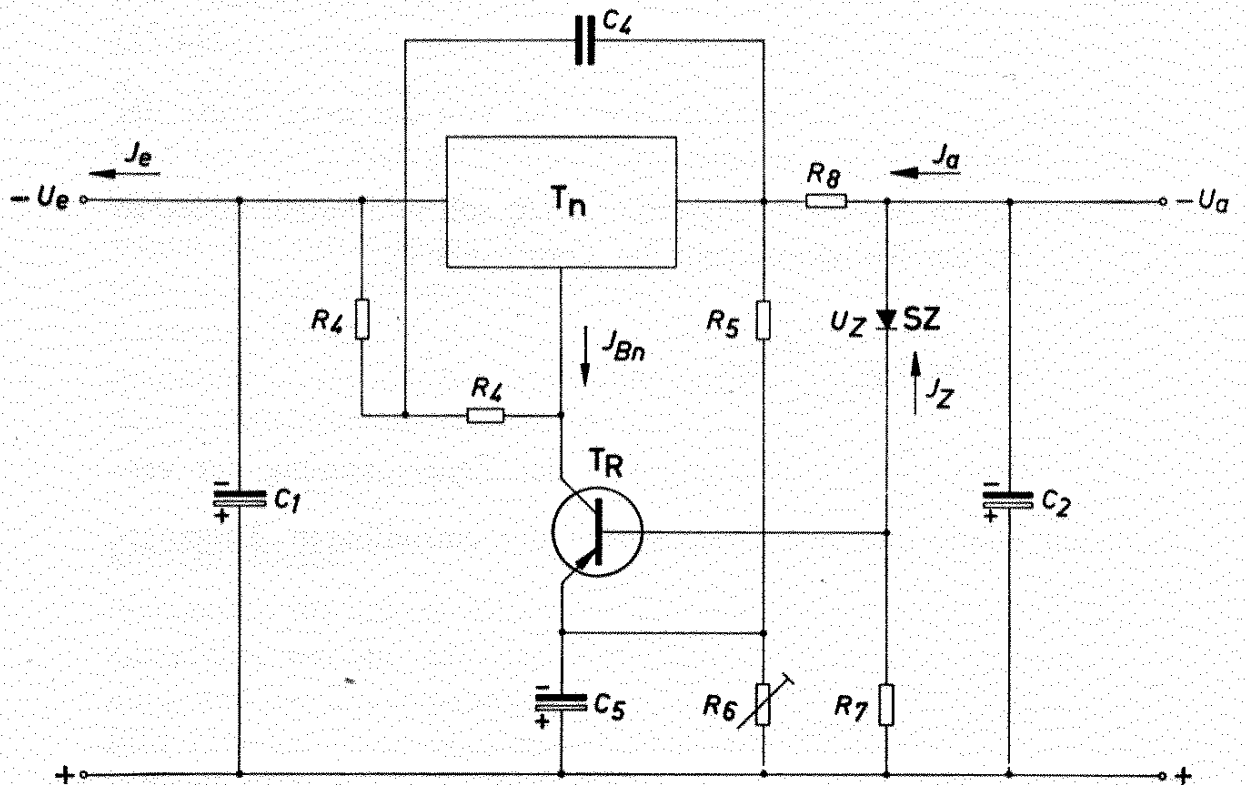


Bild 11.4

Die Transistorkaskade  $T_n$  kann wie in der Schaltung nach Bild 11.3 ausgeführt werden. Für hohe Ausgangsleistungen können am Ende der Kaskade mehrere Transistoren parallel geschaltet werden. Die Streuung der Transistoren muß durch kleine Widerstände in der Emitterleitung der parallelgeschalteten Transistoren ausgeglichen werden. Diese Widerstände sollen so groß gewählt werden, daß an ihnen ein Spannungsabfall von etwa 0,5 V auftritt. An allen Transistoren der Kaskade tritt die gleiche Kollektor-Emitter-Sperrspannung auf; sie werden deshalb zweckmäßig aus gleichen Spannungsgruppen gewählt.

Alle Bauteile, die in den angegebenen Schaltungen die gleiche Funktion haben und auf dieselbe Weise berechnet werden, haben die gleiche Bezeichnung.

Ein Verstärker, bestehend aus dem Transistor  $T_R$  und dem Widerstand  $R_4$ , vergleicht die Ausgangsspannung (Teiler  $R_5/R_6$ ) mit der durch die Zenerdiode konstant gehaltenen Betriebsspannung und steuert die Kaskade  $T_n$ .

$$R_4 = \frac{U_{R \max}}{2 \cdot I_{CR \max}} = \frac{U_{R \max}}{2 \cdot I_{Bn \max}} \quad (11.20)$$

Die Spannung  $U_{R \max}$  ist:

$$U_{R \max} = U_e - U_{a \min} \quad (11.21)$$

Der Strom  $I_{Bn \max}$  ist der Maximalwert des von der  $n$ -ten Stufe der Kaskade benötigten Basisstromes.

Der Strom durch den Spannungsteiler  $R_5/R_6$  soll mindestens 20mal so groß sein wie der Kollektorstrom des Transistors  $T_R$ .

$$R_5 + R_6 = \frac{U_{a \max}}{I_{CR \max} \cdot 20}$$

Das Verhältnis  $\frac{R_5}{R_6}$  ist abhängig von der Zenerspannung der verwendeten Diode und den Grenzwerten der einstellbaren Ausgangsspannung.

$$\frac{R_5}{U_{a \min}} = \frac{R_5 + R_6}{U_{a \max}}$$

Die kleinste Ausgangsspannung  $U_{a \min}$  hat im Extremfall dieselbe Größe wie die Zenerspannung  $U_Z$ .



$$R_5 = (R_5 + R_6) \frac{U_Z}{U_{a \max}} \quad (11.22)$$

Der Widerstand  $R_7$  begrenzt den Strom  $I_Z$

$$R_7 = \frac{U_{a \max} - U_Z}{I_{Z \max}} \quad (11.23)$$

Der Widerstand  $R_8$  wirkt als Stromgegenkopplung und verringert in einem kleinen Regelbereich den Innenwiderstand des Netzgerätes. Seine Größe wird am besten empirisch ermittelt, ein üblicher Wert ist 0,5 bis 1,0  $\Omega$ . Der Kondensator  $C_4$  bewirkt eine Gegenkopplung, die die Schwingneigung unterdrückt. Er verbessert die Siebung, vergrößert aber den dynamischen Innenwiderstand des Netzgerätes. Es muß also von Fall zu Fall überlegt werden, ob er eingeführt werden soll.

$$C_4 \approx \frac{16}{R_4} \quad (11.24)$$

Der Kondensator  $C_5$  ist ein Siebkondensator.

$$C_5 \approx \frac{32}{R_{6 \min}} \quad (11.12)$$

$C_4$  Gegenkopplungskondensator in  $\mu\text{F}$

$R_4$  Arbeitswiderstand in  $\text{k}\Omega$

$C_5$  Siebkondensator in  $\mu\text{F}$

$R_6$  Teilerwiderstand in  $\text{k}\Omega$

Muß bei einem Netzgerät die Ausgangsspannung in sehr weiten Grenzen geregelt werden, so kann besonders bei hohen Lastströmen die wegen der auftretenden hohen Verlustleistung notwendige Parallelschaltung von Leistungstransistoren zu einem unwirtschaftlich hohen Aufwand führen. Man wird dann zweckmäßigerweise die Eingangsspannung  $U_e$  mit der Ausgangsspannung  $U_a$  umschalten, so daß der an den Transistoren auftretende Spannungsabfall

$$U_T \approx U_e - U_a \quad (11.25)$$

konstant bleibt.

Netzgeräte für höhere Ausgangsspannungen (30 bis 100 V) müssen so ausgeführt werden, daß das Verhältnis zwischen der Ausgangsspannung und der Zenerspannung nicht zu groß wird. Die Schaltung nach Bild 11.5 hat einen ähnlichen Aufbau wie die im Bild 11.4, jedoch kann hier die durch die Zenerdiode erzeugte Referenzspannung etwa die gleiche Größe erhalten wie die Ausgangsspannung. Der Regel-

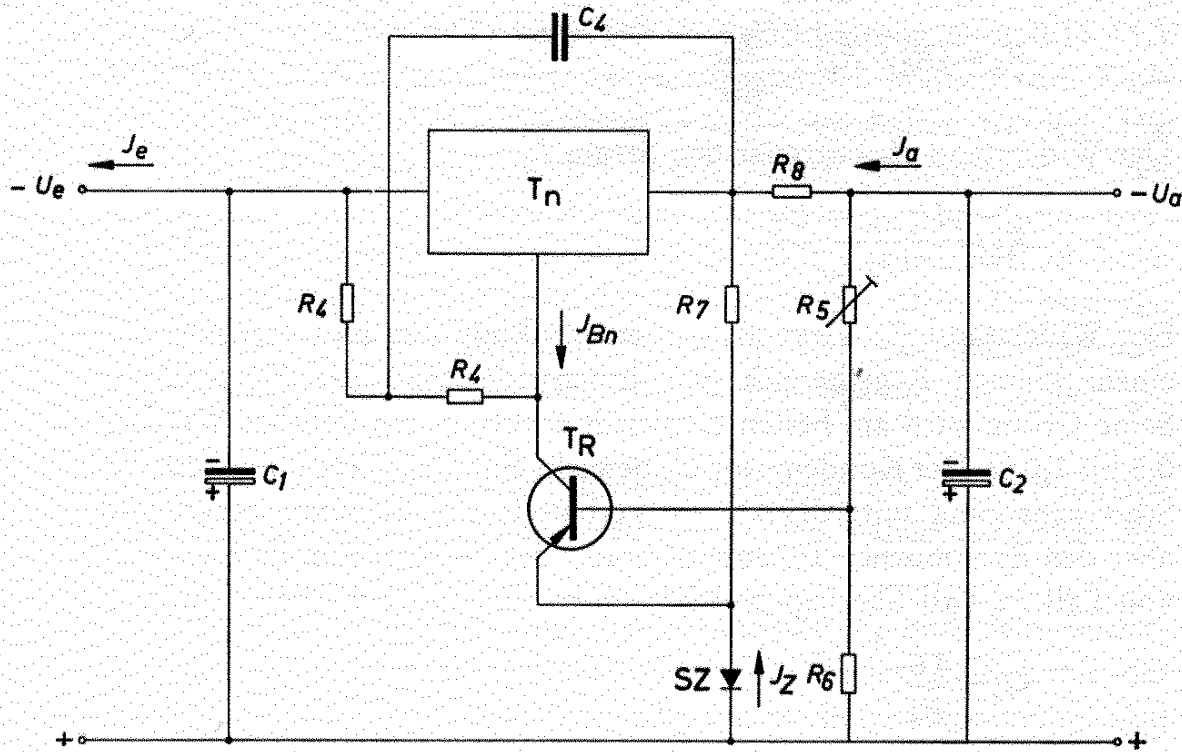


Bild 11.5

bereich wird dann natürlich geringer, aber die Regelgenauigkeit ist größer. Der kleinste einstellbare Wert der Ausgangsspannung  $U_{a \min}$  ist etwa gleich der Zenerspannung der verwendeten Diode.

Für Netzgeräte, bei denen die Ausgangsspannung in einem weiten Bereich stetig einstellbar sein soll, ist die Schaltung nach Bild 11.6 besonders geeignet. Je nach der Größe des maximalen Laststromes kann die Ausgangsspannung hier im Verhältnis 1 : 30 bis 1 : 200 stufenlos verändert werden.

Für die Wahl der Zenerdiode ist zu beachten:

$$U_Z \geq U_{a \max} \quad (11.26)$$

Eine gute Stabilität der durch die Zenerdiode erzeugten Vergleichsspannung ist dann gegeben, wenn die Eingangsspannung des Steuer-teils  $U_1$  gleich oder größer ist als der doppelte Wert der Zenerspannung und wenn der Zenerstrom nicht kleiner ist als der dritte Teil des Stromes durch den Widerstand  $R_9$ ,

$$R_9 = \frac{1}{3} \cdot \frac{U_Z}{I_{Z \max}} \quad (11.27)$$

$$R_{10} = \frac{U_1}{8 \cdot I_{Z \max}} \quad (11.28)$$

Die Transistorkaskade muß, damit der Spannungsteiler (Abgriff am Widerstand  $R_9$ ) nicht verstimmt wird, eine so hohe Verstärkung aufweisen, daß der Kollektorstrom des Transistors  $T_R$  nicht größer sein muß als etwa der 20. Teil des Stromes durch den Widerstand  $R_9$ ,

$$I_{CR \max} = \frac{3 \cdot I_{Z \max}}{20} \quad (11.29)$$

Die Kollektorwiderstände  $R_{11}$  und  $R_{12}$  begrenzen den Kollektorstrom des Transistors  $T_R$  auf den höchstzulässigen Wert und steuern die Kaskade  $T_n$ .

