



Schaltungen mit Halbleiterbauelementen

Band 2: Anwendungen aus der
NF- und HF-Technik



Schaltungen mit Halbleiterbauelementen

Band 2:
Anwendungen aus der NF- und HF-Technik

von Erich Gelder und Walter Hirschmann

2., durchgesehene Auflage

A handwritten signature in black ink, which appears to be 'W. Hirschmann', written in a cursive style.

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT

Herausgeber: Siemens Aktiengesellschaft · Berlin · München
© 1965 by Siemens & Halske AG · Berlin · München
Alle Rechte, auch die des auszugsweisen Nachdrucks, der fotomechanischen Wiedergabe und der Übersetzung vorbehalten
Für die in diesem Buch angegebenen Schaltungen wird keine Gewähr bezüglich Patentfreiheit übernommen
»Siferrit« und »Thernewid« sind eingetragene Warenzeichen
Printed in Germany

Vorwort zur ersten Auflage

Seit dem Erscheinen von Band 1 der „Schaltungen mit Halbleiterbauelementen“ im Dezember 1961 haben neue Transistoren eine wesentliche Erweiterung der Anwendungsbereiche für Halbleiterbauelemente ermöglicht. In dem hier vorliegenden Band 2 sind die interessantesten der in den letzten drei Jahren von unseren Anwendungslabors entwickelten Schaltungen enthalten. Er stellt somit eine Ergänzung des Bandes 1 dar. Es werden keine Kapitel wiederholt, weshalb in der Einleitung auch nur die grundsätzlich neuen Halbleiterbauelemente, nämlich die Planartransistoren und die Kaltleiter, beschrieben werden.

Neben einer ausführlichen Behandlung einzelner besonders wichtiger Schaltungen wird eine Vielzahl von Schaltungsempfehlungen in kurzer Form angegeben, die vom Industrieingenieur entweder direkt als fertige Lösung übernommen oder, wie es fast immer der Fall sein wird, an die speziellen Anforderungen leicht angepaßt werden können. Um eine gute Übersicht zu schaffen, sind gleichartige Anwendungsfälle in Gruppen zusammengefaßt. Für die angegebenen Schaltungen wird keine Gewähr bezüglich Patentfreiheit übernommen.

Allen Mitarbeitern aus unseren Anwendungslabors, deren Arbeiten zu dieser Schaltungssammlung beigetragen haben, sei an dieser Stelle ausdrücklich gedankt.

München, im Januar 1965

Vorwort zur zweiten Auflage

Aufgrund der großen Nachfrage erscheint die zweite Auflage fast unverändert.

München, im Oktober 1966

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE

Inhaltsverzeichnis

	Seite
1. Halbleiterbauelemente	11
1.1 Der Planartransistor	11
1.2 Der Kaltleiter	17
2. NF-Verstärker	20
2.1 Ermittlung der mit Gegentakt-B-Stufen erzielbaren Ausgangsleistung	22
2.2 Eisenlose Endstufen	25
2.3 Kühlprobleme bei Leistungstransistoren	27
2.4 Zusammenstellung von erprobten NF-Verstärkern für eine Ausgangsleistung bis 2 W	31
2.5 Verstärker mit Gegentaktendstufe 7 V, 4 W	36
2.6 Verstärker mit Gegentaktendstufe 14 V, 20 W	39
2.7 Verstärker mit Eintaktendstufe 7 V, 4 W	44
2.8 Verstärker mit Eintaktendstufe 14 V, 4 W	46
2.9 Verstärker mit Eintaktendstufe 30 V, 2 W	48
2.10 Verstärker mit Eintaktendstufe 30, 4 W	52
2.11 Eisenloser Niederfrequenzverstärker für 3 W	54
2.12 Aussteuerungsanzeige für Tonbandverstärker	56
3. Zershacker und Spannungswandler	58
3.1 Der Sperrschwinger	58
3.1.1 Berechnung eines Sperrschwingers im Durchlaßbetrieb	61
3.1.2 Berechnung eines Sperrschwingers im Sperrbetrieb	65
3.2 Gleichspannungswandler für eine niedrige Batteriespannung	67
3.3 Zershacker zum Betrieb eines Lötwerkes	68
3.4 Zershacker für eine 4-W-Leuchtstofflampe	69
3.5 Zershacker für eine 20-W-Leuchtstofflampe	70
3.6 Hochspannungsblinker	72
3.7 Gleichspannungswandler für Isolationsprüfung	72
3.8 Zershacker mit einstellbarer Frequenz	75
3.9 Zershacker 200 W, 50 Hz	77
3.10 Stromversorgung für Vakuumblytlampen	80
3.11 Stromversorgung für Elektronenblitzgerät	81

4. Oszillatoren und Generatoren	85
4.1 Sinusoszillatoren mit Transistoren	85
4.2 Oszillator für 50 kHz	92
4.3 Oszillator zum Betrieb einer Sirene	93
4.4 Umformung von Impulsen in eine symmetrische Rechteckspannung	95
5. Multivibratoren und Verzögerungsschaltungen	98
5.1 Astabiler Multivibrator mit steilen Impulsflanken	98
5.2 Schmitt-Trigger mit hohem Eingangswiderstand	100
5.3 Impulsgeber	102
5.4 Blinkschaltung mit Glimmlampe für 220 V	104
5.5 Ansprechverzögerung	105
5.6 Verzögerungsschaltung	107
6. Fotoverstärker	110
6.1 Verstärker für Lochstreifenabtastung	111
6.2 Hochempfindlicher Fotoverstärker	112
6.3 Temperaturkompensierter Fotoverstärker	115
6.4 Fotoelektrischer Schaltverstärker	116
6.5 Abtastung von Instrumentenzeigern	117
6.6 Dämmerungsschalter mit Verzögerung	119
6.7 Parklichtschalter	122
6.8 Lichtschranke	123
7. Schaltverstärker	125
7.1 Lampenschalter	125
7.2 Gegentaktschaltverstärker	126
7.3 Schaltverstärker mit konstanter Empfindlichkeit	127
7.4 Empfindlicher Schaltverstärker mit Rückkopplung	130
7.5 Kontaktloses Schalten mit Wechselstrom	131
8. Steuer- und Regelschaltungen	133
8.1 Impulsverstärker für Kernmatrizen	133
8.2 Leseverstärker für Kernmatrizen	135
8.3 Decodierung eines Binärcodes	138
8.4 Elektronische Zählleinheit mit Vorwahl und Schaltverstärker	145
8.5 Zählkette für 100 kHz	149
8.6 Funktionsgesicherte Temperaturregelschaltung	150
8.7 Temperatursicherung für eine Herdplatte	154
8.8 Elektronischer Kleinthermostat	156
8.9 Kleinthermostat mit Netzteil	157

8.10	Temperaturregler hoher Genauigkeit	158
8.11	Temperaturregler mit Thermoelement	159
8.12	Spannungsüberwachung	162
8.13	Drehzahlregelung von Kleinmotoren	164
8.14	Elektronische Sicherung	165
8.15	Hochempfindlicher Gleichstromnullpunktverstärker	166
9.	Digitale Schaltungen	168
9.1	Starter	168
9.2	Fortschalter	172
9.3	Fortschalter mit Gedächtnis	174
9.4	Monostabiler Multivibrator	176
9.5	Astabile Kippschaltung als Zeitgeber	176
9.6	Anzeigeverstärker	179
9.7	Impulsverstärker	180
9.8	Schaltverstärkerkaskade	180
9.9	Impulsweiche	183
9.10	Gatter	185
10.	Schaltungen mit Hallgeneratoren	187
10.1	Messung von großen Gleichströmen mit einem Hallgenerator	187
10.2	Multiplikation mit einem Hallgenerator	189
10.3	Quotientenbildung mit einem Hallgenerator	193
10.4	Radizieren mit einem Hallgenerator	197
10.5	Kompensation der ohmschen Nullkomponente von Hallgeneratoren	200
10.6	Schaltverstärker mit einem Hallgenerator	201
11.	Geregelte Netzgeräte	203
11.1	Spannungskonstantes Ladegerät	203
11.2	Stromkonstantes Ladegerät	204
11.3	Überladungsschutz für Ni-Cd-Zellen	205
11.4	Kurzschlußsicheres Netzgerät mit Serienregelung 0—60 V, 0,75 A	207
11.5	Stabilisiertes Netzgerät 12 V, 1,5 A	211
11.6	Spannungskonstantgerät 110 V, 2,5 A	211
11.7	Netzgerät mit Parallelregelung	215
11.8	Spannungskonstantgerät mit Zweipunktregelung 12 V, 2 A	217
11.9	Spannungskonstantgerät mit Zweipunktregelung 15 V, 7 A	219

12. HF-Schaltungen	221
12.1 Stabilisierung des Arbeitspunktes von HF-Transistoren	221
12.2 Transistoroszillator für 27 MHz	224
12.3 Quarzoszillatoren mit Transistoren	225
12.4 Verstärker für 30 MHz	229
12.5 Verstärker für 120 MHz	230
12.6 Verstärker für 200 MHz	232
12.7 Verstärker für 10 MHz, 3 W	233
12.8 Gegentaktverstärker für 40 MHz	234
12.9 Zweistufiger Verstärker für 123 MHz	236
12.10 Verstärker für 12 bis 50 MHz	239
12.11 FM-Sender für 152 MHz	239
13. Rundfunkschaltungen	243
13.1 Übersteuerungsfester UKW-Tuner	243
13.2 Abstimmungsanzeige	247
13.3 VHF-Tuner	248
13.4 UHF-Tuner in $\lambda/2$ -Technik	257
13.5 UHF-Tuner in $\lambda/4$ -Technik	262
13.6 Vertikalablenkschaltung für Fernsehgeräte	264
13.7 Einstufiger Videoverstärker mit benachbarten Impulsstufen	268
13.8 VHF-Antennenverstärker	271
13.9 VHF-Antennenverstärker mit Vorstufen	273
14. Stichwortverzeichnis	275

1. Halbleiterbauelemente

Im ersten Band der „Schaltungen mit Halbleiterbauelementen“ wurden als Einleitung die bis dahin bekannten Halbleiterbauelemente und die gebräuchlichen Herstellungsmethoden beschrieben. In der Zwischenzeit ist als neues interessantes Fertigungsverfahren die Planartechnik dazugekommen. Deshalb wird als Ergänzung der Einleitung in Band 1 hier diese Technologie beschrieben.

1.1 Der Planartransistor

Die Planartechnik ist ein neues Verfahren zur Herstellung von Transistoren. Sie wird für Diffusionstransistoren aus Silizium angewendet. Neben den von der Mesatechnik bekannten Prinzipien finden dabei neue Gedanken ihre Verwirklichung. Wichtig ist dabei, daß beim Planartransistor die zur Maskierung verwendete Oxydschicht auch den fertigen Transistor als Schutz umgibt, während beim Mesatransistor die bei der Herstellung zur Begrenzung der Elektroden dienenden Oxydmasken bzw. mechanischen Masken wieder entfernt werden. Beim Planartransistor wird die Fläche des Kollektor-pn-Überganges bereits beim Eindiffundieren der Basis begrenzt. Das Ätzen eines Mesaberges entfällt.

Bei der Siemens AG werden zur Zeit folgende Verfahren zur Herstellung von VHF- und UHF-Transistoren angewendet: Bei den Germanium-Mesatransistoren (zum Beispiel AF 106, AF 139) wird nur die Basis durch Eindiffundieren des Dotierungsstoffes aus der Gasphase hergestellt. Der Emitter wird einlegiert. Dieses Verfahren liefert Transistoren, die sich ausgezeichnet für Verstärker bei hohen Frequenzen eignen, im Falle des Transistors AF 139 bis zu einer Frequenz von etwa 800 MHz. Trotzdem sind diese Transistoren nur bedingt für den Einsatz als schnelle Schalter geeignet. Die Restspannung und die Speicherzeit sind verhältnismäßig hoch, Faktoren, die beim Betrieb als Verstärker nur eine untergeordnete Bedeutung haben. Die Einführung einer durch Epitaxie gewonnenen Zwischenschicht im Kollektor schafft hier Abhilfe. Im folgenden wird darauf noch näher eingegangen.

Handelsübliche diffusionslegierte Germaniumtransistoren (diffusionslegiert bedeutet: Basis diffundiert, Emitter legiert) haben zulässige Emitter-Sperrspannungen von etwa 0,5 V. Bei der Verwendung von Transistoren als Schalter sind höhere Emitter-Sperrspannungen er-

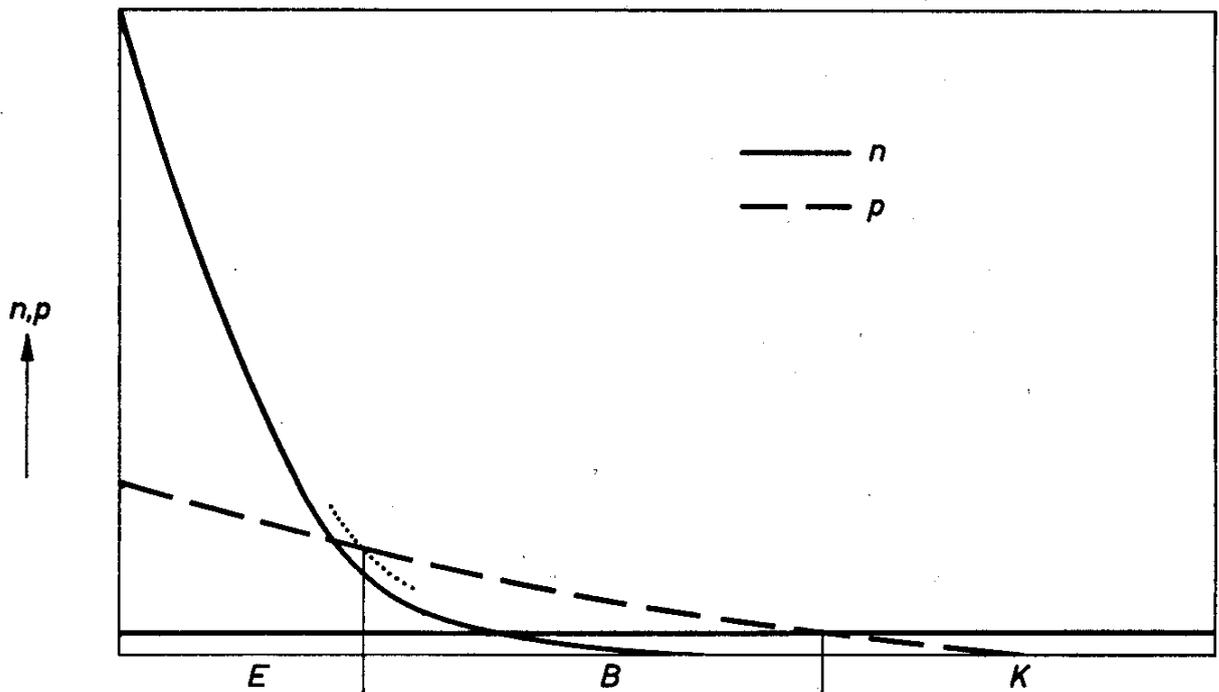
wünscht, weil dann eine Ansteuerung möglich ist, bei der sehr niedrige Schaltzeiten erzielt werden können. Die Schaltzeiten eines Transistors sind außer von den eigentlichen Transistordaten stark von der Art der Ansteuerung abhängig.

Bei den diffundierten Siliziumtransistoren erreicht man zulässige Emitter-Sperrspannungen von etwa 5 V (BFY 12, BFY 13, BFY 14, BSY 18). Dies ist darauf zurückzuführen, daß hier Basis und Emitter durch Diffusion hergestellt werden. Man nennt sie deshalb doppeltdiffundierte Transistoren.

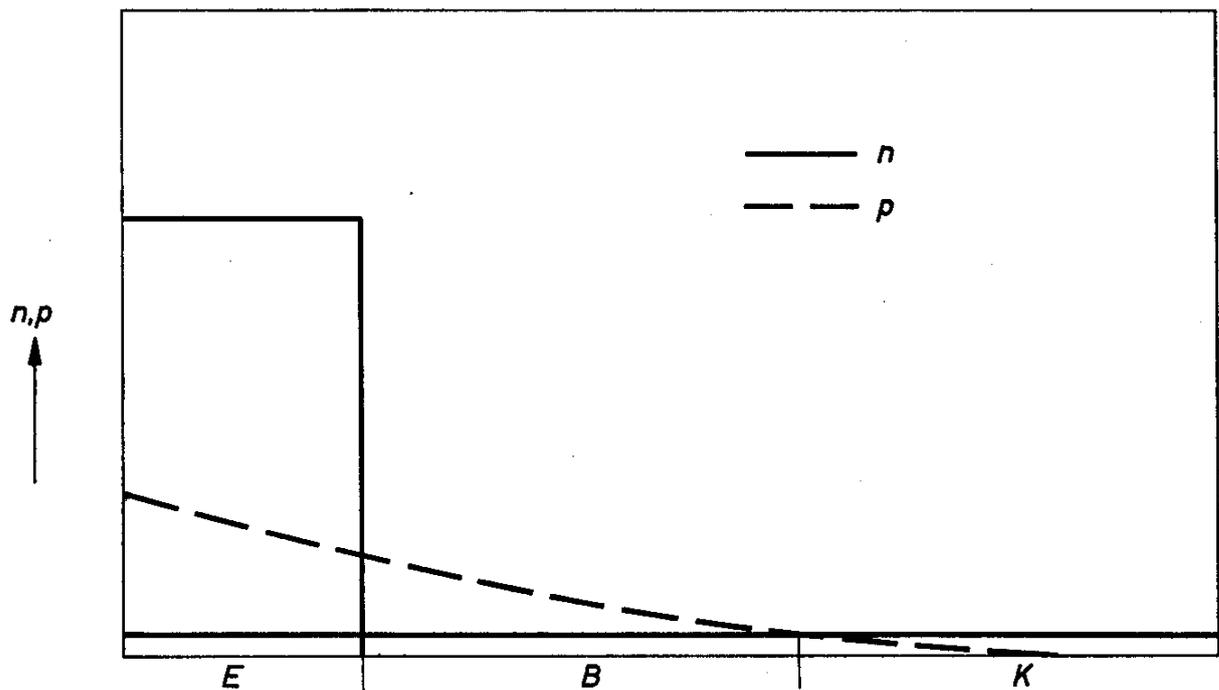
Der Herstellungsgang für Planartransistoren ist sehr ähnlich dem für Silizium-Mesatransistoren. Es handelt sich in beiden Fällen um doppeltdiffundierte Transistoren. Planartransistoren werden deshalb im Prinzip ähnliche elektrische Daten haben wie Silizium-Mesatransistoren. Wegen der geschützten Oberfläche haben sie jedoch gegenüber den letztgenannten noch einige weitere Vorzüge. Vor der näheren Beschreibung des Planartransistors werden im folgenden kurz die Prinzipien der Doppeldiffusion und das der Epitaxie erläutert, die nicht nur in der Planartechnik angewendet werden.