$$R_{11} + R_{12} \approx \frac{U_1}{I_{CR \max}} \quad (11.30)$$

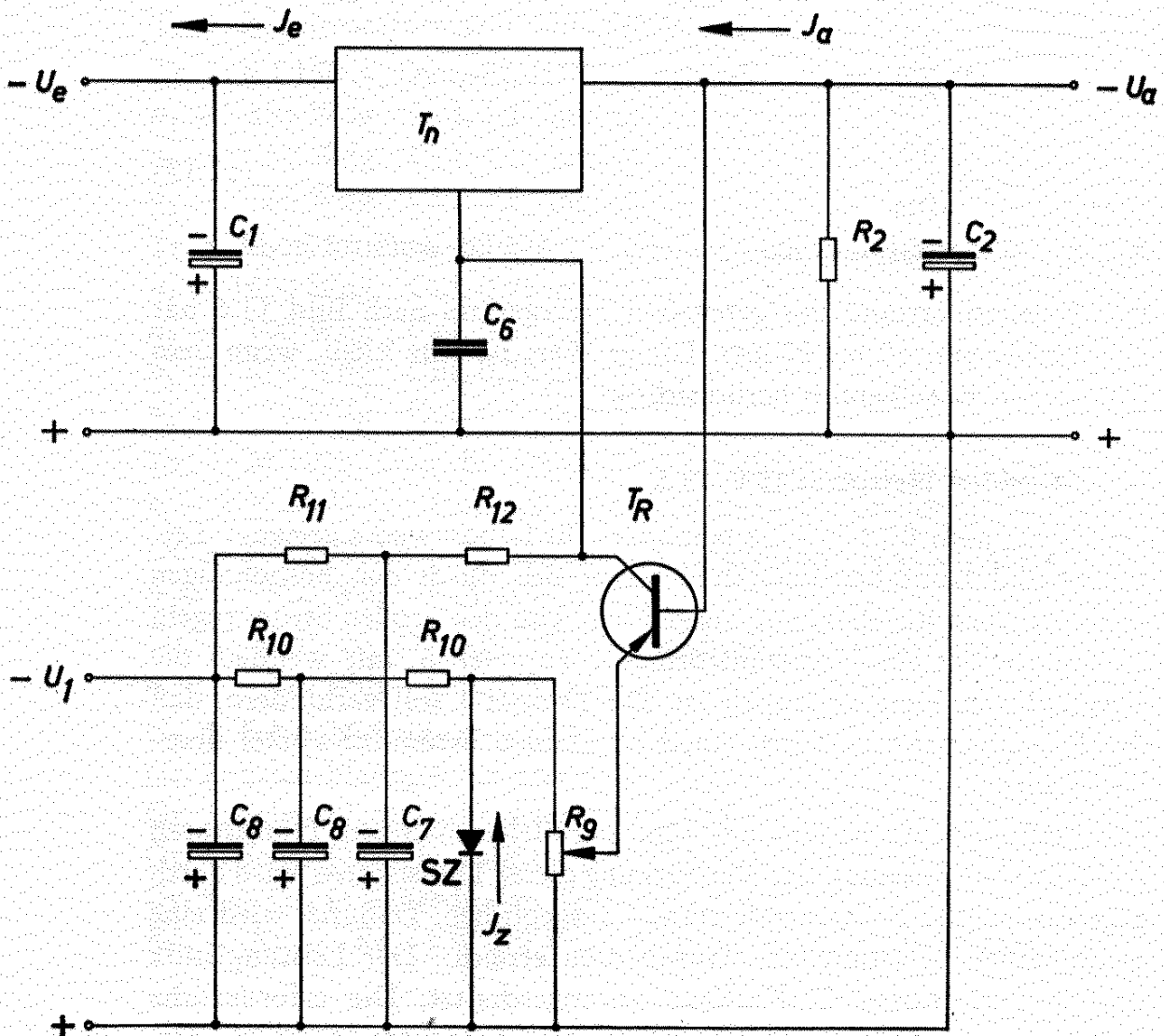


Bild 11.6

Als Erfahrungswert gilt:

$$R_{11} = \frac{1}{5} (R_{11} + R_{12}) \quad (11.31)$$

Der Belastungswiderstand  $R_2$  kann nur dann konstant gewählt werden, wenn die Ausgangsspannung nicht stärker als 1 : 5 verändert werden soll. Bei einem größeren Regelbereich muß er umgeschaltet werden, oder es muß ein Widerstand mit einem großen positiven Temperaturkoeffizienten verwendet werden (z. B. Eisen-Wasserstoff-Widerstand). Für die Ermittlung der Größe des Widerstandes  $R_2$  gilt die Gleichung (11.11).

Der Kondensator  $C_6$  verhindert das Auftreten von unerwünschten Schwingungen. Er soll etwa eine Kapazität von 50 nF haben.

Die Kondensatoren  $C_7$  und  $C_8$  sind Siebkondensatoren. Für die Ermittlung der erforderlichen Kapazität gilt die Gleichung (11.12)

$$C_7 \approx \frac{32}{R_{11}}$$

$$C_8 \approx \frac{32}{R_{10}} \quad (11.12)$$

$R_{10}, R_{11}$  Widerstände in  $k\Omega$        $C_7, C_8$  Siebkondensator in  $\mu F$

Der Innenwiderstand des geregelten Netzgerätes nach Bild 11.6 hat eine Größe von 10 bis 20 m $\Omega$ . Dieser Wert ist sehr klein, wenn man den großen Regelbereich berücksichtigt.

## 11.2 Geregeltes Netzgerät 15 V, 15 A

Das Gerät nach Bild 11.7 ist besonders für Laborzwecke geeignet. Leitungs- und Kontaktwiderstände lassen sich durch den hochohmigen symmetrischen Regeleingang ausgleichen. Um den großen Strom regeln zu können, ist ein Drehtransformator vorgesehen, mit welchem die Vergleichsspannung gekoppelt ist. Die Drossel 1 soll verhindern, daß der Selengleichrichter durch einen zu kleinen Stromflußwinkel überlastet wird.

Die Leistungsstufe besteht aus fünf parallelgeschalteten Transistoren AU Y 29. Die Streuung der Verstärkung dieser Transistoren wird durch gegenkoppelnde Emitterwiderstände ausgeglichen. Dadurch wird eine gleichmäßige Belastung der Transistoren erreicht. Der Leistungsstufe sind 3 Transistoren in Kaskade vorangeschaltet. Die erforderliche Spannungsverstärkung erfolgt mit einem Transistor AC Y 23. Die Vergleichsspannung wird diesem am Emitter zugeführt. Der relativ

große gemeinsame Emitterwiderstand hat eine gute Temperaturstabilisierung zur Folge. Die erforderliche Vorlast wurde mit Eisen-Wasserstoffwiderständen vorgenommen. Zu diesem Zweck ist eine zusätzliche Stromquelle erforderlich. Als Überlastungsschutz ist eine elektronische Sicherung (Bild 11.8) vorzusehen, da Schmelzsicherungen keinen ausreichenden Schutz der Transistoren gewährleisten.

#### *Technische Daten für die Schaltung nach Bild 11.7*

Ausgangsspannung, stufenlos einstellbar, 0 bis 15 V

Maximaler Ausgangsstrom 15 A

Brummspannung  $< 0,2$  mV

Innenwiderstand  $0,8$  m $\Omega$

Symmetrischer Ausgang

Symmetrischer Regeleingang, erforderlicher Regelstrom etwa  $10$   $\mu$ A

Transformatoren

Tr. 1: Regeltransformator 0 bis 220 V, 520 VA

Tr. 2: E I 150 A, Dyn.-Bl. III/0,5; wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 595$  Wdg CuL 1,1 mm  $\phi$

$n_2 = 50$  Wdg CuL 1,1 mm  $\phi$

$n_3 = 70$  Wdg CuL 2,6 mm  $\phi$

Tr. 3: M 65/27, Dyn.-Bl. III/0,5; wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 1600$  Wdg CuL 0,28 mm  $\phi$

$n_2 = 100$  Wdg CuL 0,5 mm  $\phi$

$n_3 = 270$  Wdg CuL 0,28 mm  $\phi$

$n_4 = 75$  Wdg CuL 0,5 mm  $\phi$

Dr. 1: M 102b, Dyn.-Bl. III/0,5, 1,0 L.; gleichsinnig geschichtet

$n = 2 \times 50$  Wdg CuL 2,2 mm  $\phi$ ; gemeinsam gewickelt

Dr. 2: M 55/20, Dyn.-Bl. III/0,5, 0,5 L.; gleichsinnig geschichtet

$n = 950$  Wdg CuL 0,5 mm  $\phi$

Dr. 3: M 55/20, Dyn.-Bl. III/0,4; wechselsinnig geschichtet

$n = 700$  Wdg CuL 0,5 mm  $\phi$

Gr. 1: Selengleichrichter B 25/20—12

Gr. 2: Selen-Flachgleichrichter B 30 C 600

Gr. 3: Selen-Flachgleichrichter B 30 C 250

Gr. 4: Selen-Flachgleichrichter B 30 C 600

Gr. 5 = Gr. 6: Zenerdioden BZY 83/C 8 V 2

$R\ddot{o}_1 = R\ddot{o}_2 = R\ddot{o}_3$ : EW 3/9 V 0,3 A (Eisen-Wasserstoff-Widerstand)