Bei der Diffusion werden die den Leitungstyp (n oder p) bestimmenden Fremdatome in das Ausgangsmaterial, meist Germanium oder Silizium, in der Regel aus der Gasphase des Dotierungsstoffes eingebaut. Das Eindringen der Fremdatome geht relativ langsam vor sich, weshalb auf diese Weise sehr dünne Zonen eines bestimmten Leitungstyps hergestellt werden können. Diese Zonen werden über ihre Dicke nicht gleichmäßig verunreinigt sein, vielmehr ist durch den Diffusionsvorgang die äußerste Schicht am stärksten dotiert. Es ergibt sich ein Absinken des Dotierungsgrades nach einer e-Funktion gegen das Innere des Ausgangsmaterials. Die Eindringtiefe der Fremdatome und damit die Dicke der Zone werden durch die Dauer der Diffusion, die in der Randzone auftretende stärkste Dotierung dagegen wird wesentlich durch die Dampfdichte des Dotierungsstoffes bestimmt. Man kann deshalb fast beliebige sogenannte Dotierungsprofile erzeugen.

Die Darstellungen im Bild 1.1 zeigen das Dotierungsprofil eines diffusionslegierten und eines doppeltdiffundierten Transistors. Auf der Ordinate ist der Dotierungsgrad für den n- und p-Typ in der gleichen Richtung aufgetragen. Die Abszisse stellt die Richtung senkrecht zur Oberfläche des Halbleiterkristalls dar. Der sogenannte pn-Übergang liegt am Schnittpunkt der maßgeblichen Dotierungsprofile, weil links und rechts davon jeweils ein anderer Leitungstyp überwiegt. Als Ausgangsmaterial dient in beiden Fällen ein n-dotierter Einkristall,



Dotierungsprofil eines doppelt-diffundierten Transistors



Dotierungsprofil eines diffusionslegierten Transistors

Bild 1.1

der den Kollektor bildet. Der Kollektor ist also über seine ganze Dicke gleichmäßig dotiert. Nun wird die p-leitende Basis eindiffundiert. Beim diffusionslegierten Transistor wird anschließend der n-leitende Emitter einlegiert, was wiederum eine gleichmäßige Dotierung über seine ganze Dicke zur Folge hat.

Zur Erzielung einer guten Injektionswirkung wird dieser Emitter stets verhältnismäßig stark dotiert sein; dies ergibt einen „harten“ pn-Übergang. Beim Anlegen einer Sperrspannung wird sich die Sperrschicht nicht sehr breit ausbilden, weshalb die zulässige Sperrspannung klein ist.

Anders ist es beim doppeltdiffundierten Transistor. Der Emitter wird durch Diffusion bei einer höheren Dampfdichte, aber während einer kürzeren Zeit als im Falle der Basis hergestellt. Dies ergibt einen „weichen“ pn-Übergang. Die Sperrschicht breitet sich beiderseits des pn-Übergangs weit aus, weshalb eine höhere Sperrspannung zulässig ist. Außerdem wird die spezifische Emitterkapazität kleiner, was kürzere Schaltzeiten ergibt.

Die Verstärkung der Transistoren bei hohen Frequenzen ist außer von deren Grenzfrequenz auch noch von der Größe der Kollektorkapazität abhängig. Sie wird um so kleiner sein, je größer diese Kapazität ist. Da die Kollektordiode in Sperrichtung betrieben wird, bildet die Kollektorsperrschicht das Dielektrikum. Je dicker dieses ist, desto kleiner ist die Kapazität.

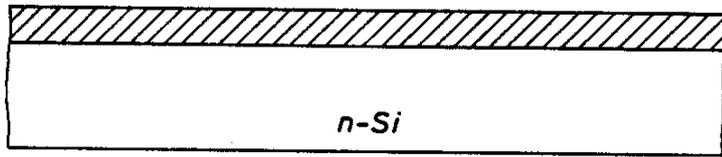
Die Forderung nach einer kleinen Kollektorkapazität verlangt einen Kollektor mit geringer Dotierung, also mit einem hohen spezifischen Widerstand. Da man aber den Kollektor als Träger des Systems aus mechanischen Gründen nicht beliebig dünn machen kann, führt dies wiederum zu einem hohen Kollektor-Bahnwiderstand und zu einer hohen Restspannung. Die Anwendung der Epitaxie, worunter man allgemein gesetzmäßig orientierte Kristallverwaschungen versteht, schafft hier auf günstigste Weise Abhilfe.

Auf einer dicken, stark dotierten, fast metallisch leitenden einkristallinen Halbleiterscheibe läßt man eine dünne hochohmige Schicht aufwachsen. Diese bildet dann den elektrisch wirksamen Kollektor. Die Größe des Kollektor-Restwiderstandes und damit der Restspannung wird nun im wesentlichen durch die dicke Schicht mit dem niedrigen spezifischen Widerstand bestimmt. Die stark verringerte Dicke des wirksamen Kollektors verkleinert außerdem die Speicherzeit (also einen Teil der Ausschaltzeit) solcher Transistoren. Die Epitaxie wird vorwiegend bei der Herstellung von Transistoren für große Aussteuerung angewendet, zum Beispiel für Schaltertransistoren.

Planartransistoren werden zunächst nur aus Silizium hergestellt. Das zur Maskierung und zum Schutz der Oberfläche verwendete Siliziumdioxid (SiO_2 = Quarz) ist eine sehr stabile Substanz und verhindert das Eindringen der meisten Dotierungsstoffe.

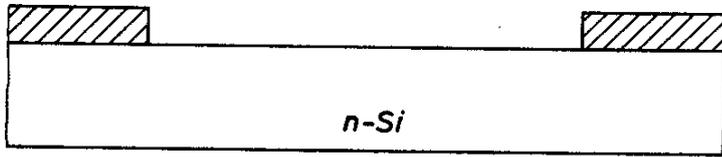
Zur Herstellung eines Silizium-npn-Planartransistors wird eine n-leitende Siliziumscheibe (eventuell mit epitaxialer Zwischenschicht) an der Oberfläche oxydiert (Bild 1.2.1). In dieser Oxydschicht wird nun mit Hilfe der sogenannten Foto-Lithographie ein Fenster geätzt. Man bestreicht dazu die Oberfläche mit einem Fotolack, deckt den freizulegenden Fleck ab und belichtet. Bei der Entwicklung wird an der nicht belichteten Stelle die Schutzschicht entfernt, und der Oxydbelag kann mit einer Säure weggeätzt werden (Bild 1.2.2). Durch dieses Fenster wird Bor in den n-leitenden Siliziumeinkristall eindiffundiert. Bor ist ein dreiwertiges Element, und es entsteht deshalb dabei die p-leitende Basiszone. Anschließend wird die Oberfläche erneut oxydiert und damit das Fenster geschlossen (Bild 1.2.3). Es können sich dadurch an den kritischen Stellen, wo die pn-Übergänge an die Oberfläche treten, keine Verunreinigungen festsetzen; die pn-Übergänge erblicken sozusagen nie das „Tageslicht“. Nun wird nach dem gleichen Verfahren ein kleineres Fenster geätzt (Bild 1.2.4). Durch dieses läßt man Phosphor eindiffundieren, wodurch der n-leitende Emitter entsteht. Die Oberfläche wird wieder oxydiert (Bild 1.2.5). Nun müssen noch die Fenster für das Anbringen der Kontakte zur Basis und zum Emitter geätzt werden (Bild 1.2.6). Durch diese wird Aluminium aufgedampft, auf das dann die Anschlußdrähte durch Thermokompression geschweißt werden können (Bild 1.2.7). Damit ist das System eines Planartransistors fertiggestellt. Das Ätzen eines Mesaberges entfällt hier, da die Fläche der Kollektorsperrschicht durch das begrenzte Eindiffundieren der Basis bereits sehr klein gehalten werden kann.

Wie bereits eingangs erwähnt, können in der Planartechnik Transistoren mit ähnlichen elektrischen Werten wie bei den Silizium-Mesatransistoren hergestellt werden. Durch die absolute Reinhaltung der Oberfläche ist jedoch die sogenannte Oberflächen-Rekombination stark verringert. Diese Oberflächen-Rekombination wirkt sich an den freiliegenden Stellen des Emitter-pn-Überganges im Sinne einer Verringerung der Stromverstärkung, vor allem bei kleinen Kollektorströmen, aus. Das Diagramm im Bild 1.3 zeigt die Abhängigkeit der Stromverstärkung B vom Kollektorstrom für einen legierten npn-Siliziumtransistor und einen npn-Planartransistor. Die Kurve zeigt deutlich, daß ein Silizium-Planartransistor schon bei sehr kleinen Kollektorströmen eine hohe Stromverstärkung hat. Die Ausnützung der hohen Stromverstärkung bei kleinen Strömen, der sogenannten Anfangsstromverstärkung, ist nur möglich, weil der Reststrom von Planartransistoren um etwa zwei Zehnerpotenzen kleiner



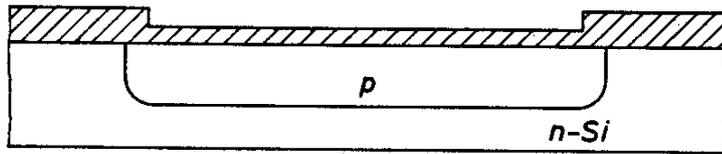
Oxydschicht

Bild 1.2.1



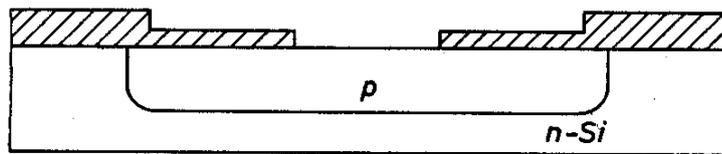
Fenster in das Oxyd geätzt

Bild 1.2.2



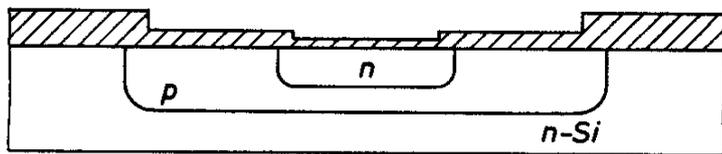
p-Diffusion und zweite Oxydation

Bild 1.2.3



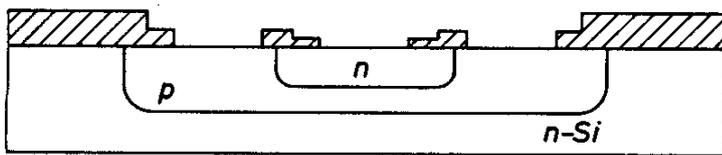
Fenster in das Oxyd geätzt

Bild 1.2.4



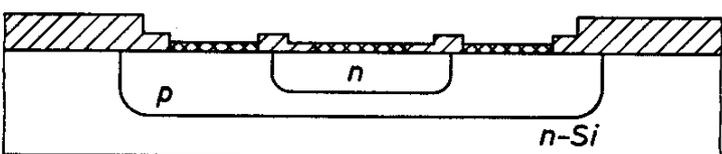
n-Diffusion und dritte Oxydation

Bild 1.2.5



Fenster in das Oxyd geätzt

Bild 1.2.6



Kontaktierung

Bild 1.2.7

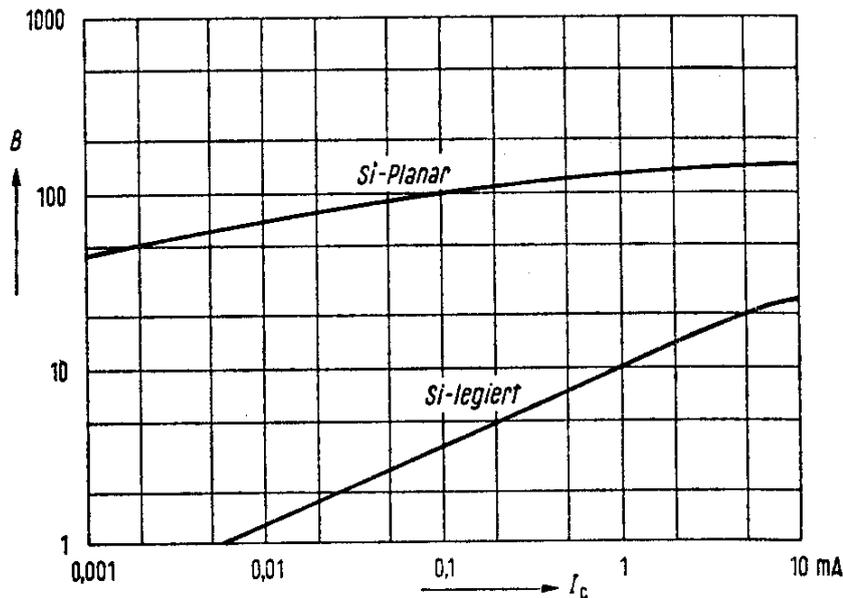


Bild 1.3

ist als der von vergleichbaren legierten Siliziumtransistoren. Damit verbunden sind sehr kleine Rauschwerte.

Bei einwandfreiem Beherrschen dieser neuen Technik können Transistoren hergestellt werden, die sehr stabil und zuverlässig sind.

Die Planartechnik bietet sich nicht nur zum Bau einzelner Transistoren an, sondern auch zur Herstellung ganzer Schaltungen auf einem einheitlichen Grundkörper, sogenannter Halbleiterschaltkreise. Bei diesem Verfahren kann man gut auf den Erfahrungen der Planartechnik aufbauen.

1.2 Der Kaltleiter

Die Anwendung von Widerständen auf Halbleiterbasis mit einem negativen Temperaturkoeffizienten des Widerstandes, den sogenannten Thernewid-Heißleitern (*thermisch negativer Widerstand*), ist heute schon sehr gebräuchlich. Das Gegenstück dazu stellt der Kaltleiter dar, dessen Widerstand einen positiven Temperaturkoeffizienten hat. Diese Widerstände leiten also im kalten Zustand gut; ihre Leitfähigkeit sinkt mit steigender Temperatur, bzw. ihr Widerstand steigt.

Kaltleiter aus halbleitenden keramischen Stoffen haben die Eigenschaft, daß der Widerstandsanstieg innerhalb eines verhältnismäßig engen Temperaturbereichs sehr steil erfolgt. Es ergeben sich dabei Temperaturkoeffizienten bis $+50\%/grd$. Das heißt, daß bei einer Tempera-

turerhöhung von 1 grd der Widerstandswert um 50% steigt. Bei einer Temperaturerhöhung von 50 grd steigt der Widerstand bis zu 4 Zehnerpotenzen an (Bild 1.4). Der halbleitende Werkstoff dieser Kaltleiter besteht aus einer dotierten ferroelektrischen Keramik, z. B. Bariumtitanat (BaTiO_3). Durch die Dotierung erhält die Keramik, die an sich Isolatoreigenschaften hat, eine Leitfähigkeit besonderer Art. Oberhalb der sogenannten Curietemperatur erfolgt nämlich mit fallender Dielektrizitätskonstante der bereits beschriebene steile Widerstandsanstieg.

Die Curietemperatur selbst, und damit der Bereich des Widerstandsanstieges, kann durch die Wahl der Materialzusammensetzung eingestellt werden. Am Anfang des steilen Widerstandsanstieges wird eine Nenntemperatur T_N definiert. Der Widerstand des Kaltleiters ist hier etwa doppelt so groß wie bei niedrigen Temperaturen.

Von der Siemens AG sind zur Zeit Kaltleiter mit Nenntemperaturen von 30, 50, 70, 110, 150 und 170 °C lieferbar. Die Bauteile haben die

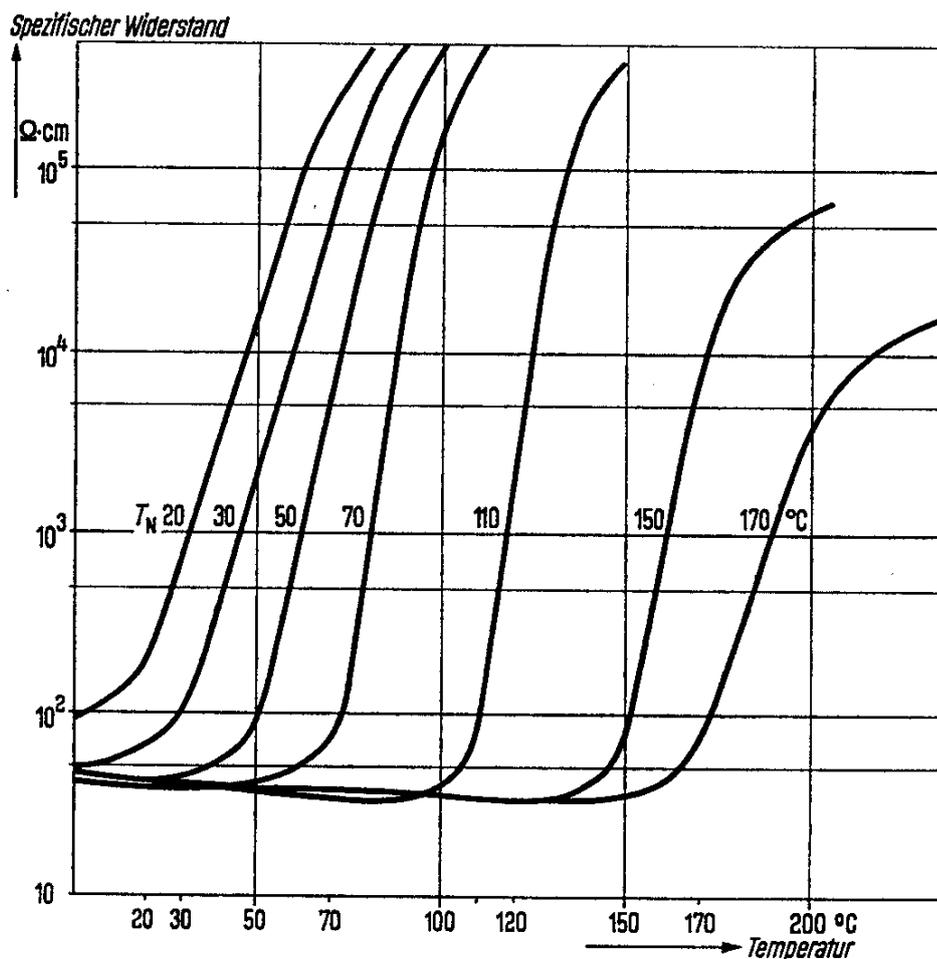


Bild 1.4

Form von Scheiben. An den beiden Oberflächen der Scheibe ist je ein Anschlußdraht aufgelötet. Die Kennlinien nach Bild 1.4 gelten für Betriebsspannungen am Kaltleiter bis 2 V. Bei höheren Betriebsspannungen nimmt infolge der Spannungsabhängigkeit der Kaltleiter (Varistoreffekt) die Kennliniensteilheit ab. Im Bild 1.5 ist die Stromspannungskennlinie des Kaltleiters P 390—C 12 dargestellt. Sie gilt für den stationären Betrieb, also für thermisches Gleichgewicht (eingespeiste Leistung ist gleich der in Form von Wärme an die Umgebung abgegebenen Leistung) und konstante Umgebungstemperatur. Kaltleiter können überall dort angewendet werden, wo eine Temperaturänderung in ein elektrisches Signal übergeführt werden soll. Es ist dabei möglich, den gesamten Widerstandsanstieg auszunützen (Schaltereffekt) oder den in einem kleinen Temperaturbereich kontinuierlichen Anstieg.

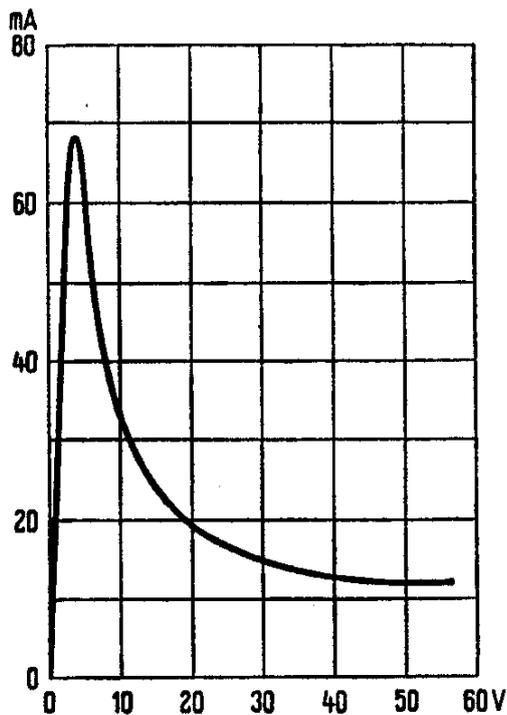


Bild 1.5

Auch die Änderung des umgebenden Mediums bewirkt ein elektrisches Signal, z. B. beim Übergang von Luft in Flüssigkeit oder auch beim Übergang von stationärer zu strömender Luft bzw. Flüssigkeit.

2. NF-Verstärker

Jahre hindurch wurde fast ausschließlich das Legierungsprinzip für die Herstellung von Transistoren angewendet. Für Hochfrequenztransistoren mußte die Diffusionstechnik entwickelt und vervollkommen werden. Dadurch ist jedoch die Bedeutung der Legierungstechnik keineswegs geschmälert worden. Sie ist auf dem NF-Gebiet so anpassungsfähig, daß für alle vorkommenden Anwendungen hervorragend geeignete Transistoren hergestellt werden können. Die dabei besonders wichtigen Forderungen, wie hohe Emitterergiebigkeit — damit auch bei großen Strömen noch eine hohe Stromverstärkung vorhanden ist — sowie ein kleiner Kollektorbahnwiderstand — damit die Restspannung klein ist — können bei diffundierten Transistoren nur mit besonderen konstruktiven Maßnahmen erfüllt werden.

Das System eines legierten pnp-Germaniumtransistors besteht aus einem einkristallinen, n-leitenden Germaniumscheibchen, in das von zwei Seiten je eine Indiumpille einlegiert wird. Die Dotierung dieser Scheibchen soll bei allen Transistoren einer Bauform möglichst gleich sein, damit die Streuung der elektrischen Parameter klein bleibt.

Um dies zu erreichen, war die Entwicklung neuer Herstellungsverfahren für die Germaniumeinkristalle erforderlich. Es können damit Basisscheibchen mit einer verhältnismäßig großen Leitfähigkeit hergestellt werden, ohne daß die Durchbruchspannung der daraus hergestellten Transistoren nach zu kleinen Werten streut. Eine Folge der hohen Leitfähigkeit der Basis ist eine weitgehende Unabhängigkeit der Stromverstärkung solcher Transistoren vom Kollektorstrom. Besonders bei Leistungsverstärkern, bei denen meist eine Stromsteuerung vorliegt, gewährleistet dies eine verzerrungsfreie Verstärkung des Eingangssignals.

Vor einer näheren Beschreibung der Anwendung dieser „linearen“ Transistoren wird im folgenden kurz der Begriff hohe Klangqualität näher erläutert.

Ein Verstärker hat dann eine hohe Klangqualität, wenn er die von einer Quelle gelieferten Signale verzerrungsfrei verstärkt. Die Verzerrungen werden durch die Begriffe Klirrfaktor und Intermodulation gekennzeichnet. Mit Klirrfaktor bezeichnet man den Prozentsatz von nicht im Original enthaltenen Oberwellentönen. Intermodulation ist der Anteil sich bildender Summen- und Differenzfrequenzen. Die Verzerrungen werden durch nichtlineare Kennlinien her-

vorgerufen. Ferner ist für eine gute Wiedergabe ein ausreichender Frequenzumfang des Verstärkers erforderlich. Ein Frequenzumfang von 80 Hz bis 10 kHz ist als recht gut zu bezeichnen. Für Hi-Fi-Geräte wird ein Frequenzumfang von 30 Hz bis 15 kHz verlangt. In der Praxis muß man zwischen mindestens 2 Gruppen von NF-Verstärkern unterscheiden: Den Normalgeräten, bei denen mit einem möglichst geringen Aufwand ein Optimum an Übertragungsqualität erreicht werden soll und den Hi-Fi-Geräten, bei denen der Aufwand meist eine untergeordnete Rolle und die Klangqualität die weitaus beherrschende Rolle spielt. Es ist deshalb besonders bei den Normalgeräten wichtig, daß die verwendeten Transistoren lineare Verstärkungskennlinien haben, damit ohne großen Aufwand eine verzerrungsfreie Wiedergabe möglich wird. Man muß dann keine verstärkungsmindernde Gegenkopplung einführen. Für diese Anwendungen wurden die Transistoren AC 153, AD 148, AD 149 und AD 150 entwickelt.

Wesentlichen Einfluß auf die Betriebsbedingungen hat auch die Entscheidung, ob eine Eintakt-A- oder eine Gegentakt-B-Stufe verwendet werden soll. Eintakt-A-Stufen haben einen kleineren Klirrfaktor als Stufen in Gegentakt-B-Schaltung, da bei ersteren keine Verzerrungen auftreten, wie sie beim Gegentakt-B-Verstärker beim Übergang von einem auf den anderen Transistor als sog. B-Verzerrungen entstehen. Diesem Vorzug der Eintakt-A-Stufe steht gegenüber, daß an deren Transistoren im nicht ausgeregelten Zustand eine Verlustleistung zustandekommt, die mindestens doppelt so groß ist, wie die größte erzielbare Ausgangsleistung. Der Ruhearbeitspunkt liegt bei einem Kollektorstrom, der die gleiche Größe hat wie der Spitzenwert des aussteuerbaren Wechselstromes. Bei fehlender Aussteuerung liegt am Transistor eine Verlustleistung von

$$P_{\text{tot}} = I \cdot U_{\text{Batt}}$$

Bei Vollaussteuerung haben die Spitzenwerte von Wechselstrom und Wechselspannung die Größe von I bzw. U_{Batt} .

Die maximale Ausgangsleistung ist gleich dem Produkt der Effektivwerte

$$P_a = \frac{I}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_{\text{Batt}}}{\sqrt{2}} = \frac{I \cdot U_{\text{Batt}}}{2}$$

Der theoretische Wirkungsgrad einer Eintakt-A-Stufe bei Vollaussteuerung η_A , der zugleich der höchste mögliche Wirkungsgrad ist, hat deshalb den Wert:

$$\eta_A = \frac{P_a}{P_{\text{tot}}} = \frac{\frac{\hat{I} \cdot U_{\text{Batt}}}{2}}{\hat{I} \cdot U_{\text{Batt}}} = \frac{1}{2} = 50\%$$

Bei einer kleineren Aussteuerung verringert sich der Wirkungsgrad entsprechend, weil die der Batterie entnommene Leistung P_{tot} konstant bleibt.

2.1 Ermittlung der mit Gegentakt-B-Stufen erzielbaren Ausgangsleistung

Bei Gegentakt-B-Verstärkern muß kein oder nur ein sehr kleiner Ruhestrom eingestellt werden. Die der Batterie entnommene Leistung steigt mit der Aussteuerung. Der bei Vollaussteuerung erzielbare Wirkungsgrad kann folgendermaßen berechnet werden:

Für die volle Durchsteuerung der Spannung U_{Batt} und des Stromes \hat{I}_C ist die aufgenommene Gleichstromleistung gleich dem Produkt aus Batteriespannung mal dem Gleichstrommittelwert des Kollektorstromes (Sinus-Halbwellenstrom).

$$I_{Cm} = \frac{\hat{I}_C \cdot 2}{\pi}$$

Die abgegebene Wechselstromleistung ist wieder wie beim Eintakt-A-Verstärker gleich dem halben Produkt aus Spitzenspannung und Spitzenstrom.

$$P_a = \frac{\hat{I}_C \cdot U_{\text{Batt}}}{2}$$

Der theoretisch erzielbare Wirkungsgrad bei voller Durchsteuerung an der Gegentakt-B-Stufe η_B hat daher den Wert:

$$\eta_B = \frac{P_a}{P_{\text{Batt}}} = \frac{\frac{\hat{I}_C \cdot U_{\text{Batt}}}{2}}{\frac{\hat{I}_C \cdot U_{\text{Batt}} \cdot 2}{\pi}} = \frac{\pi}{4} = 78,6\%$$

P_{Batt} Der Batterie entnommene Leistung

Dieser Wirkungsgrad ist nur bedingt gültig für die Ermittlung der mit Transistoren eines bestimmten Typs erzielbaren maximalen Ausgangsleistung. Die maximale Verlustleistung tritt an den Transistoren nämlich nicht bei Vollaussteuerung auf, sondern bei der halben Ausgangsleistung $P_a/2$.

Sie ist bei dieser Aussteuerung um etwa 50% höher als bei Vollaussteuerung (P_a). Die Verluste im Ausgangsübertrager und an eventuellen Emitterwiderständen sowie der Einfluß der Restspannung erfordern eine Aussteuerung des Transistors nach höheren Strömen, als bis zu den theoretischen Werten ohne zusätzlichen Verlust im Schaltkreis. Dadurch steigt die Verlustleistung am Transistor.

Außerdem muß noch berücksichtigt werden, daß viele Endstufen aus Batterien betrieben werden, deren Spannungen stark schwanken. Man muß mit Überspannungen von 10% oder noch mehr rechnen. Dabei dürfen die Transistoren nicht überlastet werden, weshalb bei Nennspannung nur ein entsprechender Teil der maximal zulässigen Verlustleistung P_{tot} ausgenutzt werden kann. Da sich die Lastgerade nicht ändert, werden bei 10% Überspannung eine um den gleichen Faktor größere Spannung und ein ebenso größerer Strom angesteuert. Die Leistung steigt quadratisch, also um etwa 20%.

Die für die maximale Ausgangsleistung bei Nennspannung zulässige Verlustleistung am Transistor $P_{\text{tot}1}$ ist um das Produkt aus drei Faktoren kleiner als die aus den Datenblättern für den Betriebsfall ermittelbare maximal zulässige Verlustleistung P_{tot} :

$K_1 = 1,5$ weil bei halber Ausgangsleistung eine um 50% höhere Verlustleistung an den Transistoren auftritt als bei Vollaussteuerung.

$K_2 = 1,2$ wegen der Verluste im Ausgangsübertrager und an den Emitterwiderständen

$K_3 = 1,2$ bei einer möglichen Überspannung von 10%.

Zwischen diesen drei Faktoren besteht folgende Beziehung:

$$2 \cdot P_{\text{tot}1} = \frac{2 \cdot P_{\text{tot}}}{K_1 \cdot K_2 \cdot K_3} = P_a \frac{1 - \eta_B}{\eta_B}$$

$$P_a = \frac{2 \cdot P_{\text{tot}} \cdot \eta_B}{K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 (1 - \eta_B)} = \frac{2 \cdot P_{\text{tot}} \cdot 0,786}{1,5 \cdot 1,2 \cdot 1,2 (1 - 0,786)}$$

$$P_a = 3,4 P_{\text{tot}}$$

Der Faktor 2 im Ansatz erscheint, weil sich die gesamte Verlustleistung auf beide Transistoren einer Gegentakt-B-Stufe gleichmäßig aufteilt. Das Bild 2.1 zeigt ein Diagramm, mit dessen Hilfe für die Transistoren AC 153 K sehr rasch die zulässige Verlustleistung (P_{tot} in Watt) in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur T_U und der Kühlblechgröße F ermittelt werden kann.

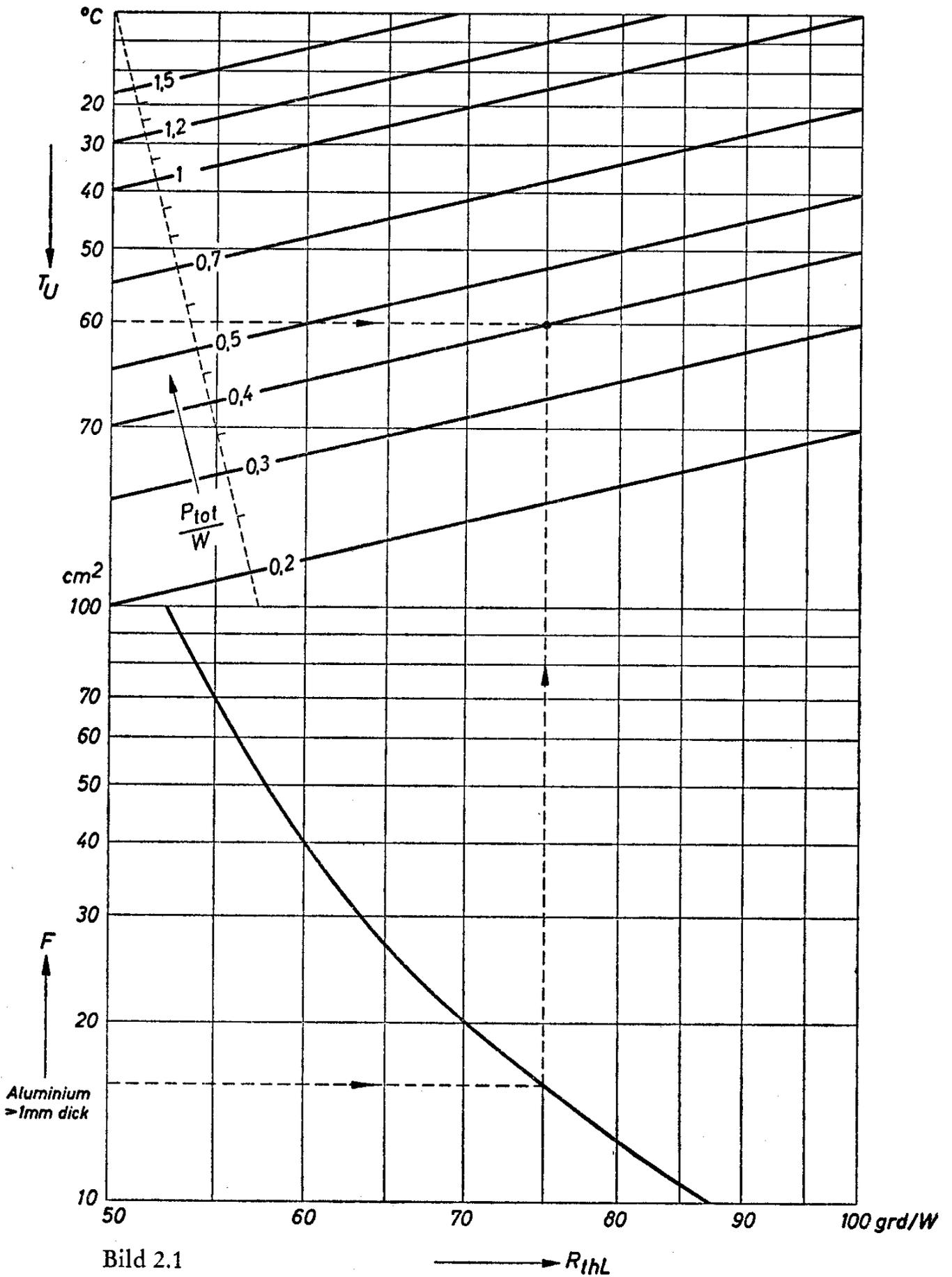


Bild 2.1

Für andere Transistoren kann eine ähnliche Kurve gezeichnet werden, oder man verwendet die später gezeigten allgemeingültigen Kurven.