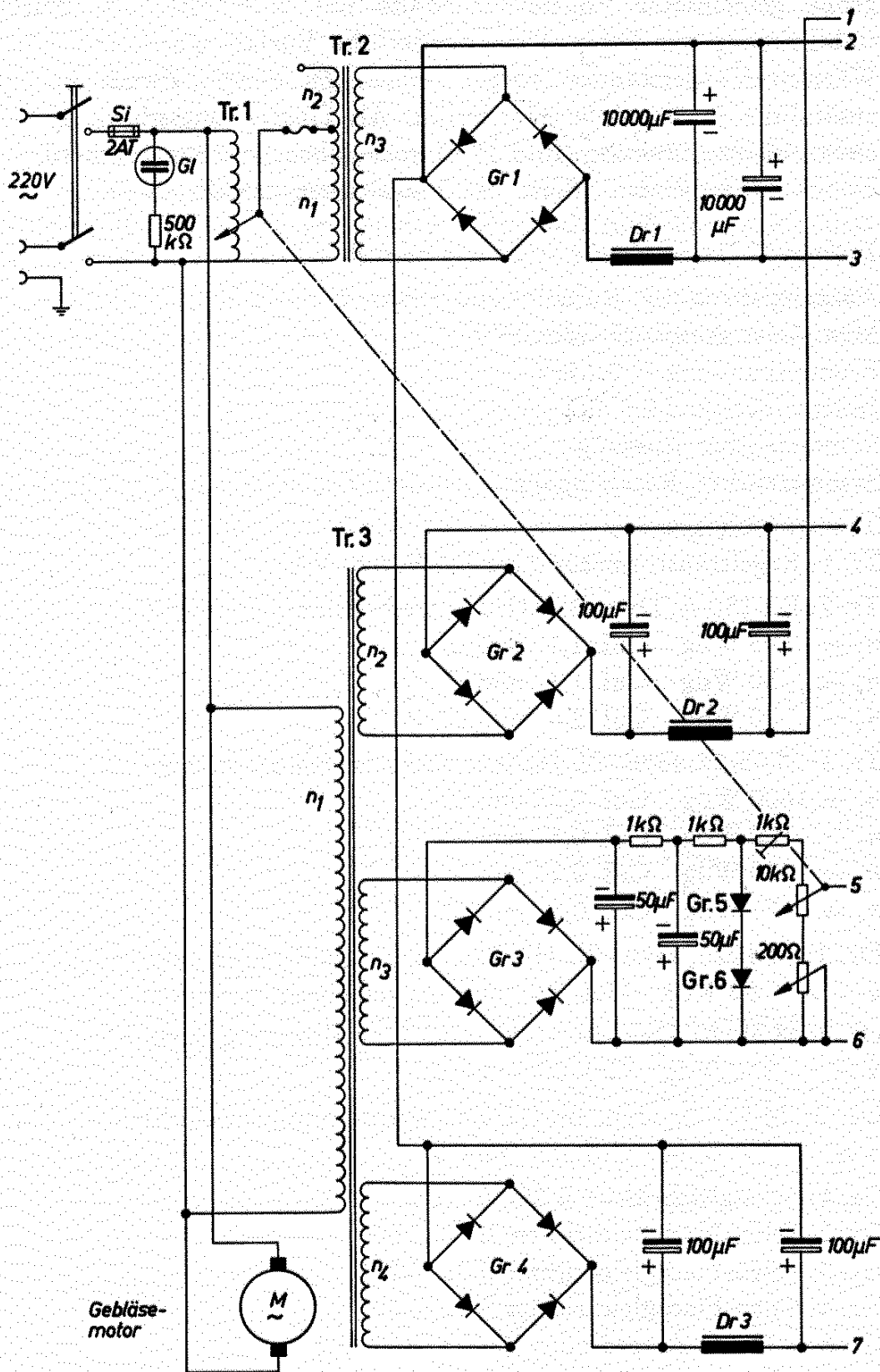


Bild 11.7

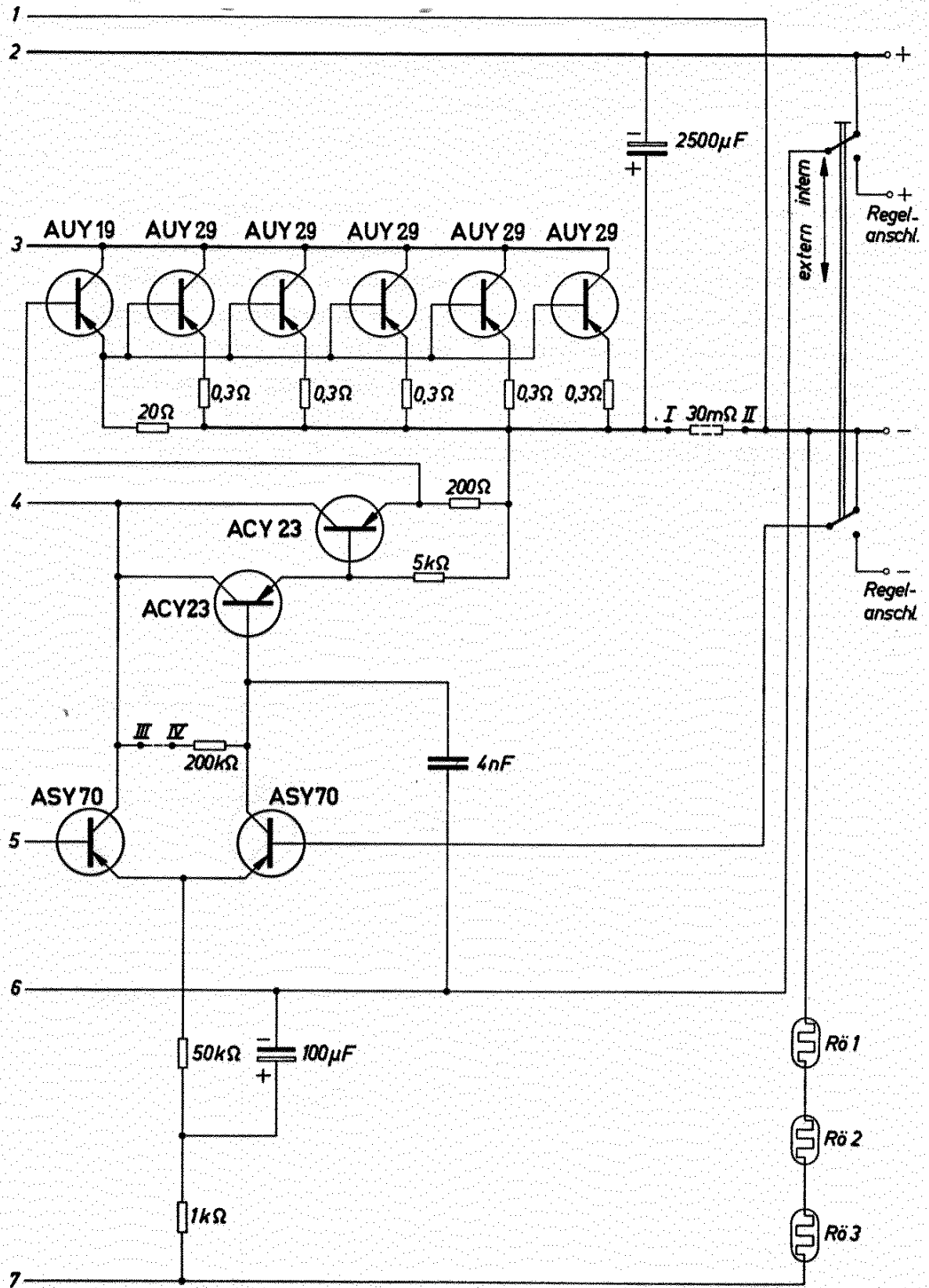


Bild 11.7

### 11.3 Elektronische Sicherung

Das Bild 11.8 zeigt eine elektronische Sicherung, wie sie in das Netzgerät nach Bild 11.7 eingesetzt werden kann. Schmelzsicherungen schützen den Transistor nur unzureichend gegen plötzliche Überlastung, weil sie zu träge sind.

Diese extrem flinke Sicherung arbeitet nach dem Prinzip eines bistabilen Multivibrators. Überschreitet die Eingangsspannung (Klemmen I und II) aufgrund eines Stromanstieges einen bestimmten Wert, so kippt der Multivibrator und bleibt so lange in der neuen Stellung, bis er durch die Rückholtaste wieder in seine alte Lage gebracht wird. Um zu kennzeichnen, wie diese elektronische Sicherung an das Netzgerät angeschlossen werden muß, sind die Anschlüsse mit römischen Ziffern versehen. Dieselben Ziffern erscheinen auch in der Schaltung nach Bild 11.7.

Th: Heißleiter (Thernewid) K 11,  $20\ \Omega$

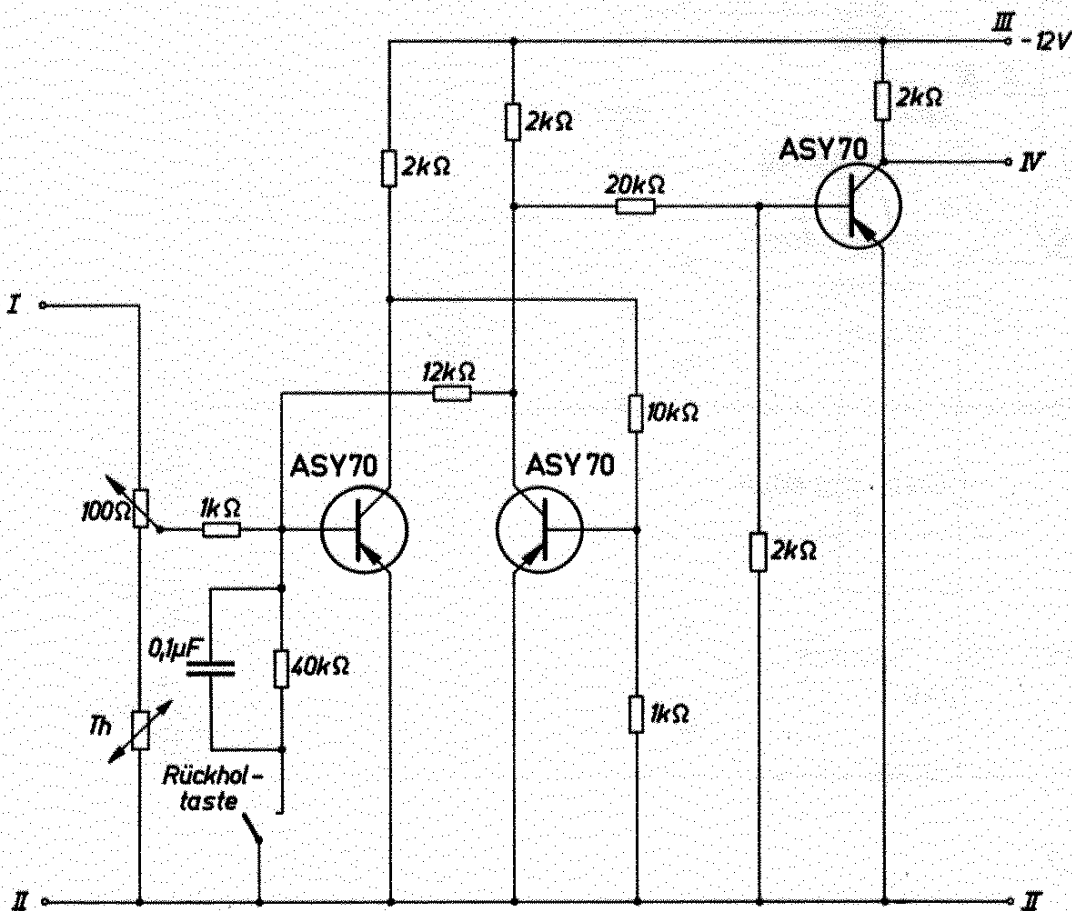


Bild 11.8



### 11.4 Geregeltes Netzgerät 20 V, 2 A

Im Bild 11.9 ist die Regelschaltung eines Netzgerätes für geringere Ansprüche angegeben. Die Ausgangsspannung ist regelbar zwischen 10 und 20 V, der größte zulässige Laststrom beträgt 2 A.

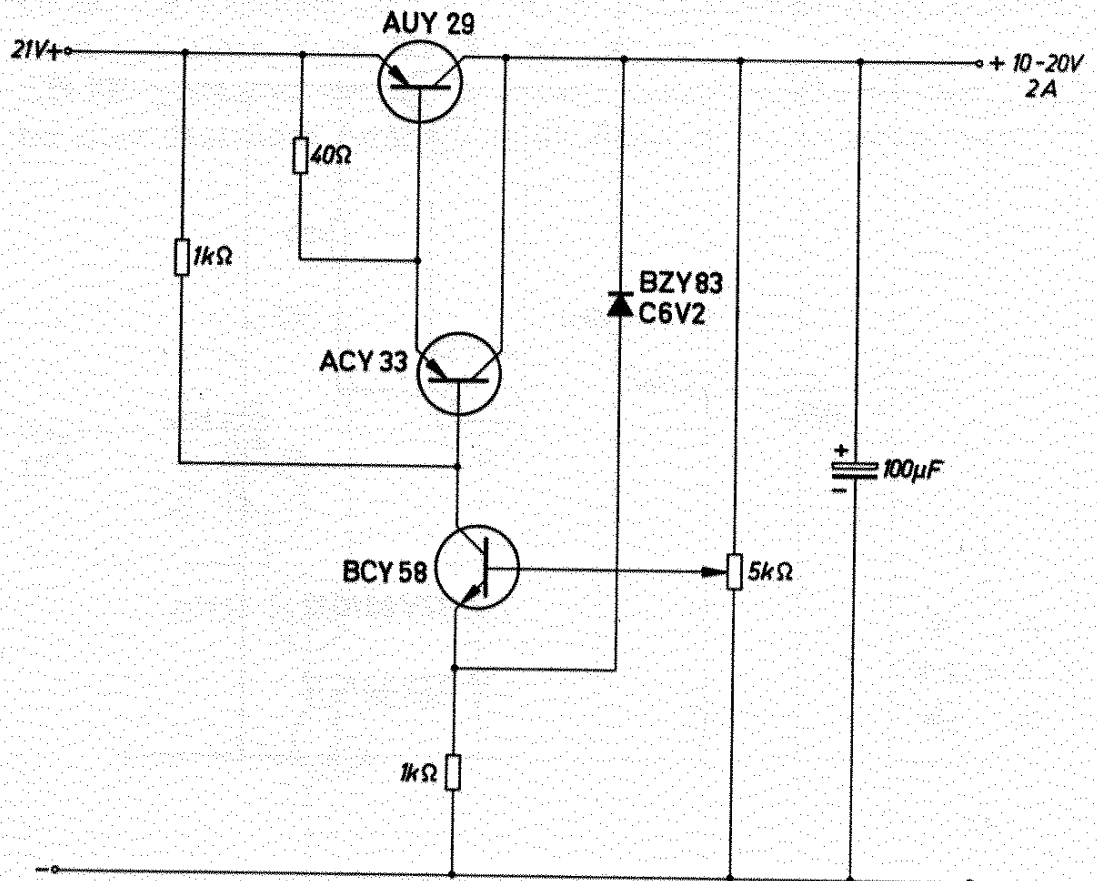


Bild 11.9

### 11.5 Netzgerät für eine feste Ausgangsspannung

Die Ausgangsspannung des Netzgerätes nach Bild 11.10 ist nicht regelbar. Sie ist konstant 24 V bis zu einer Belastung von 1 A.

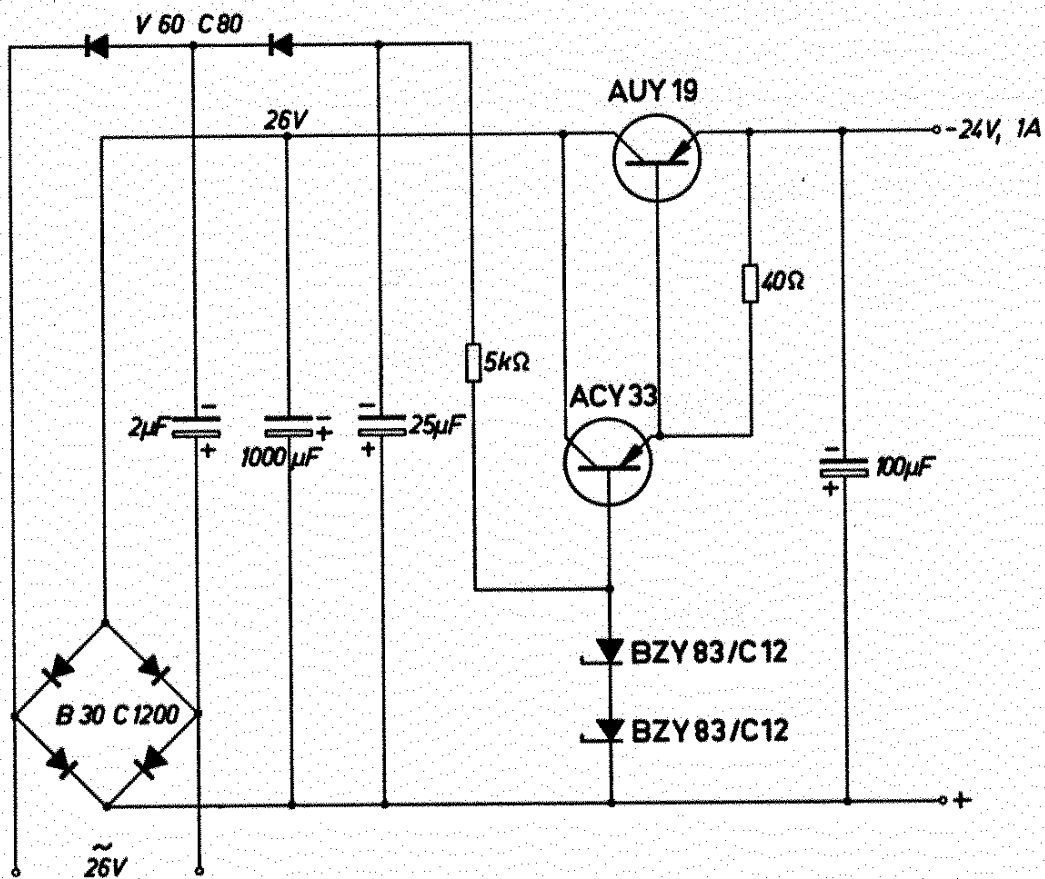


Bild 11.10

## 11.6 Stromkonstantgerät

Das Bild 11.11 zeigt eine Regelschaltung zur Stromkonstantschaltung. Eine Vergleichsspannung, die hier aus einer Neumannzelle gewonnen wird, wird mit dem konstant zu haltenden Spannungsabfall an einem Vorwiderstand im Ausgangskreis verglichen. Dabei muß jede Änderung dieses Meßwiderstandes direkt am Steuertransistor wirksam werden.

Damit die Regelung auch bei tiefen Temperaturen sicher anspricht, kann mit einer Taste ein Widerstand parallel zu dem Transistor AD 133 geschaltet werden, und zwar deshalb über eine Taste, weil bei einer dauernden Anschaltung die Regelung verschlechtert wird.