2.2 Eisenlose Endstufen

In jüngster Zeit gewinnen die eisenlosen Endstufen an Interesse. Man unterscheidet hier grundsätzlich zwei Arten. Die schaltungs-technisch einfachste Lösung ist die mit der geteilten Batteriespannung (Bild 2.2.1). Kann die Batteriespannung nicht unterteilt werden, so muß die Schaltung mit einem verhältnismäßig großen Kondensator

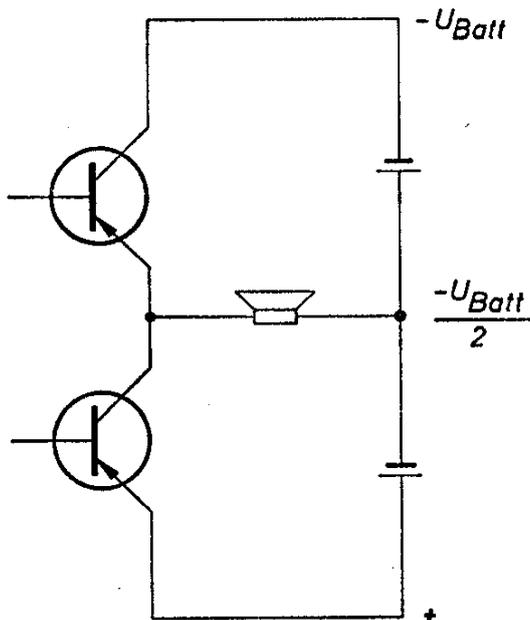


Bild 2.2.1

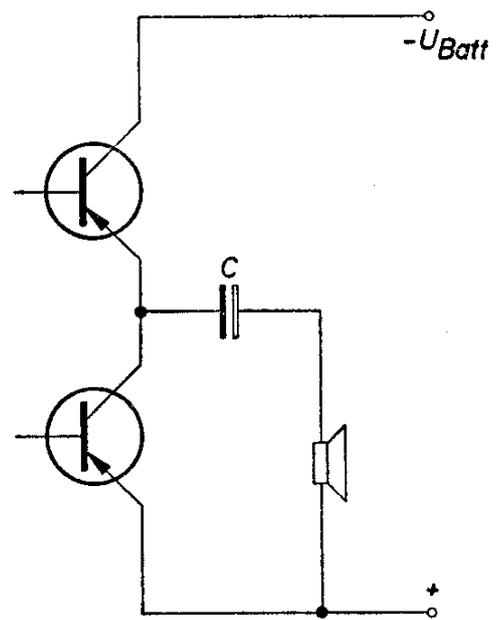


Bild 2.2.2

nach Bild 2.2.2 verwendet werden. In Normalverstärkern bieten eisenlose Endstufen preisliche Vorteile. In Hi-Fi-Verstärkern ermöglichen sie das Erreichen des angestrebten großen Frequenzbereiches. Übertrager begrenzen die untere Grenzfrequenz durch die Größe der Wicklungsinduktivität und die obere Grenzfrequenz durch die Streuinduktivität. Bei Endstufen ohne Ausgangsübertrager ist allerdings zu berücksichtigen, daß der Lautsprecherwiderstand nicht mehr beliebig gewählt werden kann. Es gibt einen festen Zusammenhang zwischen Batteriespannung, Ausgangsleistung und Lastwiderstand, der im Bild 2.3 dargestellt ist. Dieses nur für die überschlägige Abschätzung geeignete Diagramm wurde wie folgt ermittelt:

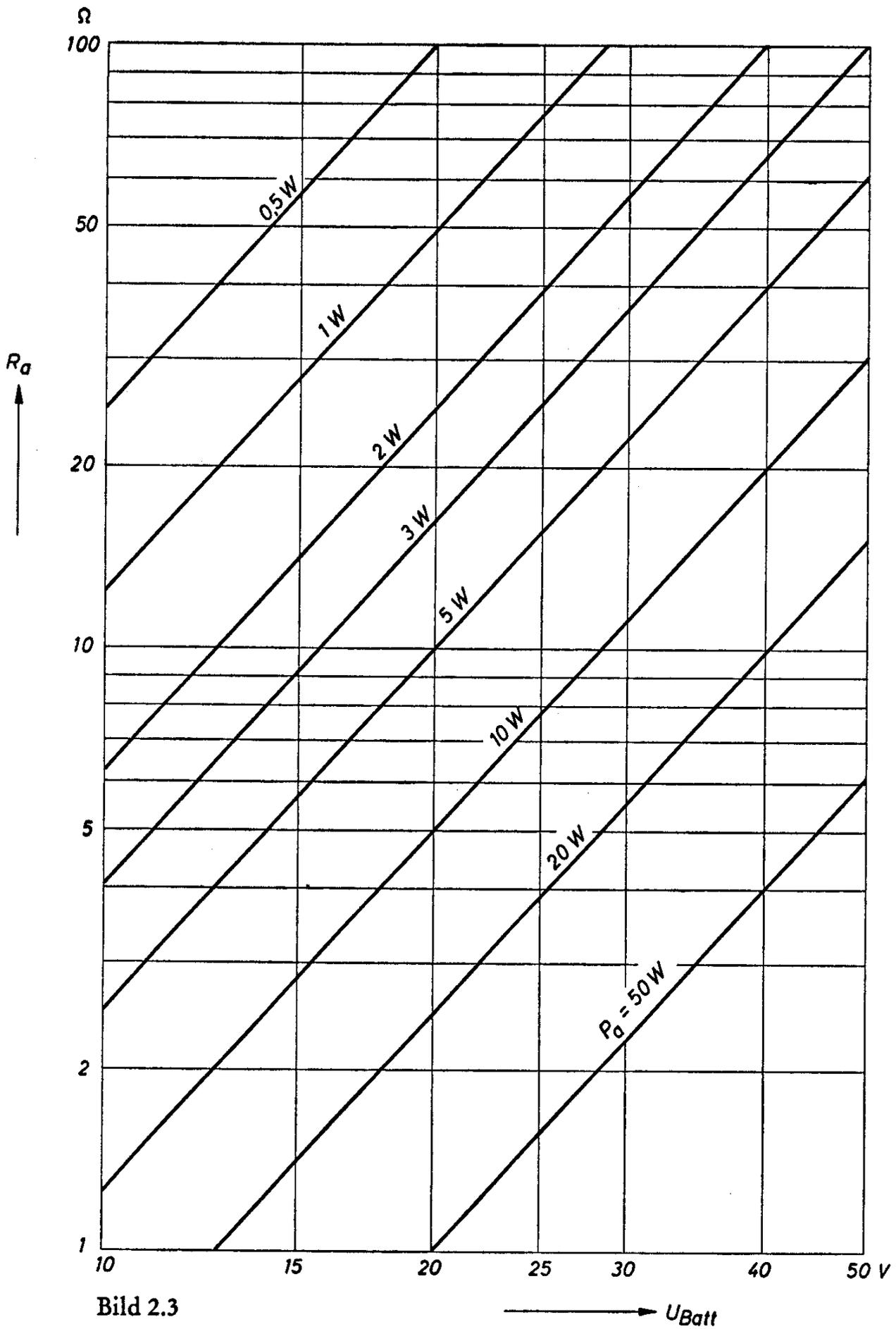


Bild 2.3

Für jeden der beiden Transistoren steht etwa die halbe Batteriespannung zur Verfügung. Die Ausgangsleistung ist deshalb:

$$P_a = \frac{\frac{U_{\text{Batt}}}{2} \cdot I_C}{2} = U_{\text{Batt}} \cdot \frac{I_C}{4}$$

Der Anpassungswiderstand am Ausgang hat die Größe:

$$R_a = \frac{U_{\text{Batt}}}{2 \cdot I_C}$$

$$\text{daraus } I_C = \frac{U_{\text{Batt}}}{2 \cdot R_a}$$

Setzt man in die Gleichung für P_a obige Formel ein, so erhält man:

$$P_a = \frac{U_{\text{Batt}}^2}{8 \cdot R_a}$$

Bei Batteriespannungen über 9 V können für überschlägige Berechnung die Restspannung des Transistors und die anderen Spannungsabfälle vernachlässigt werden.

2.3 Kühlprobleme bei Leistungstransistoren

Das Problem der Wärmeableitung ist bei Transistoren wesentlich anders geartet als bei Elektronenröhren. Während bei Elektronenröhren wegen der hohen Betriebstemperaturen die Wärmeabfuhr vorwiegend durch Strahlung erfolgt, ist eine solche Wärmeableitung bei Transistoren wegen der dort herrschenden niedrigen Betriebstemperaturen nur von untergeordneter Bedeutung. Bei Germaniumtransistoren liegt die für das System maximal zulässige Temperatur, die sogenannte maximale Sperrschichttemperatur, bei 75 bis 90 °C. Für Siliziumtransistoren liegen diese Werte höher, nämlich bei 150 bis 250 °C. Die Verlustwärme muß deshalb durch Wärmeleitung abgeführt werden.

Die am Transistor im Betrieb verbleibende elektrische Leistung wird vorwiegend in der Kollektorsperrschicht in Wärme umgesetzt. Im statischen Betrieb stellt sich dabei in dieser Sperrschicht eine solche Temperatur ein, bei der in der Zeiteinheit die zugeführte Wärmemenge gleich der abgeführten Wärmemenge ist. Der Wärmestrom von der Sperrschicht zur Umgebung kann mit einem elektrischen Strom

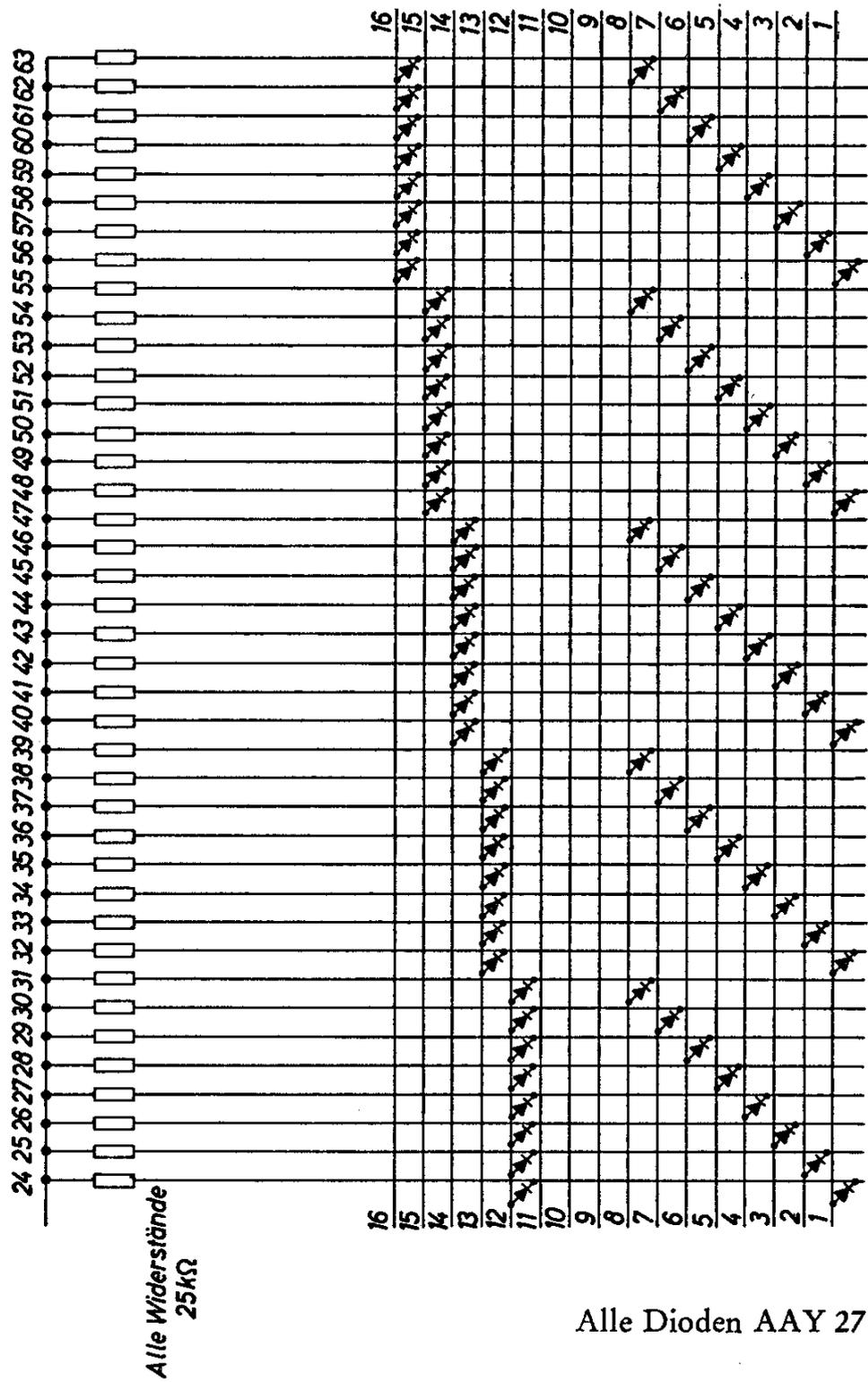


Bild 8.4.2

Von einer 1 cm² großen Kühlfläche wird also bei einer Temperaturdifferenz von 1 grad eine Verlustleistung (-wärme) von 1 bis 1,5 mW abgeführt. Diese Formel gilt nur für kleine Kühlbleche, weil der Zusammenhang zwischen diesen drei Faktoren in Wirklichkeit keineswegs so ideal linear ist, wie es nach der obigen Gleichung zu sein scheint.

Das Bild 2.4 zeigt ein durch Berechnung und durch Versuch ermitteltes Diagramm, aus dem der Wärmewiderstand von Kühlblechen (aus Aluminium $\geq 1,5$ mm dick) $R_{th K}$ in Abhängigkeit von der Fläche F für ruhende Luft und für einen Luftstrom von 1,5 m/s abgelesen werden kann.

Praktisches Beispiel:

An einem Transistor tritt eine Verlustleistung von 5 W auf. Er hat einen inneren Wärmewiderstand von $R_{th G} = 1,5$ grad/W. Die maximale Umgebungstemperatur beträgt 60 °C, die zulässige Sperrschichttemperatur hat den Wert von 90 °C. Daraus ergibt sich für den gesamten Wärmewiderstand $R_{th L}$:

$$R_{th L} = R_{th G} + R_{th K} = \frac{\Delta T}{P_{tot}} = \frac{30}{5} = 6 \text{ grad/W}$$

$$R_{th K} = R_{th L} - R_{th G} = 6 - 1,5 = 4,5 \text{ grad/W}$$

Nach dem Diagramm im Bild 2.4 entspricht diesem Wert von $R_{th K}$ eine Kühlblechfläche von 200 cm² bei ruhender Luft. Um den halben Wert dieses Wärmewiderstandes zu erhalten, bzw. um bei gleicher Temperaturdifferenz die doppelte Verlustleistung zulassen zu können, genügt es jedoch nicht, einfach die Fläche zu verdoppeln, wenn die Wärmequelle an einer Stelle konzentriert ist. Nach Bild 2.4 erhält man einen Wärmewiderstand $R_{th K}$ von $4,5/2 = 2,25$ grad/W bei einer Kühlblechfläche von 500 cm². Der Grund für dieses Ergebnis ist in der ungleichmäßigen Temperaturverteilung über das Kühlblech zu suchen. Die Temperatur sinkt gegen den Rand des Kühlbleches. Hat man jedoch zwei gleichartige Wärmequellen, so kann für jede einzelne die erforderliche Kühlblechgröße ermittelt werden, die dann für die Hälfte der gesamten Verlustleistung gilt. Verdoppelt man nun diese Kühlfläche und montiert man jede der beiden Wärmequellen in der Mitte der zugehörigen Kühlblechfläche, so hat man durch Verdopplung der Kühlfläche auch eine Verdopplung der zulässigen Verlustleistung bei gleicher Temperaturdifferenz ΔT erreicht. Eine solche Anordnung kann z. B. bei Gegentaktendstufen verwendet werden.

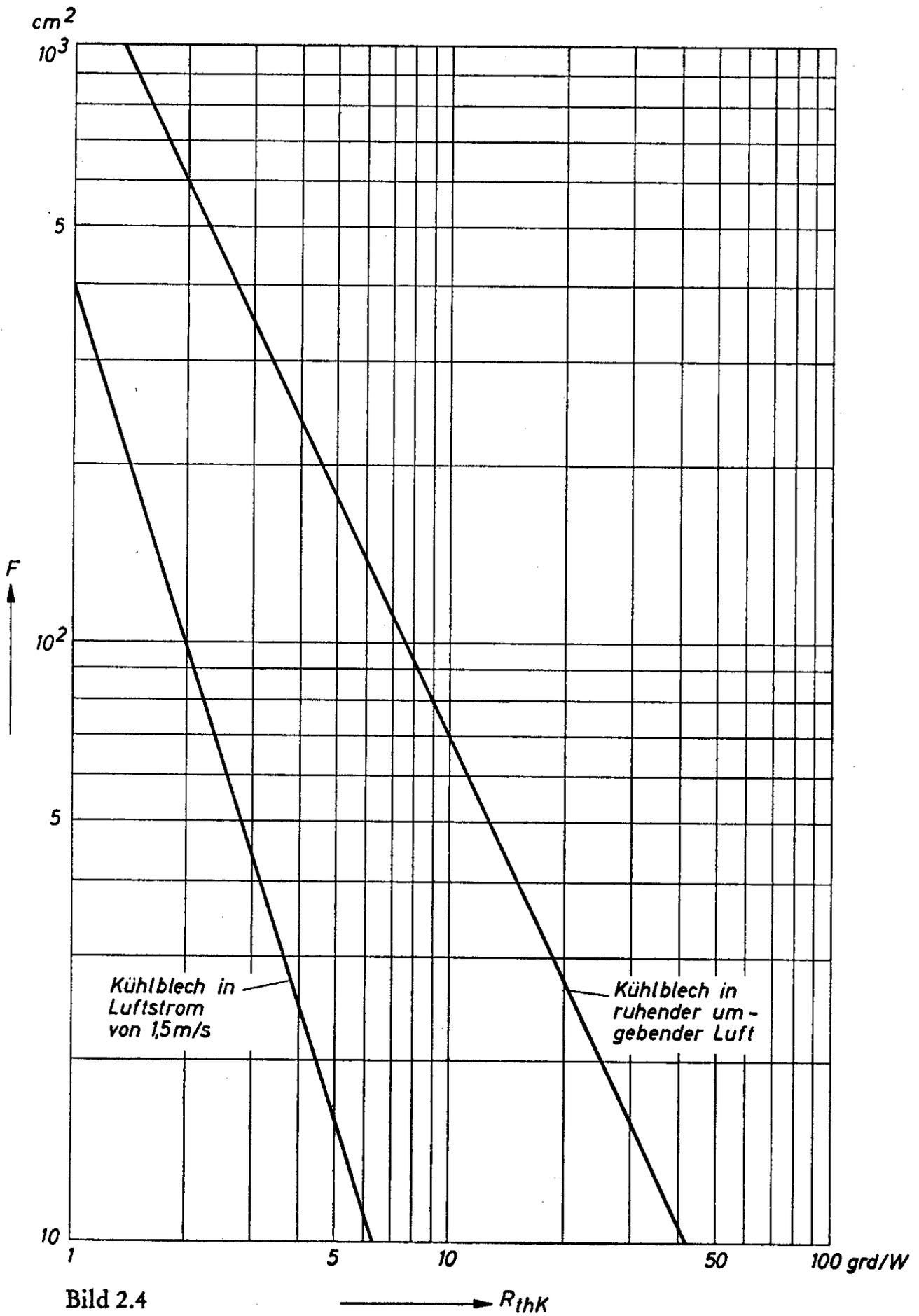


Bild 2.4

2.4 Zusammenstellung von erprobten NF-Verstärkern für eine Ausgangsleistung bis 2 W

In der folgenden Tabelle sind die Angaben über erprobte NF-Verstärker mit modernen Siemens-NF-Transistoren zusammengestellt. Die angegebenen Ausgangsleistungen entsprechen nicht in allen Fällen den mit dem jeweiligen Transistorpaar erzielbaren Maximalwerten, vielmehr sind sie zusammen mit den Batteriespannungen so variiert, daß für alle Anwendungen bis zu Ausgangsleistungen von 2 W ein passendes Beispiel gefunden werden kann.

Bei der Dimensionierung der Verstärker ist jeweils eine Gegenkopplung von etwa 2 : 1 vorgesehen.

Da nicht bei allen Beispielen die Endstufentransistoren voll ausgelastet werden, sind auch die höchsten zulässigen Umgebungstemperaturen $T_{U\max}$ verschieden.

Als Kerne für die Übertrager werden EI-Kerne verwendet. Das Zeichen \times bedeutet wechselsinnige Schichtung der Bleche.

Für die Endstufen sind gepaarte Transistoren vorgesehen.

Die Gegentaktwicklungen der Übertrager sollen möglichst symmetrisch und streuarm sein. Deshalb sind alle mit dem Zeichen (gem.) versehenen Wicklungen zweidrähtig zu wickeln und dann hintereinanderzuschalten. 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. Der in den Tabellen angegebene Widerstand R_{CC} ist der Lastwiderstand 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 Ω kann auch einer 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.

Die Endstufentransistoren müssen mit Schellen auf Kühlblechen montiert werden. Die jeweils erforderliche Kühlblechgröße ist angegeben.

*Gegentaktendstufe 2 × AC 121 (AC 152) mit Treiberstufe AC 151
und Vorstufe AC 151 (Bild 2.5)*

U_{Batt}	6	6	9	12	V
P_a an R_a	0,3	0,5	0,5	0,5	W
R_a	5	5	5	5	Ω
R_{CC}	217	130	288	500	Ω
U_{Eing} (für P_a)	2	3	1	2	mV
R_{Eing} etwa	2	2	2	2	k Ω
I_{CC} etwa	5	8	5	5	mA
I_{C1}	2	2,5	2	1,5	mA
$K(P_a)$	10	10	10	10	%
$K\left(\frac{1}{2}P_a\right)$	4	3	2	2	%
f_u	300	300	150	150	Hz
T_{Umax}	60	60	60	60	$^{\circ}\text{C}$
Kühlblech	20	20	20	20	cm ²
T_1	AC 151	AC 151	AC 151	AC 151	B-Gr. V—VII
T_2	AC 151	AC 151	AC 151	AC 151	B-Gr. VI
T_3, T_4	AC 121	AC 121	AC 121	AC 152	gepaart
D_1	BZY 83/D 1	BZY 83/D 1	BZY 83/D 1	BZY 83/D 1	
Tr. 1	EE 16/4,8	EI 30/10	EI 30/10	EI 30/10	
Mat.	5000 H2	Dyn.-Bl. IV	Dyn.-Bl. IV	Dyn.-Bl. IV	
		0,35	0,35	0,35	
Schichtung		×	×	×	
$n_1 = n'_1$ (gem.)	700	600	600	600	Wdg
$d_1 = d'_1$	0,05	0,06	0,1	0,09	CuL
n_2	1500	1800	3000	3500	Wdg
d_2	0,05	0,07	0,05	0,05	CuL
Tr. 2	EE 16/4,8	EI 30/10	EI 30/10	EI 30/10	
Mat.	5000 H2	Dyn.-Bl. IV	Dyn.-Bl. IV	Dyn.-Bl. IV	
		0,35	0,35	0,35	
Schichtung		×	×	×	
$n_1 = n'_1$ (gem.)	28	40	40	40	Wdg
$d_1 = d'_1$	0,3	0,3	0,34	0,3	CuL
$n_2 = n'_2$ (gem.)	155	165	265	360	Wdg
$d_2 = d'_2$	0,15	0,15	0,1	0,1	CuL

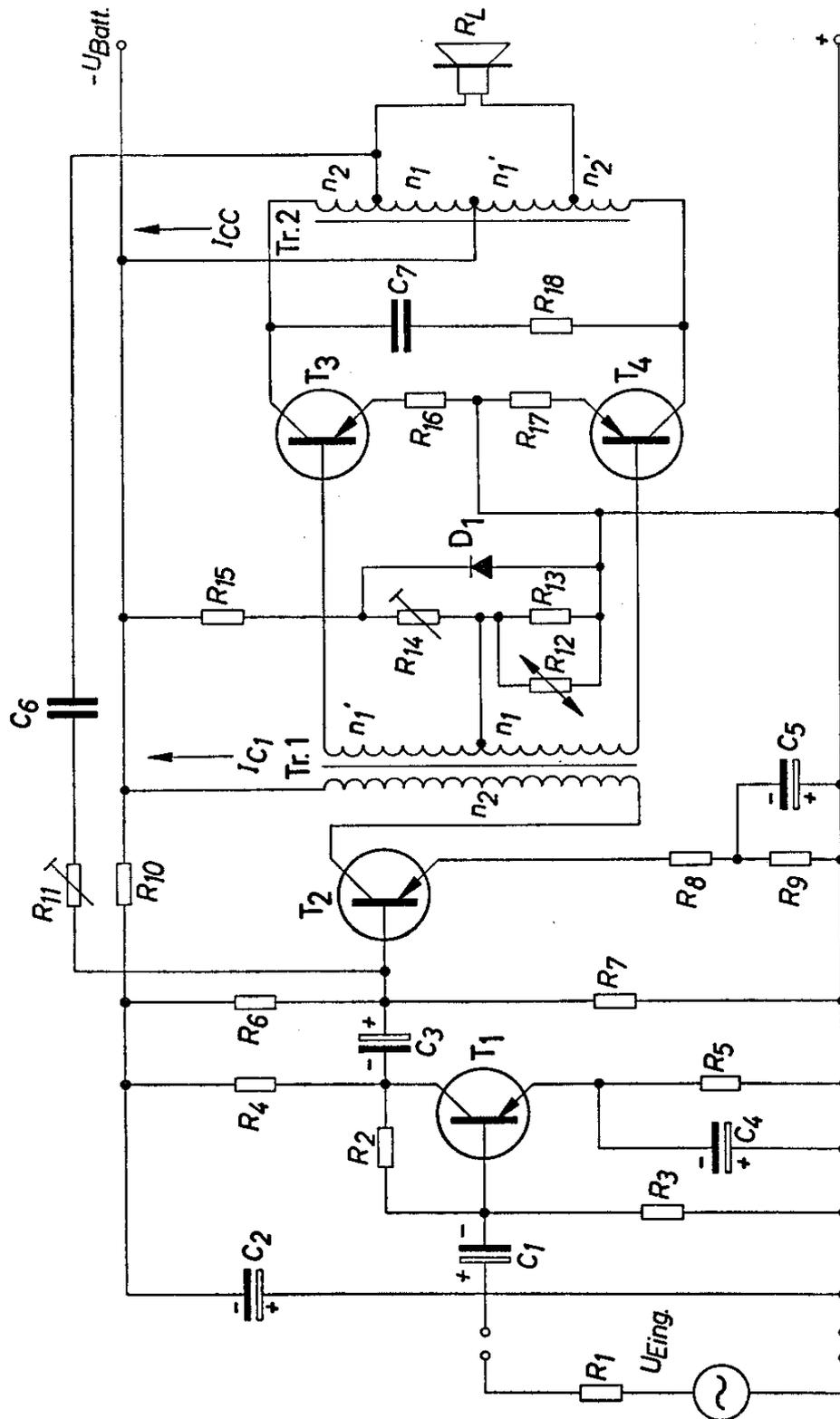


Bild 2.5

U_{Batt}	6	6	9	12	V
P_a an R_a	0,3	0,5	0,5	0,5	W
Widerstände					
R_1	10	10	10	10	k Ω
R_2	20	20	50	50	k Ω
R_3	10	10	10	10	k Ω
R_4	2,5	2,5	5	5	k Ω
R_5	1,2	1,2	1,2	1,2	k Ω
R_6	15	15	25	42	k Ω
R_7	6	6	6	10	k Ω
R_8	—	—	12	20	Ω
R_9	700	600	700	1300	Ω
R_{10}	500	500	500	500	Ω
$R_{11 \text{ max}}$	100	100	100	100	k Ω
R_{12} (Thern. K 15)	500	150	500	500	Ω
R_{13}	2000	800	2000	2000	Ω
$R_{14 \text{ max}}$	1,5	0,5	1,5	1,5	k Ω
R_{15}	3,6	1,2	5	7,5	k Ω
$R_{16} = R_{17}$	3	2	3	5	Ω
R_{18}	200	100	300	500	Ω

Kondensatoren

C_1	2	2	2	2	μF
C_2	100	100	100	100	μF
C_3	10	10	10	10	μF
C_4	100	100	100	100	μF
C_5	100	100	100	100	μF
C_6	1	1	1	1	μF
C_7	0,25	0,5	0,25	0,1	μF

*Gegentaktendstufe 2 × AC 153 mit Treiberstufe AC 151
und Vorstufe AC 151 (Bild 2.5)*

U_{Batt}	6	6	9	9	9	12	12	V
P_a an R_a	1	1,5	1	1,5	2	1	2	W
R_a	5	5	5	5	5	5	5	Ω
R_{CC}	65	40	145	97	78	256	140	Ω
U_{Eing} (für P_a)	6	8	1,5	2	3	2	2	mV
R_{Eing} etwa	2	2	2	2	2	2	2	k Ω
I_{CC} etwa	10	12	10	10	12	8	12	mA

U_{Batt}	6	6	9	9	9	12	12	V
$P_a \text{ an } R_a$	1	1,5	1	1,5	2	1	2	W
I_{C1}	4	6	2,3	2,3	3,5	2,5	3,5	mA
$K(P_a)$	10	10	10	10	10	10	10	%
$K(\frac{1}{2}P_a)$	3	3	2	2	2,5	2	2	%
f_u	150	150	100	100	100	100	100	Hz
$T_{U_{\text{max}}}$	60	55	60	50	40	60	40	°C
Kühlblech	20	40	20	50	50	20	50	cm ²
T_1		AC 151			AC 151			B-Gr. V—VII
T_2		AC 151			AC 151			B-Gr. VI
T_3, T_4		AC 153			AC 153			gepaart
D_1		BZY 83/D 1			BZY 83/D 1			
Tr. 1		EI 30/10			EI 42/14			
Mat.		Dyn.-Bl. IV/0,35			Dyn.-Bl. IV/0,35			
Schichtung		×			×			
$n_1 = n'_1$ (gem.)	400	400	500	420	460	500	450	Wdg
$d_1 = d'_1$	0,11	0,11	0,1	0,1	0,12	0,11	0,12	CuL
n_2	1400	1200	2000	1670	1400	2600	2000	Wdg
d_2	0,09	0,1	0,07	0,08	0,08	0,06	0,06	CuL
Tr. 2		EI 42/14			EI 42/14			
Mat.		Dyn.-Bl. IV/0,35			Dyn.-Bl. IV/0,35			
Schichtung		×			×			
$n_1 = n'_1$ (gem.)	40	30	40	25	30	40	40	Wdg
$d_1 = d'_1$	0,55	0,6	0,5	0,6	0,6	0,5	0,5	CuL
$n_2 = n'_2$ (gem.)	100	55	170	96	90	245	170	Wdg
$d_2 = d'_2$	0,3	0,45	0,3	0,35	0,35	0,24	0,3	CuL
Widerstände								
R_1	10	10	10	10	10	10	10	kΩ
R_2	20	20	50	50	50	50	50	kΩ
R_3	10	10	10	10	10	10	10	kΩ
R_4	2,5	2,5	5	5	5	5	5	kΩ
R_5	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	kΩ
R_6	15	15	25	25	25	42	42	kΩ
R_7	6	6	6	6	6	10	10	kΩ
R_8	—	—	12	12	12	20	20	Ω

U_{Batt}	6	6	9	9	9	12	12	V
$P_a \text{ an } R_a$	1	1,5	1	1,5	2	1	2	W
R_9	250	160	600	600	500	800	560	Ω
R_{10}	500	500	500	500	500	500	500	Ω
$R_{11 \text{ max}}$	100	100	100	100	100	100	100	k Ω
R_{12} (Thern. K 15)	150	150	150	150	150	150	150	Ω
R_{13}	800	800	800	800	800	800	800	Ω
$R_{14 \text{ max}}$	500	500	500	500	500	500	500	Ω
R_{15}	1,2	1,2	1,8	1,8	1,8	2,5	2,5	k Ω
$R_{16} = R_{17}$	0,7	0,5	1	1	0,7	2	1	Ω
R_{18}	100	50	150	100	70	200	150	Ω
Kondensatoren								
C_1	2	2	2	2	2	2	2	μF
C_2	100	100	100	100	100	100	100	μF
C_3	10	10	10	10	10	10	10	μF
C_4	100	100	100	100	100	100	100	μF
C_5	100	100	100	100	100	100	100	μF
C_6	1	1	1	1	1	1	1	μF
C_7	1	1	0,5	0,5	1	0,25	0,5	μF

2.5 Verstärker mit Gegentaktendstufe 7 V, 4 W

Das Bild 2.6 zeigt die Schaltung eines NF-Verstärkers mit den Transistoren AD 148 in der Gegentaktendstufe.

Der Arbeitspunkt dieser Endstufe ist durch eine Siliziumdiode für Änderungen der Batteriespannung zwischen 5 und 8 V stabilisiert. Der eingestellte Ruhestrom ändert sich in dem genannten Spannungsbereich nur geringfügig.

Die thermische Stabilität dieses Arbeitspunktes wird durch den Heißleiter im Basisspannungsteiler und durch die Emitterwiderstände erreicht.

Der Kollektorruehstrom der Endstufe ändert sich im Temperaturbereich 20 bis 60 °C nur um etwa 30%.

Durch Emitterwiderstände sind auch die Vor- und die Treiberstufe stabilisiert.