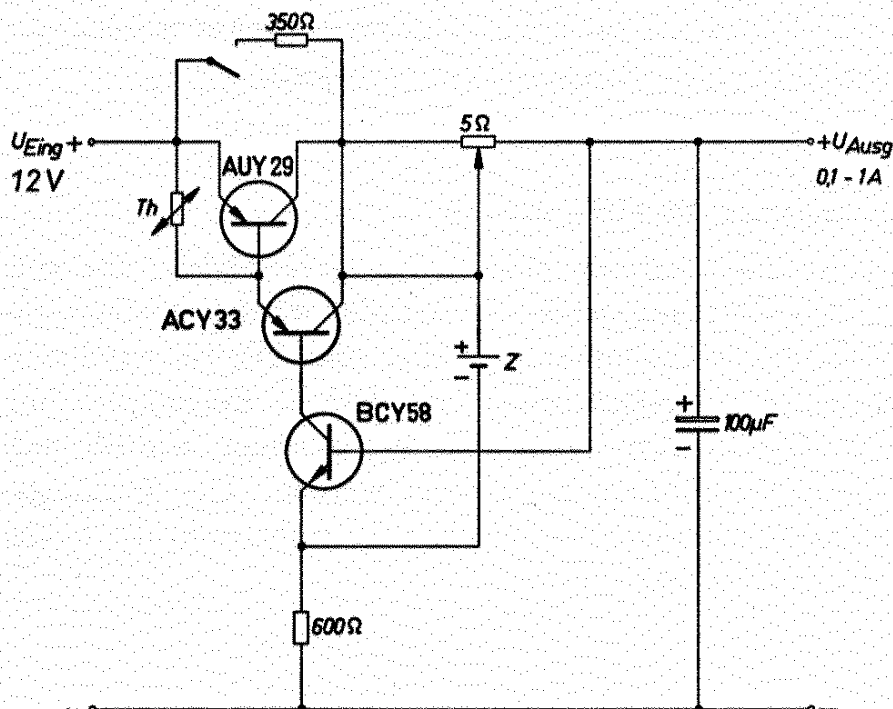


Bild 11.11

## 12. HF- und Rundfunkschaltungen

Neue Fertigungsverfahren haben die Herstellung von Transistoren möglich gemacht, die für die Verwendung bei hohen Frequenzen geeignet sind. Das Verfahren, nach dem die Siemens-Mesatransistoren hergestellt werden, liefert Transistoren, die neben guten Hochfrequenzeigenschaften auch noch eine verhältnismäßig hohe zulässige Verlustleistung aufweisen. Bei den Typen, bei denen der Kollektor der Mesasysteme mit dem Gehäuse elektrisch verbunden ist, kann eine Verlustleistung von 500 mW bei einer Gehäusetemperatur von 45 °C zugelassen werden. Mit diesen Transistoren können deshalb Oszillatoren und Verstärker für hohe Frequenzen gebaut werden, die eine verhältnismäßig große Ausgangsleistung liefern.

### 12.1 Leistungsverstärker 200 MHz, 200 mW

Im Bild 12.1 ist die Schaltung eines Leistungsverstärkers für eine Frequenz von 200 MHz angegeben. Verwendet werden 2 Mesatransistoren AFY 18, die in Gegentakt geschaltet sind. Die für das Erreichen der maximalen Ausgangsleistung erforderliche Eingangsleistung beträgt 20 mW. Die Induktivitäten sind so gezeichnet, wie sie auch in der praktischen Ausführung angeordnet werden. Der Wirkungsgrad des Gegentaktverstärkers beträgt 65%. In Anbetracht der hohen Frequenz ist dieser Wert sehr günstig.

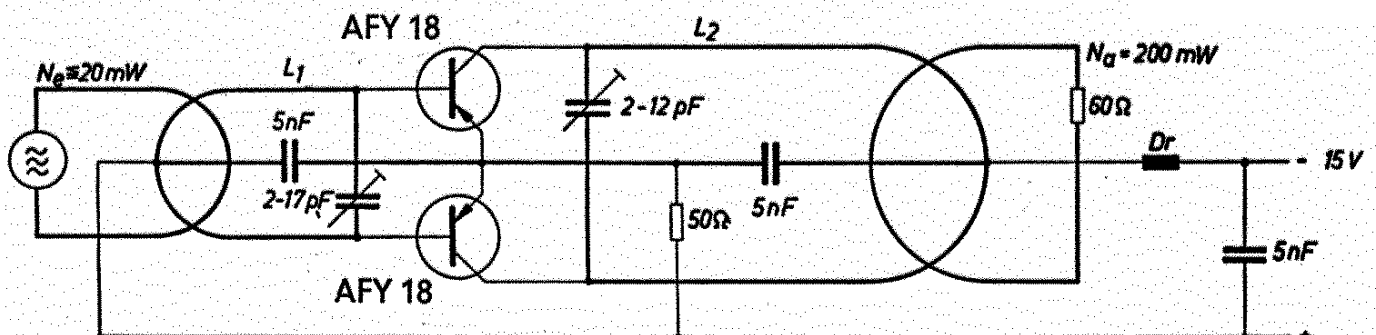


Bild 12.1

**Technische Daten**

Batteriespannung	15 V
Batteriestrom	23,5 mA
Kollektor-Emitter-Spannung	14 V
Transistorwirkungsgrad	65 %
maximale Ausgangsleistung	215 mW
Eingangsleistung für $N_{a \max}$	20 mW
Induktivitäten	
$L_1 = 1$ Wdg Cu versilbert 1,0 mm $\phi$ , Größe der Drahtschleife	35 mm $\times$ 20 mm
$L_2 = 1$ Wdg Cu versilbert 1,5 mm $\phi$ , Größe der Drahtschleife	40 mm $\times$ 30 mm

**12.2 Oszillator für 200 MHz, 75 mW**

Ein Eintaktoszillator mit einem Mesa-Transistor AFY 18 kann bei einer Schwingfrequenz von 200 MHz eine Ausgangsleistung von 75 mW abgeben. Die Schaltung eines solchen Oszillators, der als Senderstufe verwendet werden kann, zeigt das Bild 12.2. Die veränderbare Kapazität am Emitter des Transistors dient zur Einstellung der optimalen Schwingbedingung. Eine äußere Rückkopplung ist nicht erforderlich. Sie erfolgt über die innere Kapazität zwischen Kollektor und Emitter des Transistors. Der Ausgang des Oszillators ist an 60  $\Omega$  angepaßt.

**Technische Daten****Transistor-**

Arbeitspunkt:	Kollektor-Basis-Spannung	15 V
	Kollektorstrom	20 mA
	maximale Ausgangsleistung	75 mW
	Wirkungsgrad	25 %
	Schwingfrequenz	200 MHz

**Induktivitäten**

Übertrager Tr:	2 Wdg Cu versilbert 1 mm $\phi$ Abgriff bei 0,5 Wdg Durchmesser der Wicklung 10 mm Länge der Wicklung 7 mm
Drossel Dr:	8 Wdg Cu versilbert 1 mm $\phi$ Durchmesser der Wicklung 8 mm Länge der Wicklung 22 mm

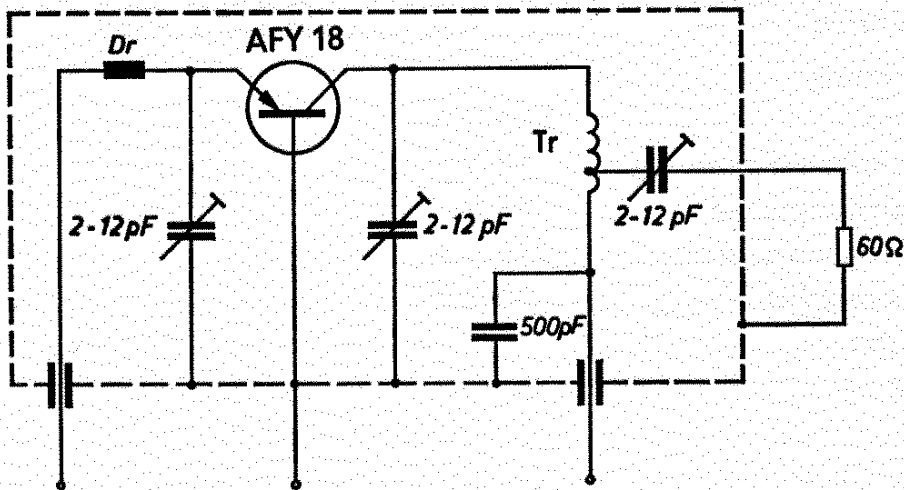


Bild 12.2

### 12.3 Oszillator für 500 MHz

Mit den Mesa-Transistoren AFY 18 können Oszillatoren für eine Schwingfrequenz von 500 MHz gebaut werden. Eine dazu geeignete Schaltung zeigt das Bild 12.3. Als Schwingkreis wird ein Stück eines 60- $\Omega$ -Koaxialkabels verwendet.

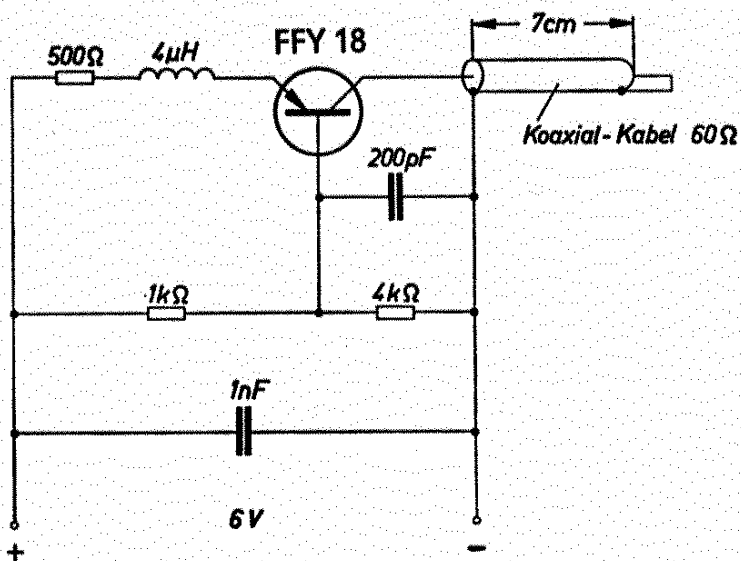


Bild 12.3

#### Technische Daten

Batteriespannung	6 V
Kollektorstrom	2 mA
Schwingfrequenz	500 MHz
Schwingkreis: Koaxialkabel	60 $\Omega$ , 7 cm lang

### 12.4 FM-Sender für 5,5 MHz

Zur Untersuchung der Demodulatoren von UKW- und Fernsehempfängern werden frequenzmodulierte Oszillatoren benötigt. Mit Hilfe von Sperrschichtkondensatoren und Transistoren können für die Fertigung und für den Reparaturdienst solche Geräte in kleiner, handlicher Form gebaut werden.

Die im Bild 12.4 angegebene Schaltung besteht aus einem Dreipunktoszillator mit dem Transistor AF 127, der die Trägerfrequenz von 5,5 MHz erzeugt. Die als Sperrschichtkondensator geschaltete Siliziumdiode BZY 83/D 18 liegt mit einer Serienkapazität von 500 pF, die in diesem Fall nicht zur Verbesserung des Verlustwinkels, sondern als Gleichspannungssperre dient, am Schwingkreis. Wird der am spannungsabhängigen Sperrschichtkondensator liegenden Gleichspannung die aus der Oszillatorstufe AC 151 gewonnene NF-Spannung von 800 Hz überlagert, so ändert sich die Kapazität des Kondensators und damit die Schwingfrequenz des HF-Oszillators im Rhythmus der NF-Spannung. Dabei muß der Sperrschichtkondensator so vorgespannt sein (eingestellt mit dem Potentiometer  $R_1$ ), daß der weitgehend lineare Anfangsteil der Umwandlungskennlinie wirksam wird. Die Umwandlungskennlinie gibt die Abhängigkeit der durch die

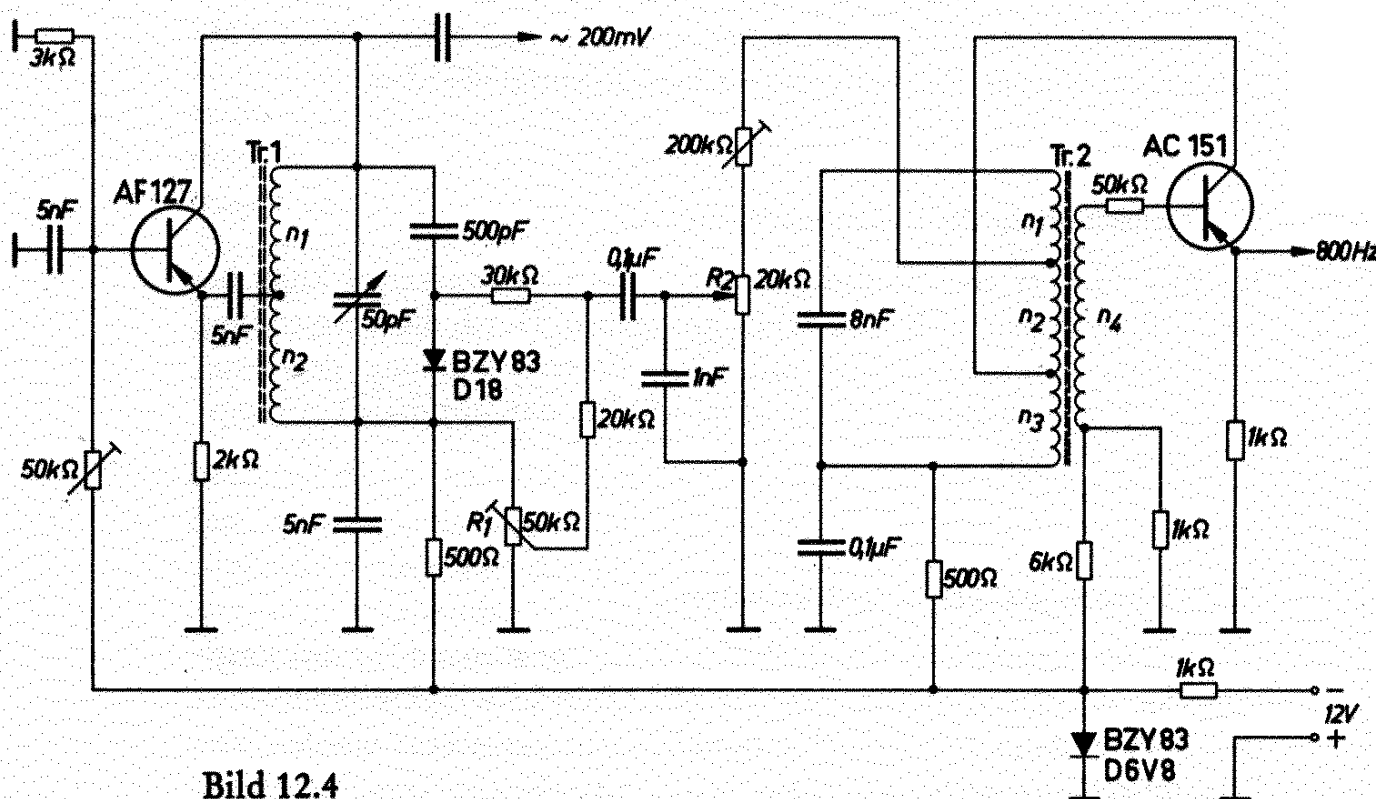


Bild 12.4

**Technische Daten**

Batteriespannung	12 V
Grundfrequenz	5,5 MHz
Modulationsfrequenz	800 Hz
Klirrfaktor bei einem Frequenzhub von $\pm 50$ kHz, 3 %	