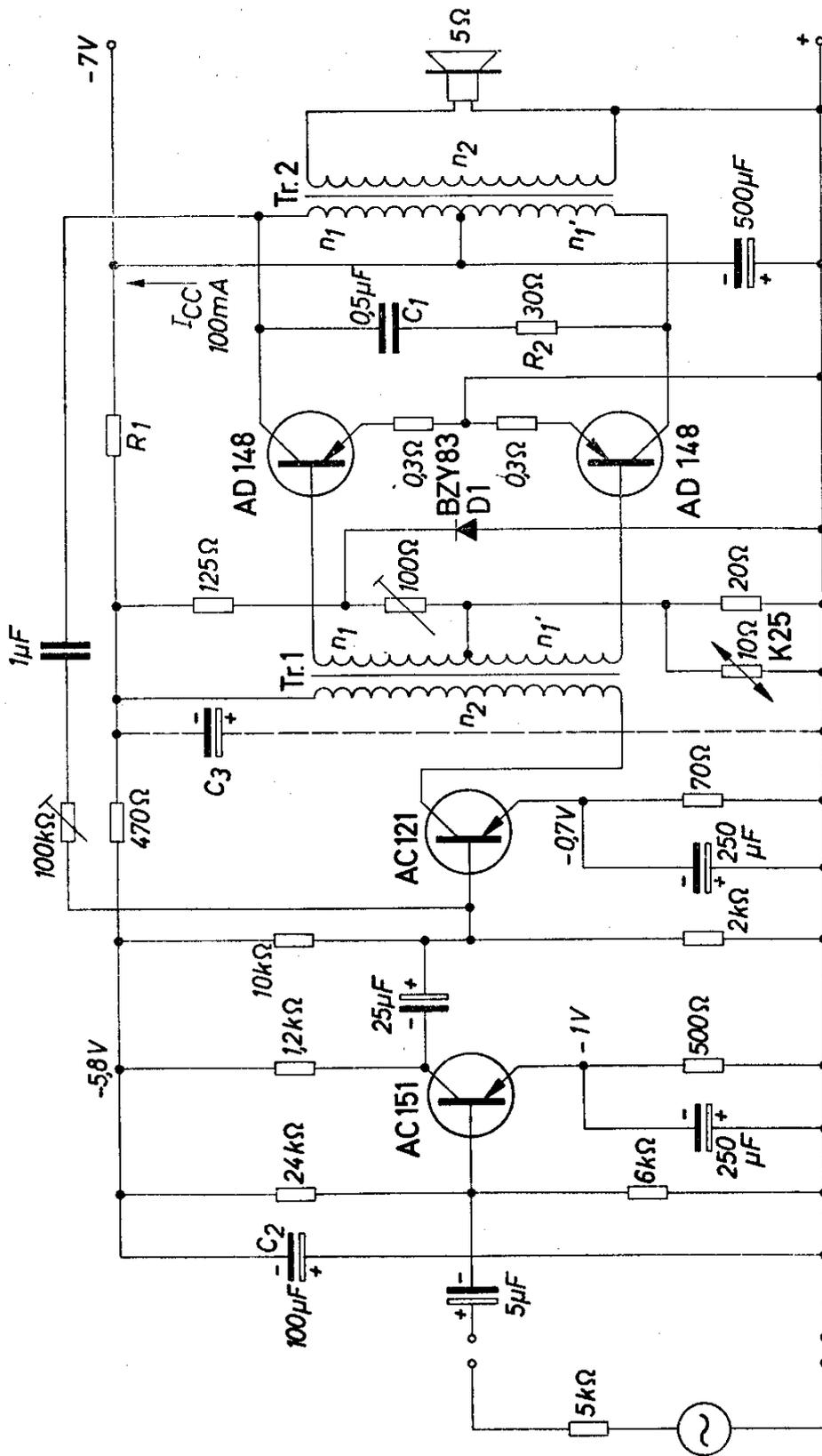
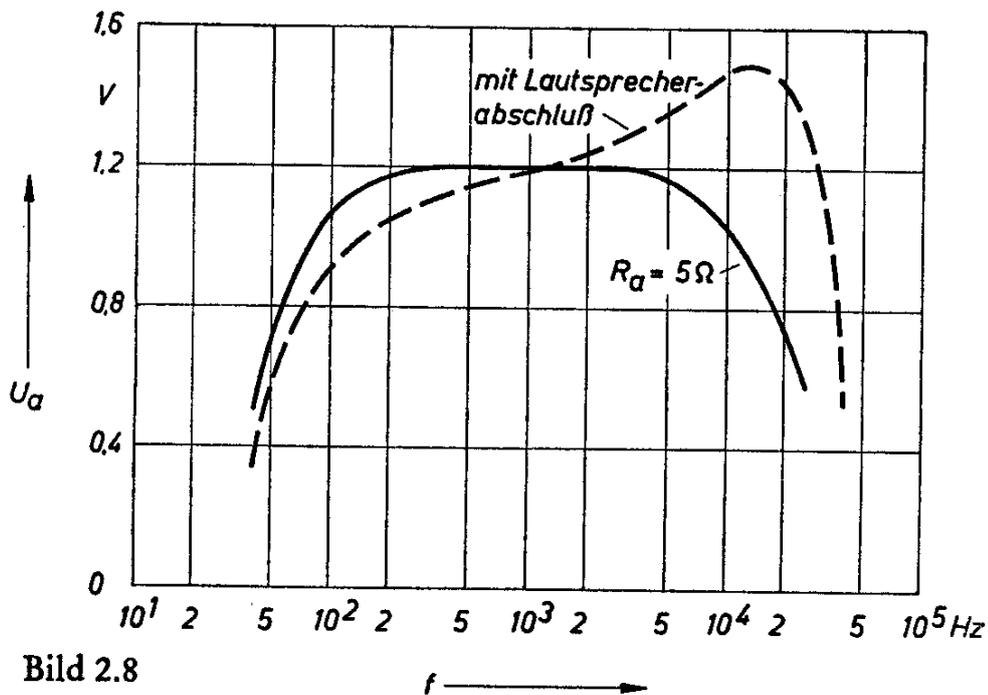
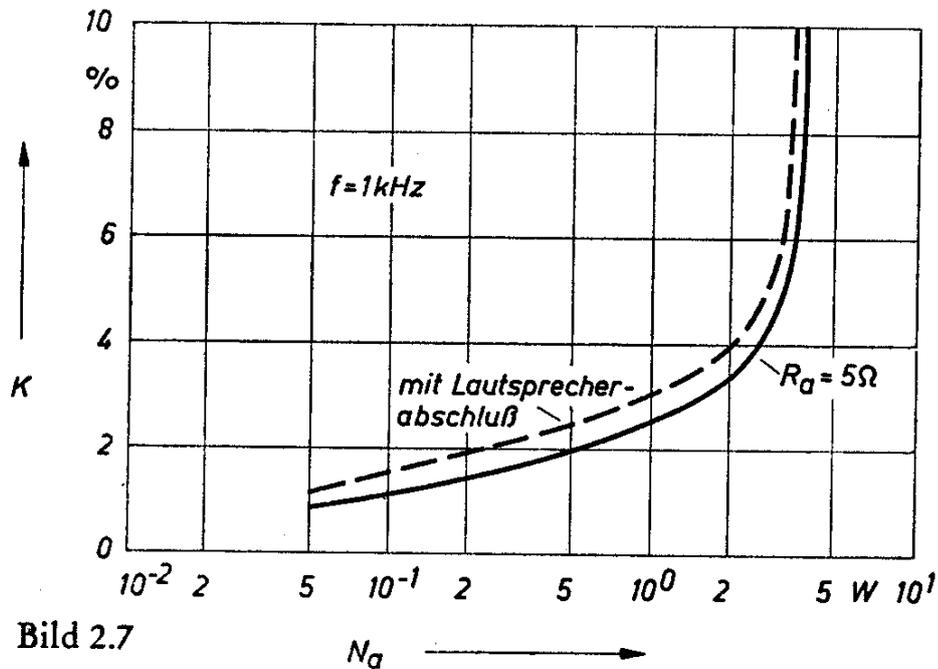


Bild 2.6

Der Klirrfaktor ist bis zur Begrenzung sehr klein, wie aus dem Bild 2.7 hervorgeht. Er wurde mit ohmschem und mit Lautsprecherabschluß gemessen bei einer Gegenkopplung von 2:1.

Im Bild 2.8 ist der Frequenzgang des Verstärkers dargestellt. Bei Abschluß mit einem Lautsprecher von $5\ \Omega$ liegt die 3-dB-Grenze bei 85 Hz bzw. 34 kHz.



Technische Daten

Batteriespannung	7 V
Ausgangsleistung N_a ($K = 10\%$)	4 W
Eingangsspannung für N_a	5 mV
Eingangswiderstand	2 k Ω
Max. Umgebungstemperatur	60 °C
Erforderliche Kühlfläche für beide Transistoren	170 cm ² (Al, 2 mm dick)

Transformatoren

Tr. 1: EI 42/14, Dyn.-Bl. IV/0,35, wechselsinnig geschichtet

$$n_1 = n'_1 = 187 \text{ Wdg } 0,2 \text{ CuL gemeinsam wickeln}$$

$$n_2 = 982 \text{ Wdg } 0,16 \text{ CuL}$$

Tr. 2: EI 42/14, Dyn.-Bl. IV/0,35, wechselsinnig geschichtet

$$n_1 = n'_1 = 82 \text{ Wdg } 0,4 \text{ CuL gemeinsam wickeln}$$

$$n_2 = 81 \text{ Wdg } 0,55 \text{ CuL}$$

Für eine Batteriespannung von 14 V sind folgende Änderungen erforderlich:

$$R_1 = 400 \Omega$$

$$C_1 = 0,1 \mu\text{F}$$

$$R_2 = 120 \Omega$$

$$C_2 = 50 \mu\text{F}$$

$$C_3 = 100 \mu\text{F}$$

Transformator Tr. 2:

$$n_1 = n'_1 = 170 \text{ Wdg } 0,28 \text{ CuL}$$

Bei der 7-V-Ausführung entfallen der Widerstand R_1 und der Kondensator C_3 .

2.6 Verstärker mit Gegentaktendstufe 14 V, 20 W

Bei einer Batteriespannung von 14 V kann mit den Transistoren AD 150 im Gegentaktbetrieb eine Ausgangsleistung von 20 W erzielt werden. Eine dafür geeignete Schaltung zeigt das Bild 2.9. Wegen der verhältnismäßig geringen Abhängigkeit der Stromverstärkung dieser Transistoren vom Kollektorstrom kann bis zu hohen Ausgangsleistungen ein kleiner Klirrfaktor erreicht werden. In diesem Beispiel erfolgt eine Aussteuerung bis zu einem Kollektorspitzen-

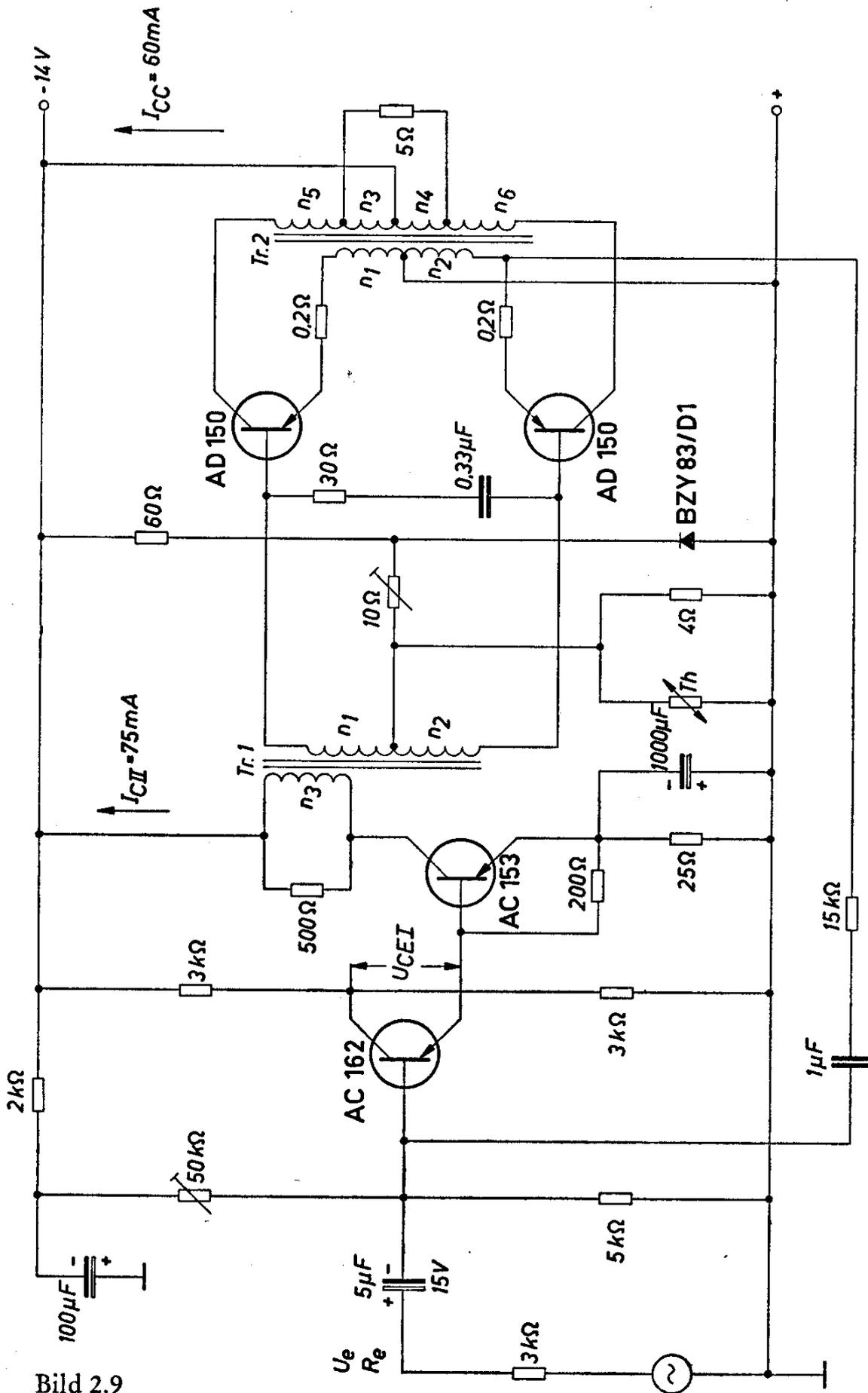


Bild 2.9

strom von 2,5 A. Durch die Wahl eines großen Blechkernes für den Ausgangsübertrager (M 65/27) wird ein guter Wirkungsgrad erreicht. Mit einem Kern M 55/20 müßte für die gleiche Ausgangsleistung ein Kollektorstrom von 3 A angesteuert werden. Der Einfluß der bei diesen Transistoren verhältnismäßig geringen Stromabhängigkeit der Stromverstärkung wird durch eine Gegenkopplung mit Wicklungen des Ausgangsübertragers in den Emitterkreisen weiter vermindert. Die Emitterwiderstände von $0,2 \Omega$ stellen die Gegenkopplung für Gleichströme her, wodurch eine gute Symmetrie der Ruhestrome der beiden Endstufentransistoren erreicht wird. Dadurch ist die thermische Stabilität bis zu hohen Umgebungstemperaturen gewährleistet. Wird jeder der zwei Transistoren AD 150 auf ein Kühlblech von 100 cm^2 montiert, so kann der Verstärker bis zu einer Umgebungstemperatur von $60 \text{ }^\circ\text{C}$ betrieben werden.

Das RC-Glied am Eingang der Endstufe verringert den Generatorwiderstand bei hohen Frequenzen. Ein kleinerer Generatorwiderstand bedeutet eine Änderung der Ansteuerungscharakteristik in Richtung der Spannungseinprägung. Die Grenzfrequenz eines Transistors ist bei Spannungssteuerung wesentlich höher als bei Stromsteuerung (hoher Generatorwiderstand). Durch dieses RC-Glied wird

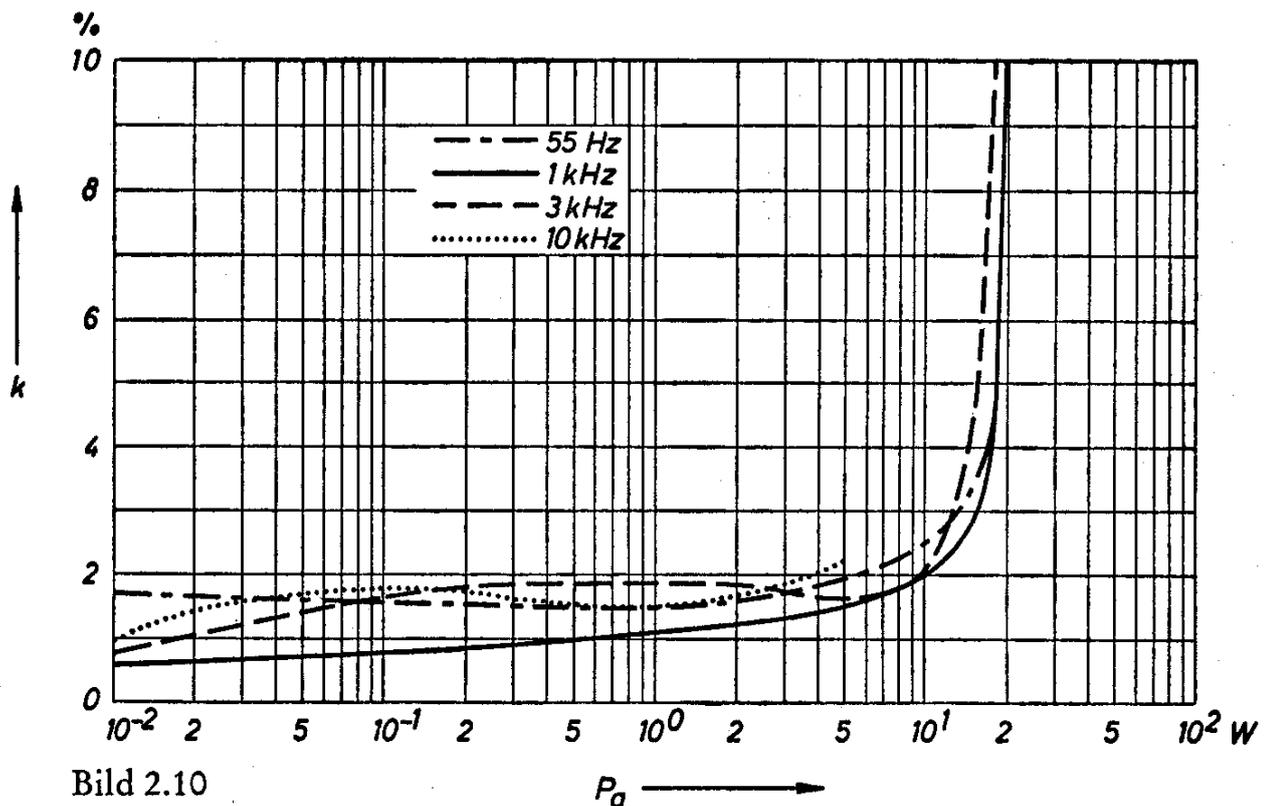


Bild 2.10

P_a →

deshalb der Klirrfaktor bei hohen Frequenzen verringert, allerdings verbunden mit einer Erhöhung der erforderlichen Steuerleistung. Dadurch beträgt in diesem Beispiel die maximale Ausgangsleistung bei einer Frequenz von 10 kHz nur mehr etwa 5 W bei einem Klirrfaktor von etwa 2%. Das Bild 2.10 zeigt die Abhängigkeit des Klirrfaktors von der Ausgangsleistung für verschiedene Frequenzen. Der Frequenzgang des gesamten Verstärkers ist für verschiedene Ausgangsleistungen im Bild 2.11 dargestellt. In diesem Diagramm sind die 3 dB-Grenzfrequenzen eingetragen. Mit einem anderen RC-Glied, z. B. 40 Ω /0,25 μ F kann noch eine Ausgangsleistung von etwa 10 W erzielt werden bei etwa der doppelten Größe des Klirrfaktors. Bei dieser Anordnung hat auch bei einer Ausgangsleistung von 5 W der Klirrfaktor bereits den Wert von etwa 3% bei einer Frequenz von 10 kHz.

Der Ruhestrom der Endstufe ist für Temperaturänderungen durch den Heißleiter Th und für Schwankungen der Batteriespannung durch die Siliziumdiode BZY 83/D1 stabilisiert.

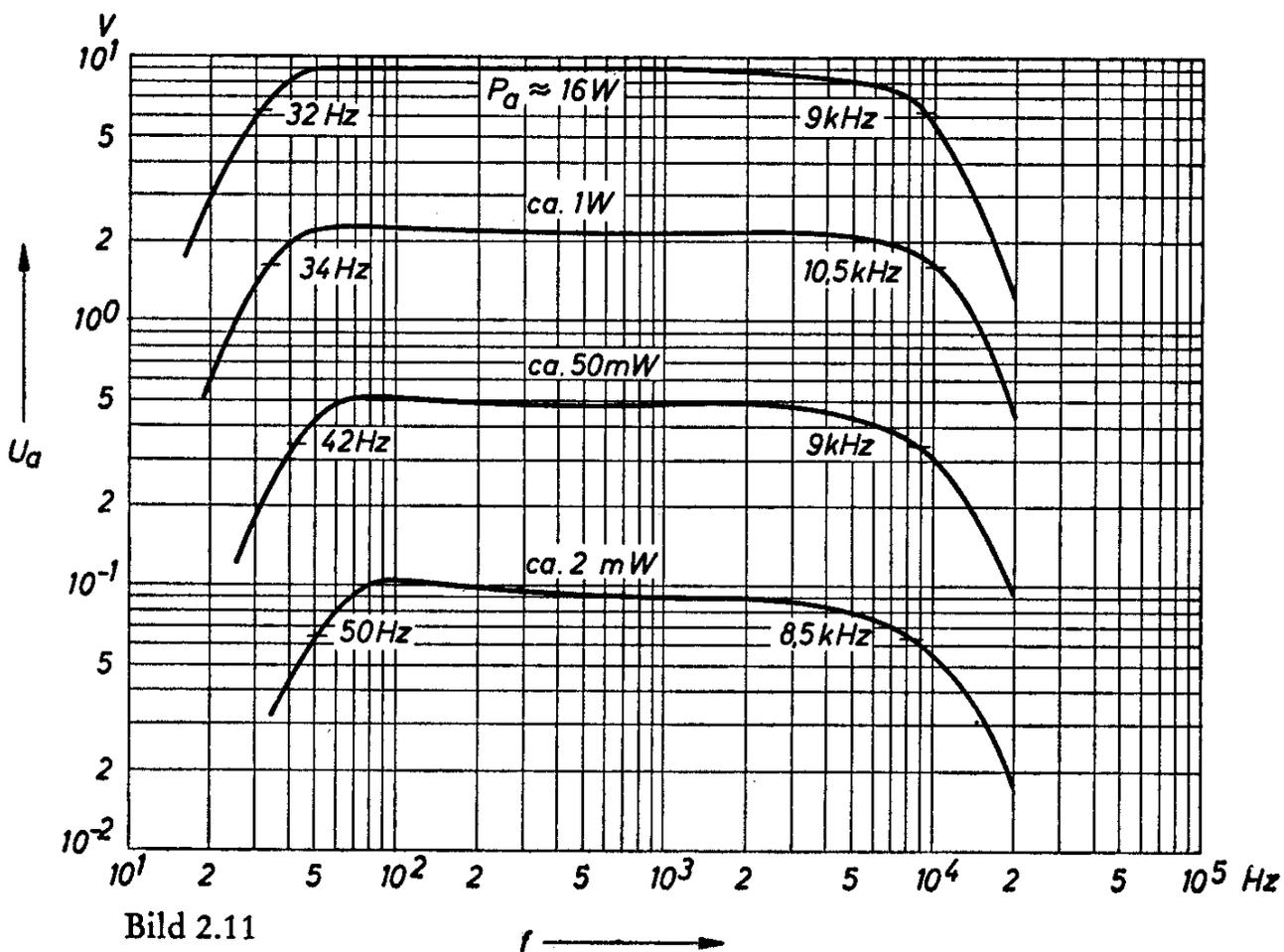


Bild 2.11

Das Übersetzungsverhältnis des Treibertransformators ist klein, weil für die Aussteuerung der Endstufe wegen der Gegenkopplung eine verhältnismäßig hohe Spannung erforderlich ist. Parallel zur Primärwicklung des Treibertransformators ist ein ohmscher Widerstand angeordnet, um den Generatorwiderstand für die Endstufe zu verringern. Außerdem wird dadurch die untere Grenzfrequenz des Verstärkers verkleinert. Für die untere Grenzfrequenz des Treibertransformators gilt:

$$f_u = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot L}$$

Dabei ist der Widerstand R die Parallelschaltung des ohmschen Widerstandes von 500Ω mit dem auf die Primärseite des Übertragers transformierten Eingangswiderstand der Endstufe. Je kleiner dieser Wert ist, um so niedriger liegt bei gegebener Induktivität L die untere Grenzfrequenz f_u . Der Treiberstufe ist ein Transistor AC 162 als Stromverstärker vorgeschaltet. Zur Verbesserung des Klirrfaktors und des Frequenzganges des gesamten Verstärkers erfolgt eine Gegenkopplung von der Endstufe zur Basis dieses Transistors.

Technische Daten

Batteriespannung	14 V
Batteriestrom	
ohne Aussteuerung	350 mA
bei Vollaussteuerung (Mittelwert)	2 A
Maximale Ausgangsleistung $P_{a \max}$	20 W
Eingangsspannung U_e (für $P_{a \max}$)	60 mV
Eingangswiderstand R_e	700 Ω
Maximale Umgebungstemperatur	60 °C

Transformatoren

Tr. 1: M 55/20 Dyn.-Bl. IV/0,35, 0,5 L., je 50% der Bleche paketweise gleichsinnig geschichtet

$$n_1 = n_2 = 215 \text{ Wdg } 0,4 \text{ CuL}$$

$$n_3 = 615 \text{ Wdg } 0,35 \text{ CuL}$$

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

$$n_1 = n_2 = 7 \text{ Wdg } 1,0 \text{ CuL}$$

$$n_3 = n_4 = 45 \text{ Wdg } 1,0 \text{ CuL}$$

$$n_5 = n_6 = 40 \text{ Wdg } 1,0 \text{ CuL}$$

Heißleiter Th: K 15, 4 Ω

2.7 Verstärker mit Eintaktendstufe 7 V, 4 W

Für Eintaktendstufen größerer Leistung sind Transistoren mit guter Wärmeableitung und linearer Verstärkungskennlinie bis zu hohen Kollektorströmen erforderlich. Der Transistor AD 149 erfüllt diese Bedingungen und ermöglicht eine Aussteuerung bis 3 A.

Das Bild 2.12 zeigt die Schaltung für eine Ausgangsleistung von 4 W bei einer Batteriespannung von 7 V.

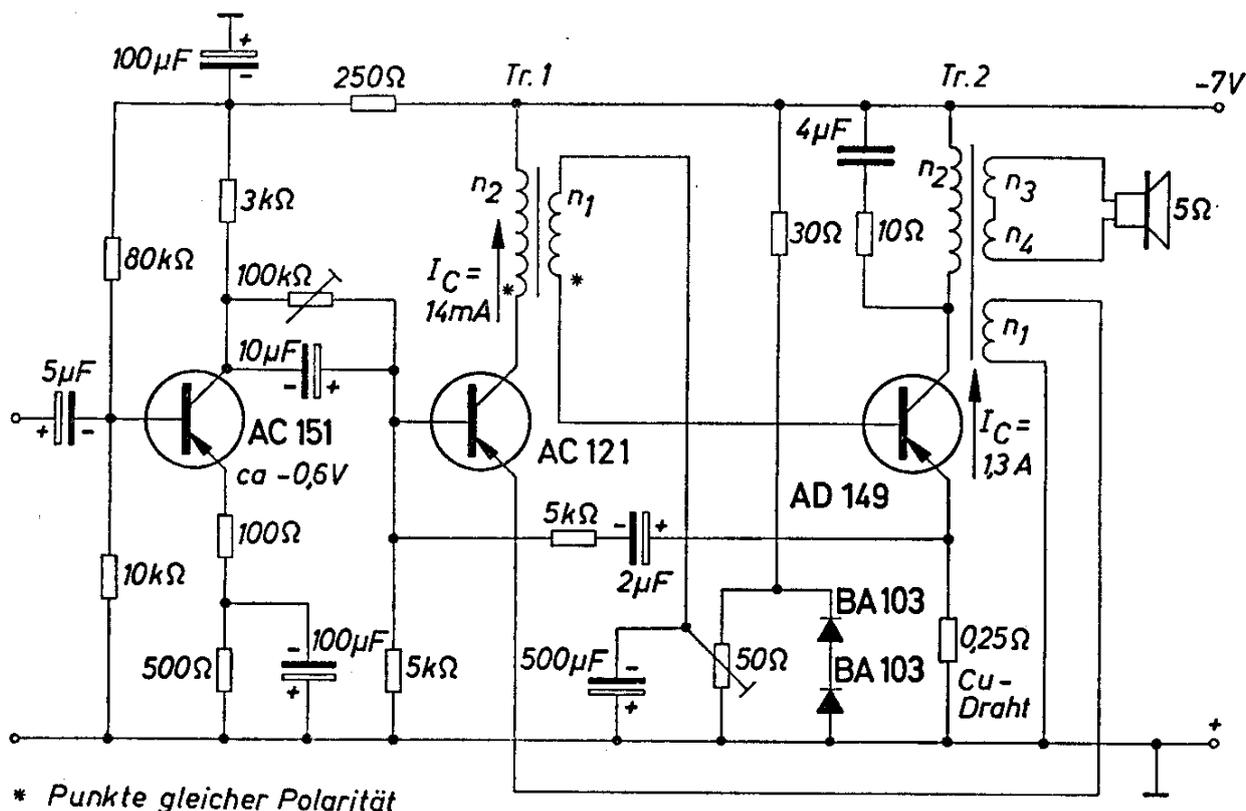


Bild 2.12

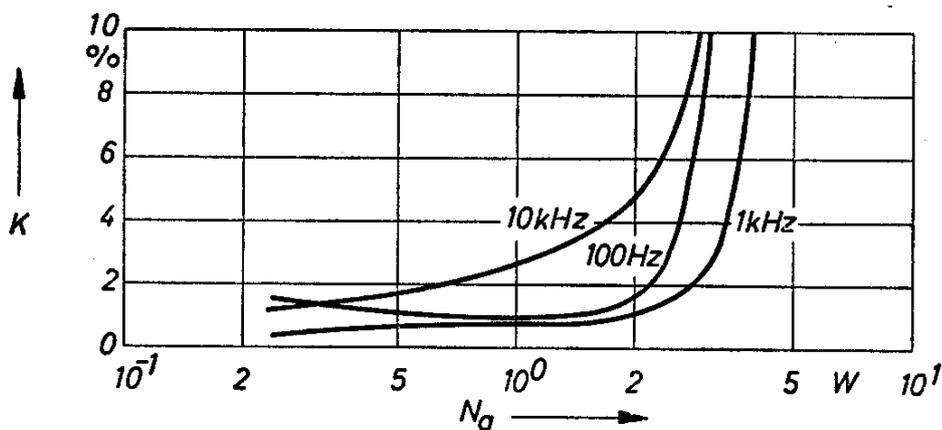


Bild 2.13

Der Klirrfaktor ist aus Bild 2.13 für drei verschiedene Frequenzen ersichtlich. Wegen der verhältnismäßig hohen Grenzfrequenz dieser Transistoren werden auch bei einer Frequenz von 10 kHz noch gute Werte erzielt. Der Frequenzgang und die Abhängigkeit des Klirrfaktors von der Frequenz bei halber und bei einem Viertel der Ausgangsleistung ist im Bild 2.14 dargestellt. Alle Kurven wurden mit

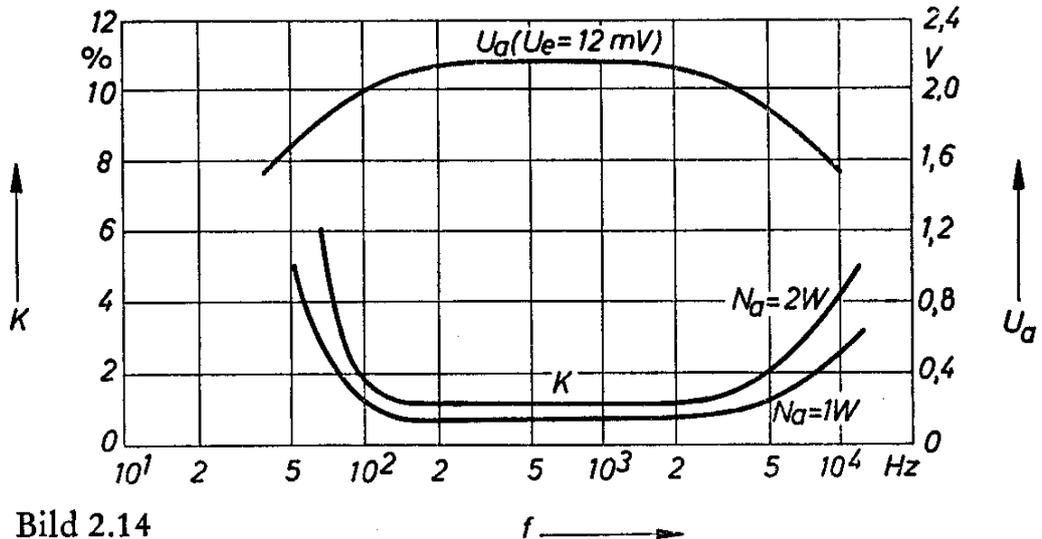


Bild 2.14

ohmscher Last von 5Ω und ohne RC -Glied parallel zum Ausgangsübertrager gemessen. Der Arbeitspunkt der Endstufe ist gegen Änderungen der Batteriespannung gut stabilisiert. Er steigt bei einer Erhöhung der Batteriespannung von 6 auf 8 V um weniger als 10% an. Im Temperaturbereich zwischen 20 und 60°C bleibt der Arbeitspunkt der Endstufe konstant und die Arbeitspunkte der Vorstufen ändern sich nur gering. Der Temperaturgang der Vorstufe wird dazu ausgenutzt, den Arbeitspunkt der Treiberstufe zu stabilisieren.

Technische Daten

Batteriespannung	7 V
Batteriestrom	etwa 1,5 A
Ausgangsleistung	4 W
Eingangsspannung	27 mV
Eingangswiderstand	etwa 5 k Ω
Max. Umgebungstemperatur	60 $^\circ\text{C}$

Transformatoren

Tr. 1: EI 42/14, Dyn.-Bl. IV/0,35, o. L. gleichsinnig geschichtet

$n_1 = 185$ Wdg 0,35 CuL

$n_2 = 1200$ Wdg 0,13 CuL

Tr. 2: EI 60/20, Dyn.-Bl. IV/0,35, 0,2 L., gleichsinnig geschichtet

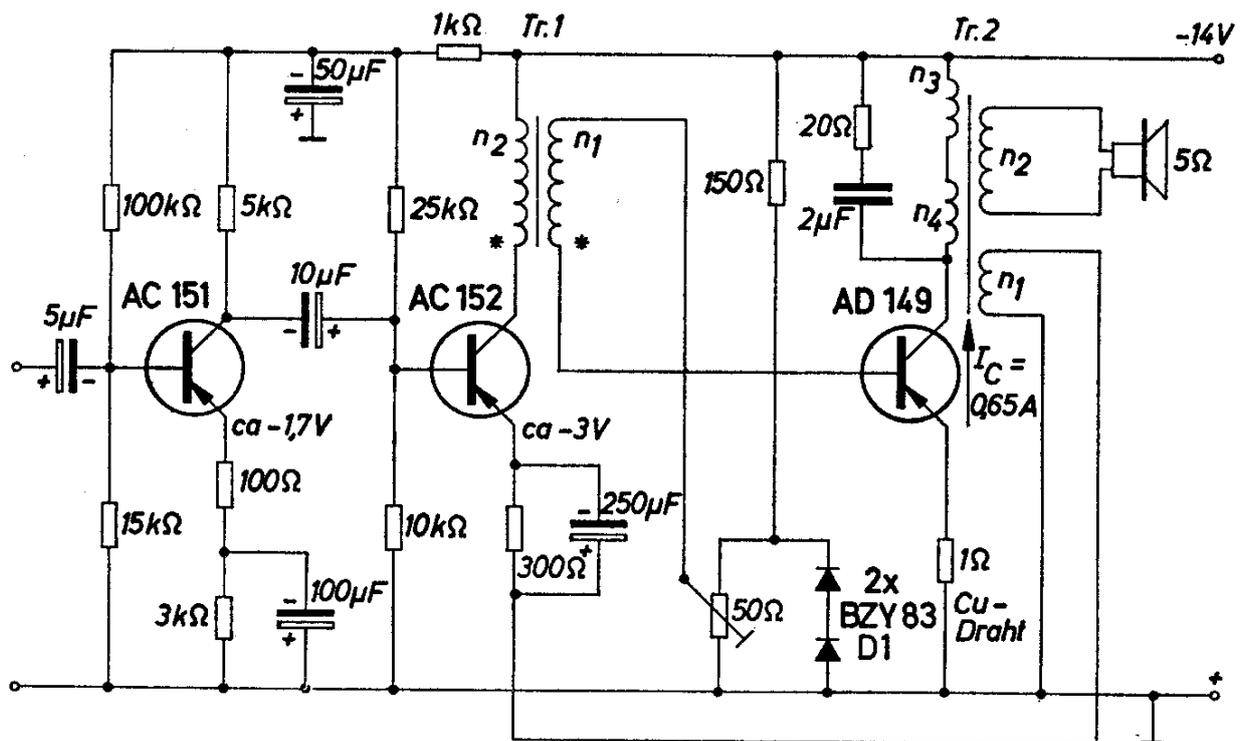
$n_1 = 1$ Wdg 0,25 CuL

$n_2 = n_3 = 75$ Wdg 0,8 CuL gemeinsam wickeln

$n_4 = 5$ Wdg 0,8 CuL

2.8 Verstärker mit Eintaktendstufe 14V, 4W

Durch geringfügige Änderung der Schaltung nach Bild 2.12 wird diese für eine Batteriespannung von 14 V geeignet. Die geänderte Schaltung zeigt das Bild 2.15. Der Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung und von der Frequenz sowie der Frequenzgang sind in den Bildern 2.16 und 2.17 dargestellt. Alle Kurven wurden mit ohmscher Last von 5 Ω und ohne RC-Glied parallel zum Ausgangsübertrager gemessen.