**Transformatoren**

Tr. 1: Stiefelkörper	8,5 mm $\phi$
$n_1 = 48$ Wdg	CuL 0,6 mm $\phi$
$n_2 = 8$ Wdg	CuL 0,6 mm $\phi$
Tr. 2: Siferrit-Schalenkern B 65591-A 0000-R 026	
$n_1 = 500$ Wdg	CuL 0,15 mm $\phi$
$n_2 = 250$ Wdg	CuL 0,15 mm $\phi$
$n_3 = 150$ Wdg	CuL 0,15 mm $\phi$
$n_4 = 30$ Wdg	CuL 0,15 mm $\phi$

Kapazitätsänderung hervorgerufenen Frequenzverstimmung von der Spannung am Sperrschichtkondensator an. Der Frequenzhub kann mit dem Potentiometer  $R_2$  eingestellt werden. Bei einem Frequenzhub von  $\pm 50$  kHz erreicht man im vorliegenden Fall einen Klirrfaktor der demodulierten NF-Spannung von etwa 3%.

Bei Klirrfaktormessungen an Demodulatoren mit Hilfe dieses FM-Senders muß jener Eigenklirrfaktor berücksichtigt werden.

**12.5 Meßschaltung für Leistungsverstärkung**

Im Bild 12.5 ist eine Meßschaltung für die Leistungsverstärkung bei hohen Frequenzen, z. B. 200 MHz, angegeben. Durch die Verwendung einer Zenerdiode kann hier mit *einer* Batteriespannung gearbeitet werden. Der Kondensator C ist so zu wählen, daß optimale Leistungsanpassung erfolgt.

**12.6 Kleinstempfänger in Reflexschaltung**

Der Geradeausempfänger nach Bild 12.6 ist vorwiegend für den Empfang des jeweiligen Ortssenders gedacht. Der Schwingkreiskondensator  $C_1$  kann dann als kleiner Festkondensator ausgeführt werden. Die Feinabstimmung erfolgt mit einem im Siferrit-Rohrkern verschieb-



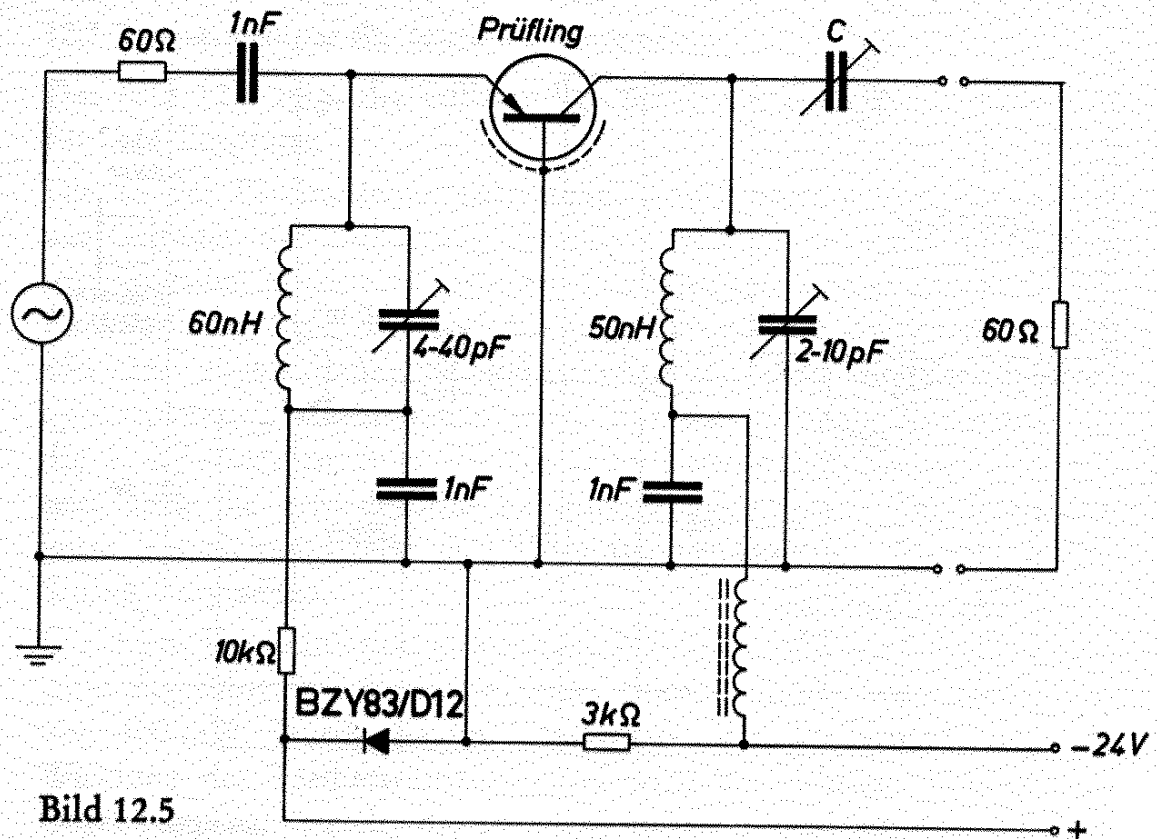


Bild 12.5

baren Stabkern (B 61110 M 11 A 4×15). Die ganze Anordnung einschließlich Ohrhörer, ist dann in einem Gehäuse 60 mm × 35 mm × 15 mm unterzubringen. Wichtig ist dabei nur, daß die drei Sammlerzellen möglichst weit entfernt vom Siferrit-Rohrkern angeordnet werden, da sie diesen bedämpfen. Man kann das Gerät leicht bei sich tragen und z. B. jederzeit die neuesten Nachrichten hören. Wird der Abstimmkondensator  $C_1$  variabel ausgeführt, ist es möglich, bei geringer Vergrößerung der Geräteabmessungen jeden Sender des Mittelwellenbereiches zu empfangen.

Die Hochfrequenzspannung gelangt über den Kopplungskondensator  $C_2$  an die Basis des Transistors AF 127 und wird verstärkt. Ein Bruchteil dieser verstärkten Spannung wird über den Kondensator  $C_3$  dem Schwingkreis zugeführt, um diesen zu entdämpfen. Der überwiegende andere Teil der HF-Spannung wird in dem in Verdopplerschaltung arbeitenden Demodulator 2×AA 116 gleichgerichtet. Die Niederfrequenzspannung wird wiederum dem Transistor AF 127 zugeführt und gleichfalls verstärkt. Wichtig ist daher, daß der Arbeitspunkt dieser Transistorstufe im linearen Teil der Kennlinie liegt. Der Rückkopplungsgrad läßt sich sowohl mit dem Kondensator  $C_3$  wie

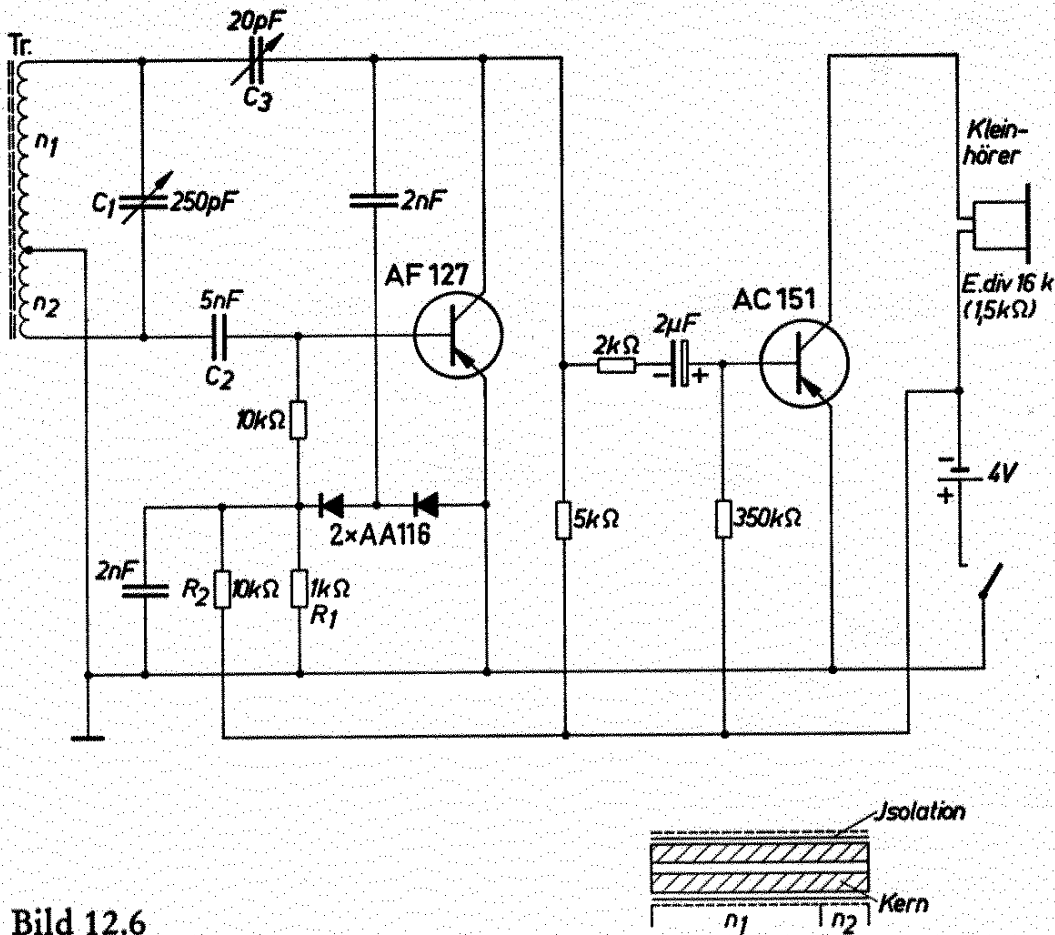


Bild 12.6

auch mit dem Widerstand  $R_2$  einstellen. Da über  $R_2$  gleichzeitig die Gleichrichterdiode vorgespannt werden, ergibt sich für einen guten Richtwirkungsgrad ein günstiger Einstellwert von  $R_2$ . Für dieses Optimum kann ein Festwert der Kapazität  $C_3$  eingesetzt werden, der den Schwingeinsatz bewirkt. Der Transistor AC 151 arbeitet als reiner NF-Verstärker und liefert die Ausgangsleistung für einen kleinen Magnethörer.

#### Daten der Schwingspule

Tr: Siferrit-Rohrkern B 62110 M 11 A  $8 \times 4 \times 20$   
Isolation 0,5 mm

$$\left. \begin{array}{l} n_1 = 90 \text{ Wdg} \quad \text{CuL S } 10 \times 0,07 \text{ mm } \phi \\ n_2 = 10 \text{ Wdg} \quad \text{CuL S } 10 \times 0,07 \text{ mm } \phi \end{array} \right\} 370 \mu\text{H}$$

### 12.7 Transistorsuper für Mittelwellenempfang

Das Bild 12.7 zeigt die vollständige Schaltung eines Transistorsupers für AM-Empfang.

Die an der Ferritantenne auftretende hochfrequente Spannung wird aus Gründen der Anpassung untersetzt und an die Basis der selbstschwingenden Mischstufe gebracht. Die Mischung erfolgt additiv in der Emittierdiode. Im Kollektorkreis liegt ein auf die Zwischenfrequenz 455 kHz abgestimmter Selektionskreis, von dem die Zwischenfrequenzspannung abgenommen wird. Für die optimale Anpassung an die 1. ZF-Stufe ist einerseits die reine Leistungsanpassung, andererseits auch die erforderliche Bandbreite maßgebend. Zur Erzielung guter Verstärkungswerte und ausreichender Selektion wurden 2 ZF-Stufen vorgesehen.

Die durch Demodulation gewonnene NF-Spannung wird der Treiberstufe zugeführt. Die Endstufe liefert eine maximale Ausgangsleistung von 400 mW. Durch die im Emittierkreis der Treiberstufe liegende Wicklung des Treibertransformators wird bei richtiger Polung eine Gegenkopplung erzielt, die den Klirrfaktor erniedrigt. Ein weiterer Vorteil dieser Gegenkopplung ist die Erhöhung des Eingangswiderstandes der Treiberstufe und die deshalb bessere Anpassung an die Demodulatorstufe. Eine gleichartige Gegenkopplung ist aus den oben, genannten Gründen auch in der Endstufe vorgesehen. Der Ausgangsübertrager ist als Spartransformator ausgeführt.

Als Batterie sollen möglichst Ni-Cd-Akkumulatoren verwendet werden (Deac-Zellen). Das Netzgerät ist sehr einfach und billig. Die Niederspannung wird durch kapazitive Spannungsteilung gewonnen. Durch geeignete Wahl der Kondensatoren wird der Dauerladestrom auf den für die verwendeten Zellen zulässigen Maximalwert begrenzt.

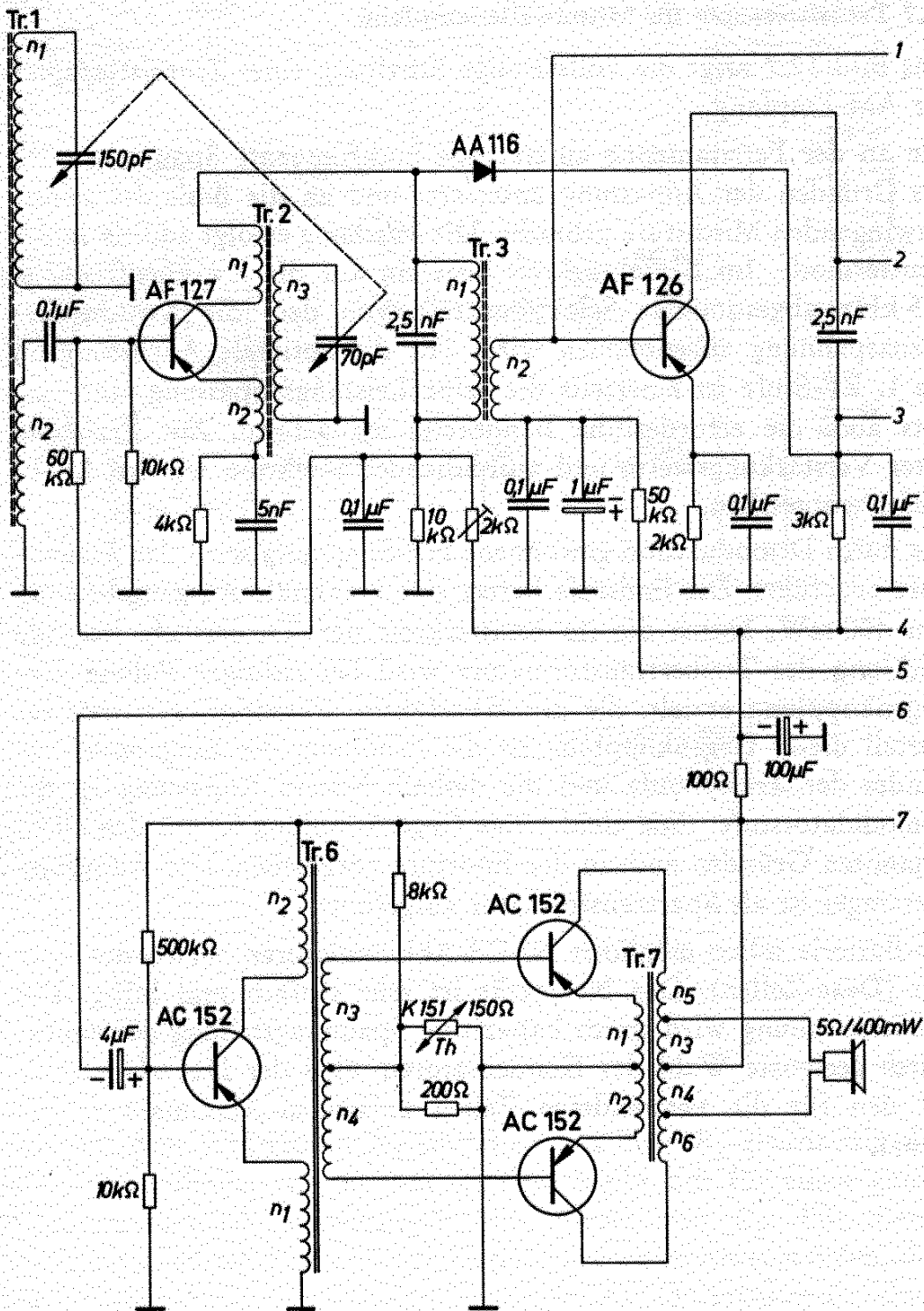


Bild 12.7

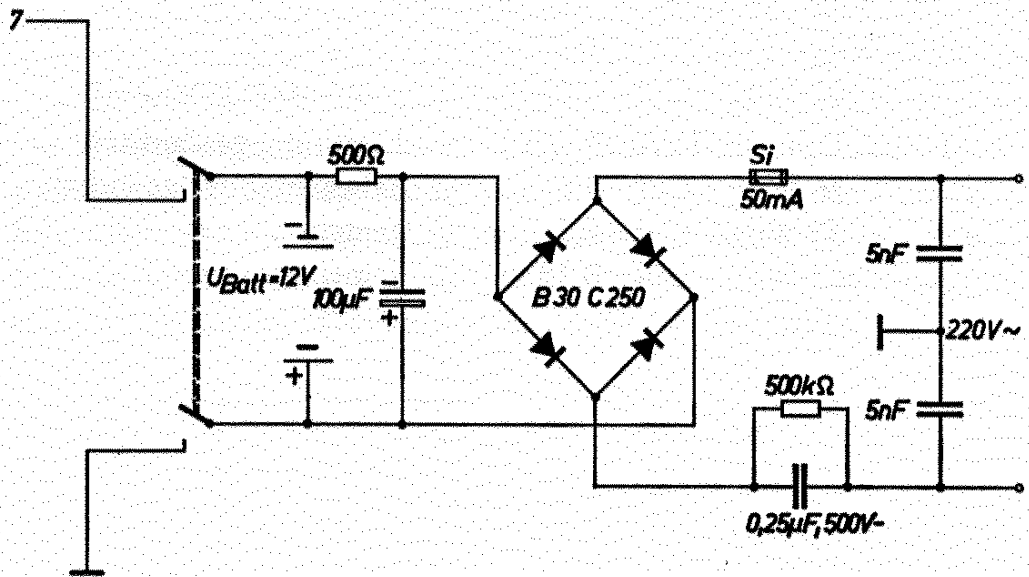
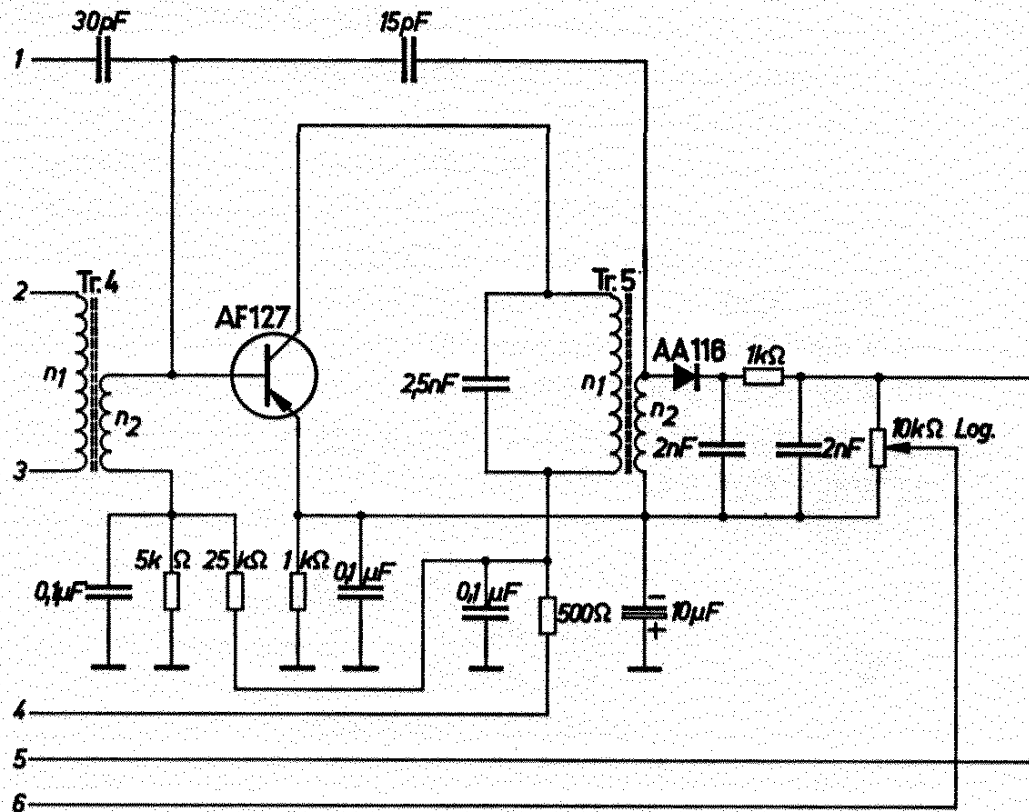


Bild 12.7

**Daten der Übertrager für die Schaltung nach Bild 12.7****Tr. 1: Siferrit-Antennenstab B 61610 M 25/10×200** $n_1 = 2 \times 45$  Wdg CuL S 20×0,05 mm  $\phi$  $n_2 = 8$  Wdg CuL 0,2 mm  $\phi$ **Tr. 2: Zylinderspule 9 mm  $\phi$  × 30 mm**

2 Siferrit-Schraubkerne B 63310 M 25 G 17

 $n_1 = 20$  Wdg CuL 0,1 mm  $\phi$  $n_2 = 2$  Wdg CuL 0,12 mm  $\phi$  $n_3 = 140$  Wdg CuL S 30×0,07 mm  $\phi$ **Tr. 3: Siferrit-Schalenkern B 65561-A 0100-A 025** $n_1 = 22$  Wdg CuL S 40×0,05 mm  $\phi$  $n_2 = 5$  Wdg CuL 0,2 mm  $\phi$ **Tr. 4: Siferrit-Schalenkern B 65561-A 0100-A 025** $n_1 = 22$  Wdg CuL S 40×0,05 mm  $\phi$  $n_2 = 7$  Wdg CuL 0,2 mm  $\phi$ **Tr. 5: Siferrit-Schalenkern B 65561-A 0100-A 025** $n_1 = 22$  Wdg CuL S 40×0,05 mm  $\phi$  $n_2 = 10$  Wdg CuL 0,2 mm  $\phi$ **Tr. 6: M 30/7, Dyn.-Bl. IV/0,35, 0,3 L.; wechselsinnig geschichtet** $n_1 = 100$  Wdg CuL 0,07 mm  $\phi$  $n_2 = 3900$  Wdg CuL 0,07 mm  $\phi$  $n_3 = n_4 = 1000$  Wdg CuL 0,07 mm  $\phi$  gemeinsam gewickelt**Tr. 7: M 30/7, Dyn.-Bl. IV/0,35, 0,3 L.; wechselsinnig geschichtet** $n_1 = n_2 = 26$  Wdg CuL 0,5 mm  $\phi$  nebeneinander gewickelt $n_3 = n_4 = 33$  Wdg CuL 0,5 mm  $\phi$  gemeinsam gewickelt $n_5 = n_6 = 364$  Wdg CuL 0,13 mm  $\phi$  gemeinsam gewickelt

## 12.8 UKW-Tuner

Die Mesatransistoren AF 106 liefern eine sehr hohe Verstärkung bei hohen Frequenzen und sind für kleinere Leistungen geeignet. Der Kollektor dieser Transistoren ist vom Gehäuse isoliert. Die Mesasysteme sind in das genormte Gehäuse TO-18 eingebaut. Das Bild 12.8 zeigt die Schaltung eines Tuners für den UKW-Bereich (87 bis 103 MHz). Der Eingangswiderstand der Vorstufe liegt bei  $40 \Omega$  und ergibt über den Eingangstransformator eine günstige Anpassung an die Antenne. Der Zwischenkreis ermöglicht eine gute Eingangsselektion. Trotz der geringen Phasendrehung der Steilheit ist es zweckmäßig, eine Phasenkorrektur im Oszillator vorzunehmen, bestehend aus der Induktivität  $L_3$  und dem dazu parallelgeschalteten Kondensator. Außerdem erleichtert die Induktivität  $L_3$  die ZF-Entdämpfung, die mit den Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  erfolgt. Der Schwingkreis für den Oszillator besteht aus der Induktivität  $L_4$  und dem Kondensator  $C_4$ . Die Anzapfung für die Rückkopplung konnte bei  $1/4$  der Kreiswindungszahl angebracht werden. Dabei ist die Stabilität der Oszillatorschwingung selbst bei Änderungen der Batteriespannung sehr gut. Es wurde z. B. bei einer Änderung der Batteriespannung von 6 auf 4 V eine Frequenzänderung von nur 50 kHz gemessen.

Der Ausgangswiderstand des Mischtransistors beträgt etwa  $100 \text{ k}\Omega$ , daher konnte ohne Anzapfung am ZF-Kreis eine recht gute Lastgüte erreicht werden. Der Kollektorstrom beträgt in beiden Stufen 1 mA. Die Widerstände der Spannungsteiler für die Einstellung dieses Arbeitspunktes bei Batteriespannungen von 6, 9 und 12 V sind in der nachfolgenden Tabelle angegeben. Alle anderen Werte bleiben beim Verändern der Batteriespannung gleich. Die Gesamtverstärkung beträgt etwa 31 dB bei 86 MHz und etwa 30 dB bei 102 MHz.

$U_{\text{Batt}}$	6	9	12	V
$R_1$	8,6	12,5	18	$\text{k}\Omega$
$R_2$	2,5	4,5	4,5	$\text{k}\Omega$
$R_3$	0,9	2	2	$\text{k}\Omega$
$R_4$	4	6,2	9	$\text{k}\Omega$
$R_5$	1,25	2,2	2,2	$\text{k}\Omega$
$R_6$	0,9	2	2	$\text{k}\Omega$

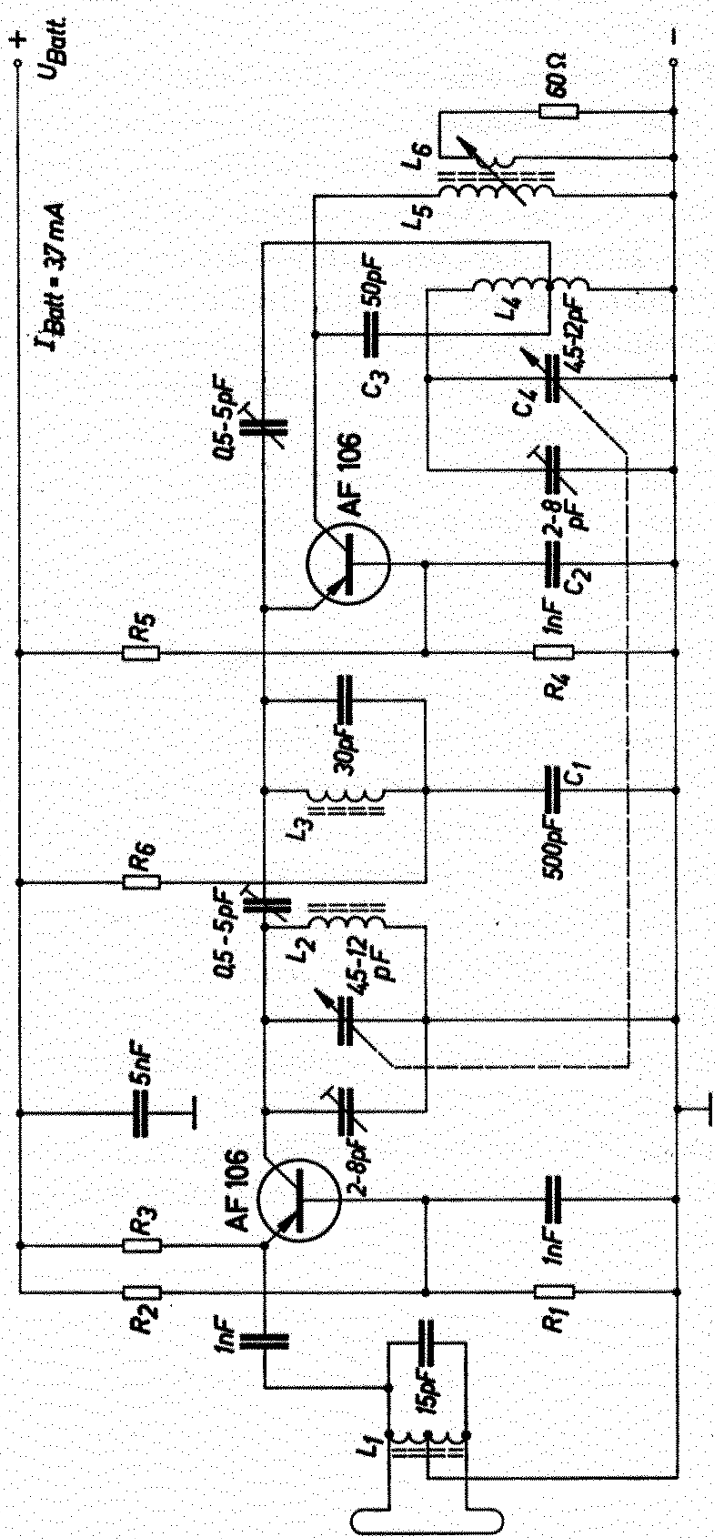


Bild 12.8



**Technische Daten**

Batteriestrom	3,7 mA
Kollektorstrom je Stufe	1 mA
Leistungsverstärkung	31 dB
Rauschfaktor	5,4 dB
Bandbreite (am Einzelkreis $L_5$ )	150 kHz
Eingangsspannung maximal	20 mV

**Induktivitäten:**

- $L_1$ : Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 D 13,3  
2+2 Wdg Cu versilbert 0,5 mm  $\phi$ , Wickelhöhe 3 mm,  
gemeinsam gewickelt
- $L_2$ : Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 D 13,3  
3 Wdg Cu versilbert 1,2 mm  $\phi$ , Wickelhöhe 8 mm
- $L_3$ : Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 D 13,3  
5 Wdg Cu versilbert 0,7 mm  $\phi$ , Wickelhöhe 10 mm
- $L_4$ : Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 D 13,3  
3+1 Wdg Cu versilbert 1,5 mm  $\phi$ , Wickelhöhe 10 mm
- $L_5$ : Siferrit-Gewindekern B 63310 K 1 D 13,3  
26 Wdg HF-Litze 20 $\times$ 0,05, Wickelhöhe 10 mm
- $L_6$ : 5 Wdg Cu versilbert 0,25 mm  $\phi$  (Abstand von  $L_5$  variabel)

Außendurchmesser aller Spulenkörper 8 mm

**12.9 ZF-Verstärker für FM**

Das Bild 12.9 zeigt die Schaltung eines ZF-Verstärkers für UKW-Geräte. Auch hier müssen für die Batteriespannungen 6, 9 und 12 V lediglich die Widerstände der Spannungsteiler zur Arbeitspunkt-einstellung verändert werden. Die erforderlichen Werte sind in der nachstehenden Tabelle enthalten. Je Stufe kann eine Verstärkung von etwa 22 dB erzielt werden.

$U_{\text{Batt}}$ V	$R_1$	$R_2$	$R_3$	$R_4$	$R_5$	$R_6$	
6	0,9	2,2	8	0,9	1,25	4	k $\Omega$
9	1,8	4	12	1,8	2	6	k $\Omega$
12	1,8	4	18	1,8	2	9	k $\Omega$

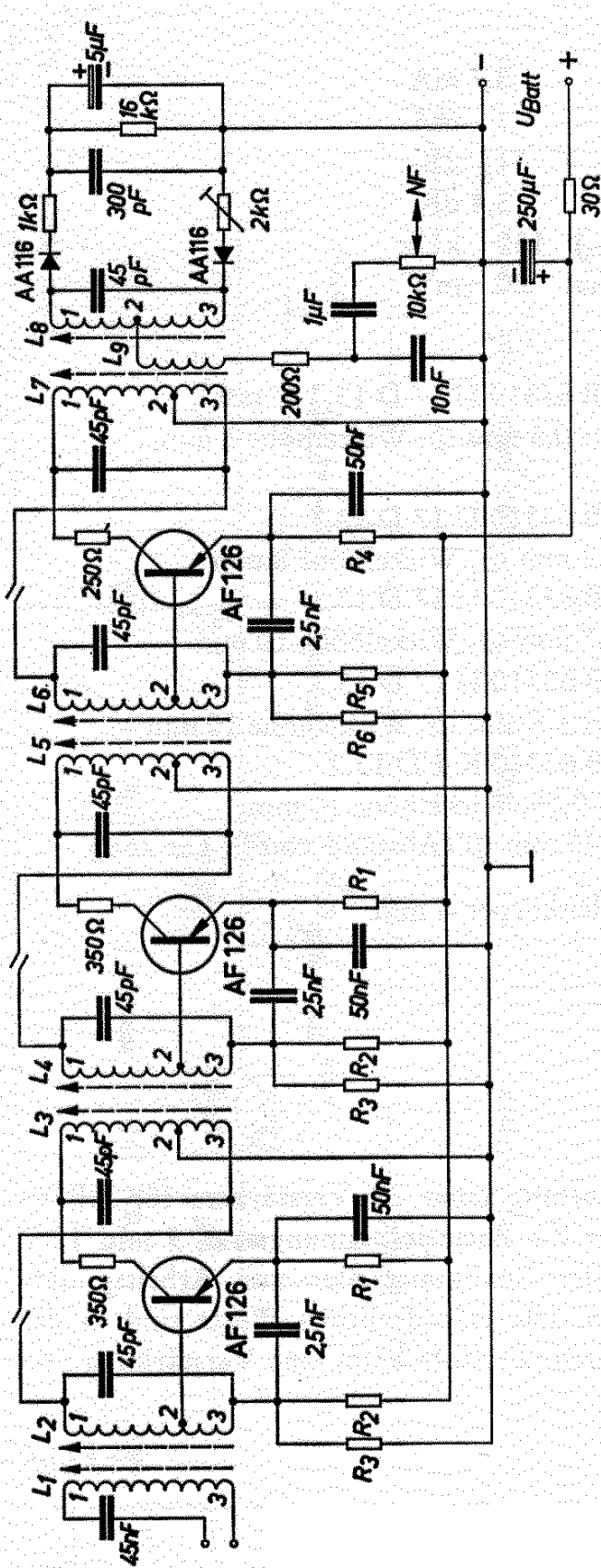


Bild 12.9

**Technische Daten**

Betriebsspannung	6, 9 und 12 V
Batteriestrom	5,5 mA
Verstärkung je Stufe	22 dB

**Induktivitäten:**

Die Induktivitäten  $L_1$  bis  $L_8$  haben den Wert  $4,4 \mu\text{H}$  und sind mit abgleichbarem Kern auszuführen. Die Leerlaufgüte sollte etwa 125 sein.

Anzapfung bei  $L_3, L_5$  und  $L_7$ :  $n_{1-3} : n_{2-3} = 1,4 : 1$

Anzapfung bei  $L_2, L_4$  und  $L_6$ :  $n_{1-3} : n_{2-3} = 16 : 1$

Anzapfung bei  $L_8$ :  $n_{1-3} : n_{2-3} = 2 : 1$

$L_3 = 0,35 L_8$  (Windungsverhältnis)

## Stichwortverzeichnis

AB-Betrieb	42	Bifilar	41, 58
A-Betrieb	41	Binärsystem	243
Abfallverzögerung	197, 202, 206	Bistabiler Multivibrator	192
Abschalttemperatur	230	Blechkern	106, 116
A <sup>III</sup> -BV-Verbindung	28	Blei	25
Akzeptor	17	Blinker	214, 215, 219
Aluminium	26	Blitzkondensator	126
Analoge Meßtechnik	258	Blitzlichtgerät	126
Anlaßschaltung	148	Brummspannung	113, 279
Anodenspannung	78	B-Verstärker	35
Antimon	18	B-Verzerrung	35
Anzeigelampe	246		
Anzugsverzögerung		CCIR-Norm	83
	197, 201, 206	Chopper	268
Äquipotentiallinien	27		
Arbeitspunkt, gleitender	54	Dekade	243
Arbeitspunkt-Kompensation	51	Dekadischer Untersetzter	243
Arbeitswiderstand	30	Demodulator	301, 303
Arsen	16	Differentialverstärker	232
Astabiler Multivibrator	194	Differentielle Strom-	
Aufsprechkopf	88	verstärkung	31
Aufsprechwicklung	238	Diffusionstransistor	21
Ausgangskennlinien	120	Diffusionsverfahren	22
Ausgangsübertrager	35, 37	Digitale Meßtechnik	258
Ausschaltverzögerung	205	Diktiergerät	88
Auswahlssystem, kontakt-		Diode	15
loses	267	Diode, Flächen-	18
A-Verstärker	35	Diode, Germanium-	16, 17
		Diode, Silizium-	18
Balanceregler	85	Diode, Spitzen-	13
Bandbreite	303	Diode, Zener-	19
Bandgeschwindigkeit	88, 90, 258	Donator	16
Basisausbreitungswiderstand	23	Doppellichtschranke	258
Basisschaltung	20, 31	Dotieren	16
Basisspannungsteiler	75	Drehstromgenerator	179 ff
Basisvorspannung	76	Drehstromgleichrichter	187
B-Betrieb	42	Dreieckschaltung	179
Belastbarkeit, spezifische	112	Dreipunktoszillator	299

Dunkelstrom	218	Fahrzeuggeschwindigkeit	258
Durchflußwandler, Eintakt-		Feldsonde	28
	101, 109	Feldstärke	102
Durchlaßkennlinie	247	Ferritübertrager	106, 116
Dynamischer Klirrfaktor	56	Flächendiode	18
Dynamisches Mikrofon	87	Flächentransistor	13
		Fließband	243
		FM-Sender	299
Eingangskennlinie	36	Fotodiode	19
Eingangsselektion	307	Fotoelektrische Bauteile	19
Eingangsstufen	29	Fotostrom	19
Eingangübertrager	35, 37	Fotoverstärker	97, 216
Einkristall	15	Fotowiderstand	19
Einschaltstromstoß	210	Freie Elektronen	14
Einschaltverzögerung	204	Frequenzänderung	256
Eintaktdurchflußwandler		Frequenzgang	83
	101, 109	Frequenzhub	300
Eintaktendstufe	44	Frequenzkonstanter Takt-	
Eintaktsperrwandler		geber	255
	101, 124, 129	Frequenzkorrekturglied	32
Eintaktzerhacker		Frequenzteilung	255
	101, 109, 125, 129	Frequenzvariation	168
Einweggleichrichter	188		
Eisensättigung	102	Gegenkopplung	78
Eisen-Wasserstoff-		Gegenkopplung, Spannungs-	52
Widerstand	289	Gegenkopplung, Strom-	52
Elektrodynamischer Ton-		Gegenmagnetisierung	111
abnehmer	83, 93	Gegentaktzerhacker	101, 113
Elektronen, freie	14	Geiger-Müller-Indikator	264
Elektronenstrahl-		Geiger-Müller-Zählrohr	
oszillograf	262		243, 264
Elektronen, Valenz-	16	Geregeltes Netzgerät	277
Elektronische Sicherung	137, 292	Germanium	16
Elektronische Überwachung	233	Germaniumdiode	16, 17
Elektronische Zählleinheit	243	Geschwindigkeitskontroll-	
Emitter	19	gerät	258
Emitterschaltung	20, 30	Geschwindigkeits-	
Emitterwiderstand	52	überwachung	250
Endstufe	41	Getriggertes Kippgerät	262
Endstufe, Eintakt-	44	Gitterverband	14
Entzerrungsglied	90, 91	Glättung	278
			313

Gleichlaufsteuerung	252	Indiumarsenid	28
Gleichrichter	17, 184	Induktivität	102
Gleichrichter, Drehstrom-	187	Induktivitätsbeiwert	106
Gleichrichter, Einweg-	188	Induktivitätsfaktor	38
Gleichrichter, Niedervolt-	185	Integralregler	234
Gleichspannungs- meßverstärker	273	<b>Kaskade</b>	282
Gleichspannungswandler		Kathodenstrahloszillograf	262
124, 132, 136, 143 ff		Kippgenerator,	
Gleichstromverstärker	252	spannungsgesteuerter	256
Gleichstromvormagnetisierung		Kippgerät, freilaufendes	262
39, 49, 96		Kippgerät, getriggertes	262
Gleitender Arbeitspunkt	54	Kippgerät, synchronisier- bares	262
Glimmlampe	246	Kippleistung	148
Grenzfrequenz	21, 88	Kippmoment	247
Großsignal- Stromverstärkung	31	Kippschaltung	189 ff
Grundschaltung	29	Kippteil	262
<b>Halbleiterwerkstoff</b>	14	Kleinstempfänger	300
Halleffekt	37, 238	Klirrfaktor	34, 51
Hallgenerator	27, 238	Klirrfaktor, dynamischer	56
Hallspannung	28	Koaxialkabel	298
Heißleiter	14	Kollektor	19, 20
Heizungssteuerung	234	Kollektorkapazität	23
HF-Oszillator	88	Kollektorschaltung	29, 30
HF-Schaltung	296 ff	Kollektorspitzenspannung	43
Hörgerät	96	Kollektorspitzenstrom	43
Hörkopf	88	Kollektorstrom	30
Impedanzwandler	31, 45	Kollektorstromstabilisierung	75
Impulsbelastbarkeit	118	Kompensationsschaltung	75
Impulsdauer	190	Komplementärtransistor	207
Impulsfolge	191	Kondensator, Sperrschicht-	299
Impulsgenerator	165	Konstante Energiezufuhr	262
Impulsregenerierung	189	Konstantgerät, Strom-	295
Impuls, Trigger-	255, 264	Kontakt	101
Impulsverhältnis	108, 110	Kontaktloses Auswahl- system	267
Impulsverlängerung	189	Kontrollgerät,	
Impulsverzögerung	189	Geschwindigkeits-	258
Indikator, Geiger-Müller-	264	Konvektion	72
Indium	16, 17	Koppelleitung	243
Indiumantimonid	28	Kristall, Ein-	15

Kristalldetektor	13	Meßwertgeber	232
Kristallgitter	14	Meßwertumwandlung	230
Kristalltonabnehmer	84, 93	Mikro-Manipulator	25
Kühlblech	71	Mikrofon, dynamisches	87
		Mikrofonverstärker	87
Ladekondensator	278	Mischpult	93
Ladezeitkonstante	126	Monostabiler Multivibrator	189
Ladungsträger	27	Multivibrator	189
Ladungsträger, negativer	17	Multivibrator, astabiler	194
Ladungsträger, positiver	17	Multivibrator, bistabiler	192
Legierungstransistor	20, 21	Multivibrator, monostabiler	189
Legierverfahren	20	Mu-Metall-Antenne	241
Leistungsdreieck	35		
Leistungsverstärkung	24, 30	Nachlaufsteuerung	250
Leitzahl	129	Negativer Ladungsträger	17
Lichtschranke	220	Negativer Temperatur-	
Lichtton	97	koeffizient	14
Loch	17	Negativer Widerstand	26
Lochstreifenabtastung	224	Netzgerät, geregeltes	277
Löschkopf	91	Netzspannungsersatz	137
Löschtaste	243	Niederfrequenzverstärker	29 ff
		Niedervoltgleichrichter	185
<b>Magnetempfindliche</b>		Notstromaggregat	162
Steuerschaltung	241	n-Schicht	17
Magnetogrammsonde	238	Nullkomponente	238, 241
Magnetofon	90	Nullpunktverstärker	250
Magnettonkopf	28		
Maximum-Minimum-		Ohmsche Nullkomponente	238
Regler	236	Ohrhörer	88, 96
Meißner-Oszillator	169	Oszillator 200 MHz	297
Mesasystem	23	Oszillator 500 MHz	298
Mesatechnik	23	Oszillator, Dreipunkt-	299
Mesatransistor	23, 296	Oszillograf	262
Meßfühler	233		
Meßgerät	258 ff	Periode	103
Meßgerät, Phasen-	260	Phasendrehglied	179
Meßtechnik, analoge	258	Phasenkorrektur	307
Meßtechnik, digitale	258	Phasenlage	238, 260
Meßthernewid	235	Phasenmeßgerät	260
Meßverstärker	273		

Phasenunterschied	260	Schwellenspannung	247
Plateau	264	Schwellwertverstärker	253
Plattenspieler	83	Selektion	307
Positiver Ladungsträger	17	Selektivverstärker	220
Positive Vorspannung	246	Selengleichrichter	13, 76
POB-Transistor	25	Sender, FM-	299
POB-Verfahren	25, 26	Senderstufe	297
Produktbildung	230	Sicherung, elektronische	137, 292
p-Schicht	17	Siebdrossel	185
Quarzstabilisierung	172	Siebkondensator	280, 285
Radioaktivität	264	Siebung	136
Rauschabstand	34	Silikonfett	26
Rauschspannung	94	Siliziumdiode	18
RC-Generator	168	Sinusgenerator	174 ff
RC-Glied	255	Sinusoszillator	168 ff
RC-Kopplung	34, 45	Solarelement	19
Rechteckspannung	105	Sonnenzelle	19
Referenzspannung	285	Spannungsfestigkeit	21
Reflexschaltung	300	Spannungsgegenkopplung	52
Regelgenauigkeit	232	Spannungsgesteuerter Kippgenerator	256
Regelschaltung	230 ff	Spannungsintegrator	262
Relaisverzögerung	189 ff	Spannungsverstärkung	20, 30
Resthallspannung	241	Spartransformator	303
Restspannung	29, 184	Sperrschicht	19
Rückkopplungsspannung	102	Sperrschichtkondensator	299
Rückschlagspannung	103, 104, 109	Sperrschichttemperatur	71
Ruhestrom	37	Sperrspannung	98
Rundfunkschaltung	296 ff	Sperrstrom	17
Schalter	105	Sperrwandler, Eintakt-	101, 124, 129
Schaltung, HF-	296 ff	Spezifische Belastbarkeit	112
Schaltung, Rundfunk-	296 ff	Spitzendiode	13
Schaltverstärker	225, 246	Spitzentransistor	13
Schaltverzögerung	199	Stabilisator	77
Schaltzeit	120	Stabilität, thermische	51
Schmitt-Trigger	225	Stabmagnet	241
		Steilheit	29
		Stereo	85
		Sternschaltung	179
		Steuerschaltung	230



Störabstand	84	Transistorchopper	268
Störstellenkonzentration	22	Transistor, Flächen-	13
Stromeinprägung	129	Transistorkaskade	284
Stromflußzeit	103, 109	Transistor, Spitzen-	13
Stromgegenkopplung	52	Transistorsuper	303
Stromkonstantgerät	295	Treiberstufe	34
Stromverstärkung	20, 30	Triggerimpuls	255, 264
Stromverstärkung, differentielle	31	Triggerspannung	255
Stromverstärkung, Großsignal-	31	Tunnelodiode	26
Stückzahlermittlung	243	Tuner, UKW-	307
Synchronisierung	250	Überschneidender Pegel	249
Taktfrequenz	255	Übersetzungsverhältnis	39
Taktgeber, frequenz- konstanter	255	Übertrager, Ausgangs-	35, 37
Tastverhältnis	104, 111, 120	Übertrager, Eingangs-	35, 37
Tastzeit	105	UKW-Tuner	307
Temperaturgefälle	71	Umschaltkurve	120
Temperaturkoeffizient	52	Untersetzer, dekadischer	243
Temperaturkoeffizient, negativer	14	Valenzelektron	16
Temperaturkonstanz	234	Vergleichsspannung	286
Temperaturregelung	230, 232	Verlustleistungshyperbel	118
Temperaturzyklus	236	Verstärker, 200 MHz	296
Theoretischer Wirkungsgrad	42	Verstärker, Gleichstrom-	252
Thermische Stabilität	51	Verstärker, Niederfrequenz-	29 ff
Thermokompression	24	Verstärker, Nullpunkt-	250
Thernewid	14	Verstärker, Schwellwert-	253
Tonabnehmer, elektro- dynamischer	83, 93	Verstärker, Selektiv-	220
Tonabnehmer, Kristall-	84, 93	Verstärker, ZF-	309
Tonband	88, 238	Verzögerung, Abfall-	197, 202, 206
Tonbandgerät	88, 90, 94, 171	Verzögerung, Anzugs-	197, 201, 206
Tonkopf	238	Verzögerung, Ausschalt-	205
Trägerfrequenz	299	Verzögerung, Einschalt-	204
Transformatorgleichung	105, 116	Verzögerung, Schalt-	199
Transformatorkopplung	34, 45, 46	Verzögerungsschaltung	189
Transistor	19	Vorlast	280
			317

Vormagnetisierung,		Zählgeschwindigkeit	243
Gleichstrom-	39, 49, 96	Zählimpuls	243
Vorspannung, positive	246	Zählkette	243
Vorstufe	34	Zählrelais	243
Vorwahl	243	Zeitkonstante	191
		Zeitmessung	264
Wärmeableitung	24, 71	Zeitschalter	189, 198
Wärmekapazität	118	Zenerdiode	19
Wärmeleitung	119	Zenerknick	19
Wärmewiderstand	71	Zenerspannung	19
Welligkeit	278	Zerhacker	
Wickelraum	39	101, 109, 113, 125, 129, 151 ff	
Wiederbereitschaftszeit		Zerhacker, Eintakt-	
199, 202, 206		101, 109, 125, 129	
Wiedergabequalität	83	Zerhacker, Gegentakt-	101, 113
Wiengenerator	168	ZF-Verstärker	309
Wirkungsgrad, theoretischer	42	Zonenreinigung	16
		Zündspannung	246
Zähleinheit, elektronische	243	Zwei-von-drei-System	267
Zählgerät	222	Zwischenfrequenz	303

## **Siemens-Fachbücher**

### **Prinzipien digitaler Kippschaltungen**

Von E. Baeger und H. Bienert

1971, 355 Seiten, 297 Abbildungen, Ganzleinen mit Schutzumschlag

### **Integrierte Digitalbausteine**

**Kleines Praktikum**

Von K. Reiß, H. Liedl und W. Spichall

2. Aufl. 1972, 464 Seiten, 420 Abbildungen, Ganzleinen mit Schutzumschlag

### **Elektronische Schaltungen in der Fernschreib- und Datentechnik**

Von G. Keller, G. Pumpe und R. Krämer

2. Aufl. 1970, 136 Seiten, 93 Abbildungen, Ganzleinen mit Schutzumschlag

### **Schaltungen in der Fernschreib- und Signaltechnik**

**Einführung in die Arbeitsweise mit Halbleiterbauelementen  
und Magnetkernen**

Von B. D. Nordmeyer

3. Aufl. 1969, 128 Seiten, 136 Abbildungen, Ganzleinen mit Schutzumschlag

### **Binäre Schaltwerke**

**Aufgaben und Lösungen**

Von K. Heim und K. Schöffel

1971, 193 Seiten, 124 Abbildungen, Ganzleinen mit Schutzumschlag

### **Schaltungsalgebra**

Von K. Heim

3. Aufl. 1971, 159 Seiten, 71 Abbildungen, Ganzleinen mit Schutzumschlag

### **Digitalspeicher mit Ferritkernen**

**Grundlagen und Schaltungsentwurf**

Von R. Schmitt

1971, 201 Seiten, 180 Abbildungen, Ganzleinen mit Schutzumschlag

## **Rechteckferritkerne**

### **Eigenschaften und Anwendungen**

Von E. Langer und R. Schmitt

1967, 116 Seiten, 72 Abbildungen, Ganzleinen mit Schutzumschlag

## **Spulenlose Hochfrequenzfilter**

### **Grundlagen, Schaltungsentwurf und Anwendungen**

Von E. Langer

1969, 159 Seiten, 91 Abbildungen, Ganzleinen mit Schutzumschlag

## **Tabellenbuch Tiefpässe**

### **Unversteilerte Tschebyscheff- und Potenz-Tiefpässe**

Von G. Pfitzenmaier

1971, 560 Seiten, Ganzleinen mit Schutzumschlag

## **Wärmeübertragung**

### **Grundlagen und Berechnungsbeispiele aus der Nachrichtentechnik**

Von D. van Leyen

1971, 291 Seiten, 8 Seiten Kunstdruckteil, 127 Abbildungen,  
Ganzleinen mit Schutzumschlag

## **Stromversorgung von Fernsprechanlagen**

Von K. Braun und E. Windmann

1964, 311 Seiten, 216 Abbildungen, Ganzleinen mit Schutzumschlag

## **Selbstwählfernverkehr**

Von E. Hettwig

2. Aufl. 1966, 64 Seiten, 27 Abbildungen, Ganzleinen mit Schutzumschlag

## **Elektromesstechnik**

5. Aufl. 1968, 280 Seiten, 176 Abbildungen, Taschenbuch, kartoniert

## **Messen in der Prozeßtechnik**

1972, 368 Seiten, 270 Abbildungen, Ganzleinen mit Schutzumschlag

## **Sekundär-Radar**

### **Grundlagen und Gerätetechnik**

1971, 240 Seiten, 124 Abbildungen, Ganzleinen mit Schutzumschlag