* Punkte gleicher Polarität

Bild 2.15

Technische Daten

Batteriespannung	14 V
Batteriestrom	etwa 0,75 A
Ausgangsleistung	4 W
Eingangsspannung	9 mV
Eingangswiderstand	etwa 6 k Ω
Max. Umgebungstemperatur	60 °C

Transformatoren

Tr. 1: EI 42/14, Dyn.-Bl. IV/0,35 o. L., gleichsinnig geschichtet

$$n_1 = 150 \text{ Wdg } 0,45 \text{ CuL}$$

$$n_2 = 1200 \text{ Wdg } 0,15 \text{ CuL}$$

Tr. 2: EI 60/20, Dyn.-Bl. IV/0,35, 0,2 L., gleichsinnig geschichtet

$$n_1 = 1 \text{ Wdg } 0,25 \text{ CuL}$$

$$n_2 = 100 \text{ Wdg } 0,7 \text{ CuL} \left. \vphantom{n_2} \right\} \text{ gemeinsam wickeln}$$

$$n_3 = 100 \text{ Wdg } 0,5 \text{ CuL}$$

$$n_4 = 80 \text{ Wdg } 0,5 \text{ CuL}$$

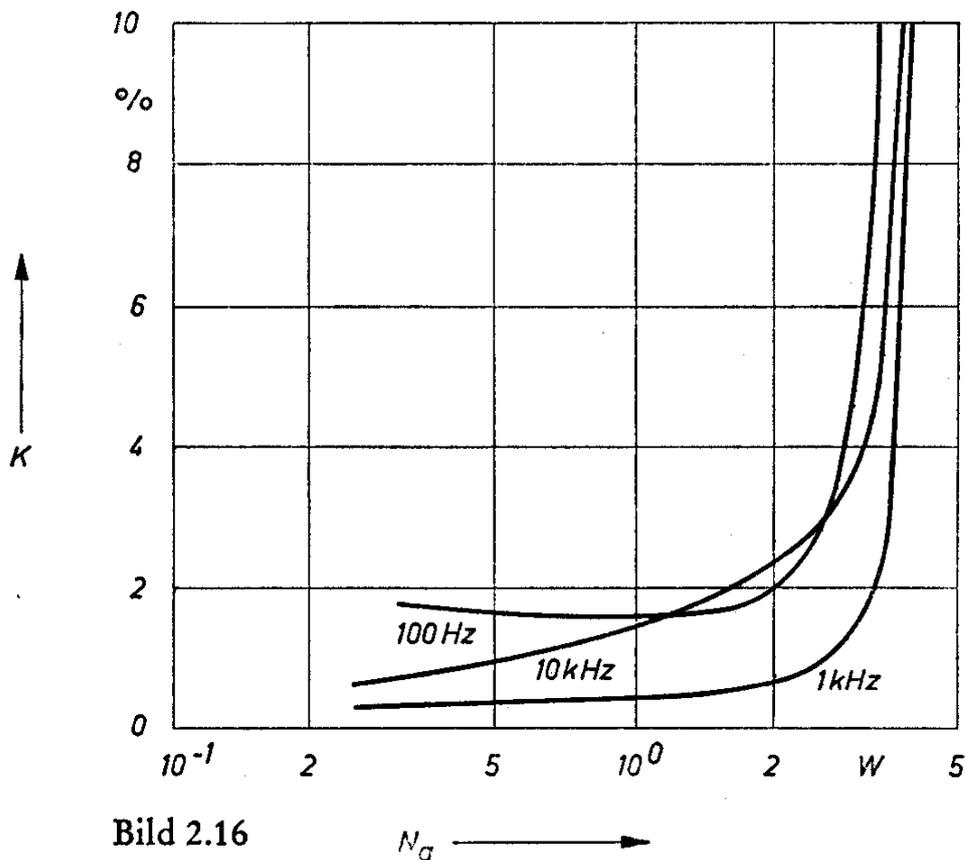


Bild 2.16

N_α →

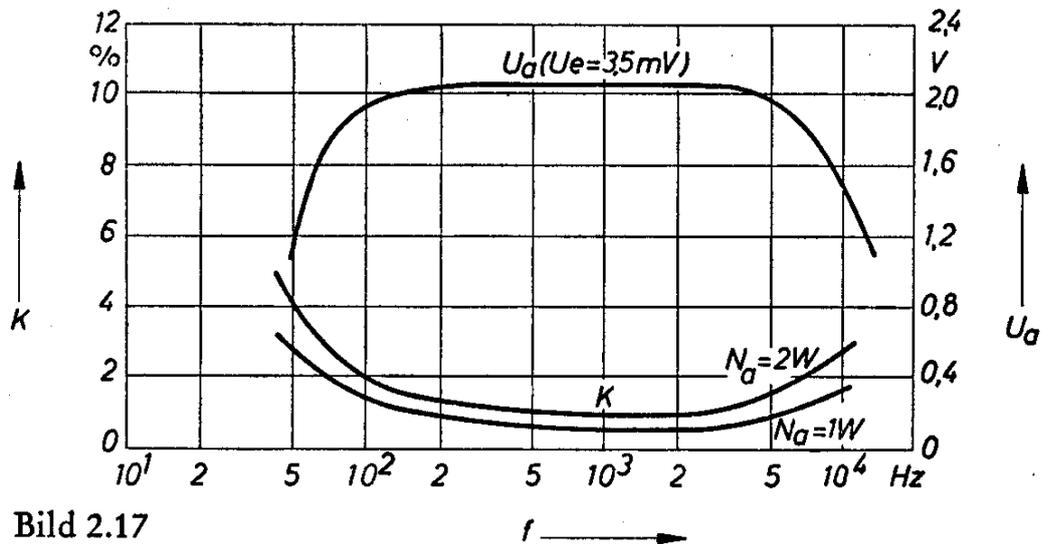


Bild 2.17

2.9 Verstärker mit Eintaktendstufe 30 V, 2 W

Die Verwendung von hohen Versorgungsspannungen für NF-Verstärker bringt eine Reihe von Vorteilen. Der Spitzenwert des Kollektorwechselstromes ist kleiner als bei Verstärkern gleicher Leistung, die mit niedriger Batteriespannung betrieben werden. Dadurch wird der Einfluß der Kennlinienkrümmung auf die Verzerrung des Ausgangssignals geringer. Wird die Versorgungsspannung mit einem Netzgerät erzeugt, so ist die Siebung um so einfacher und billiger, je kleiner der maximal entnommene Strom ist.

Die Leistungsverstärkung der Transistoren steigt mit der Batteriespannung. Im Niederfrequenzgebiet hat der Ausgangswiderstand eines Transistors in Emitterschaltung immer einen viel höheren Wert als der Arbeitswiderstand. Je höher nun die Batteriespannung ist, um so größer kann der Wert des Arbeitswiderstandes werden bei gleicher Ausgangsleistung. Die Spannungsverstärkung ist abhängig vom Verhältnis zwischen Eingangswiderstand und Lastwiderstand. Ein höherer Wert des Arbeitswiderstandes ergibt auch eine größere Spannungsverstärkung und damit Leistungsverstärkung.

Bei Verstärkern, die mit einer hohen Batteriespannung betrieben werden, kann deshalb eine starke Gegenkopplung vorgesehen werden, ohne daß dabei die Gesamtverstärkung gegenüber einem Verstärker mit niedriger Betriebsspannung verringert wird.

Die obere Grenze für die Höhe der Versorgungsspannung wird durch die für die Transistoren zulässige Sperrspannung festgelegt. In einer NF-Verstärkerstufe mit Ausgangsübertrager tritt am Kollektor des Transistors eine Sperrspannung auf, die doppelt so hoch ist wie die Batteriespannung.

Für solche Verstärkerstufen mit Germaniumtransistoren soll die Batteriespannung nicht höher als 30 V gewählt werden.

Das Bild 2.18 zeigt die Schaltung eines NF-Verstärkers, bestehend aus Vorstufe, Treiberstufe und Eintakt-A-Endstufe mit einer Ausgangsleistung von 2 W. Die Batteriespannung beträgt 30 V.

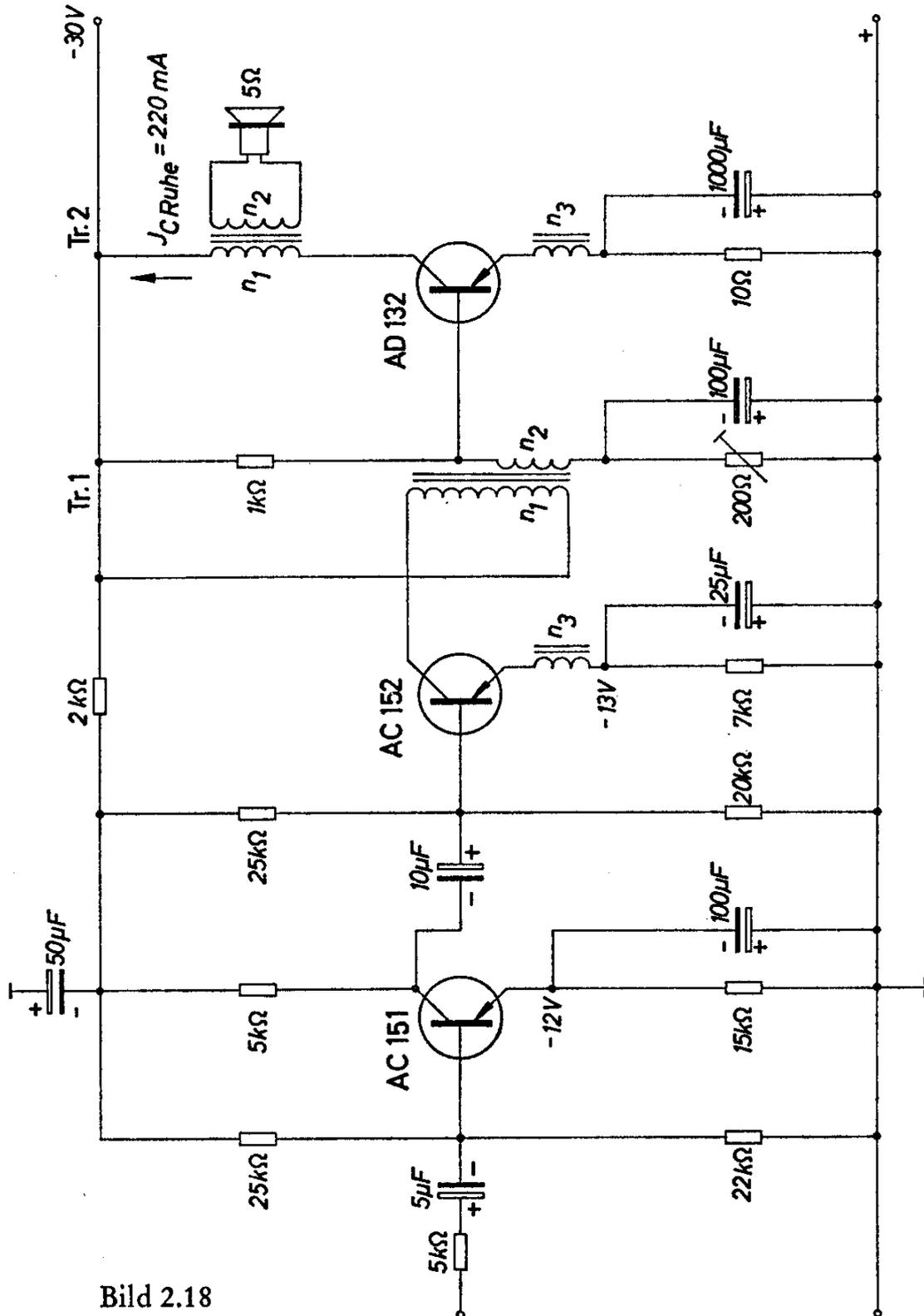


Bild 2.18

Sowohl in der Treiberstufe wie auch in der Endstufe ist eine starke Gegenkopplung vorgesehen.

Die Kollektorspannung an den Transistoren der Vorstufe und der Treiberstufe ist mit Hilfe von Emitterwiderständen so weit herabgesetzt, daß hier Transistoren mit kleinerer Sperrspannung verwendet werden können. Gleichzeitig erreicht man damit eine gute Stabilisierung des Gleichstromarbeitspunktes gegenüber Temperaturschwankungen.

Auch im Emitterkreis der Endstufe wurde ein Widerstand mit einem verhältnismäßig hohen Wert angeordnet, der zusammen mit dem niederohmigen Spannungsteiler an der Basis eine gute Arbeitspunktstabilisierung ergibt. Dies ist hier besonders wichtig, weil jede Stromerhöhung ein starkes Ansteigen der Verlustleistung am Transistor, besonders im Leerlaufbetrieb, zur Folge hat.

Der Endstufentransistor muß gut gekühlt werden. Die Größe des erforderlichen Kühlblechs ist abhängig davon, mit welcher höchsten Umgebungstemperatur im Betrieb gerechnet werden muß. Die Nennlast am Transistor beträgt im Leerlauf 5,3 W. Der Eingangsübertrager soll so angeschlossen werden, daß sich die von den Gleichströmen durch die Wicklungen n_1 und n_2 hervorgerufenen Vormagnetisierungen in ihrer Wirkung kompensieren.

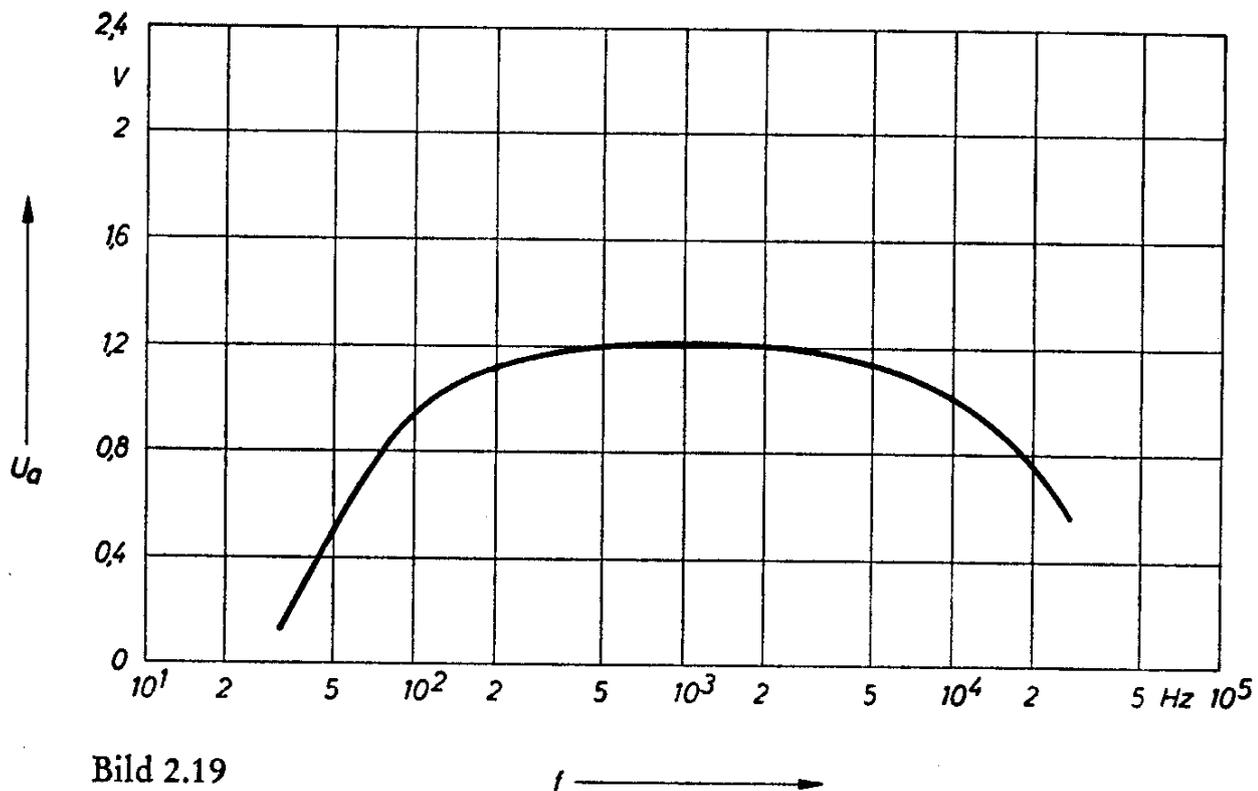


Bild 2.19

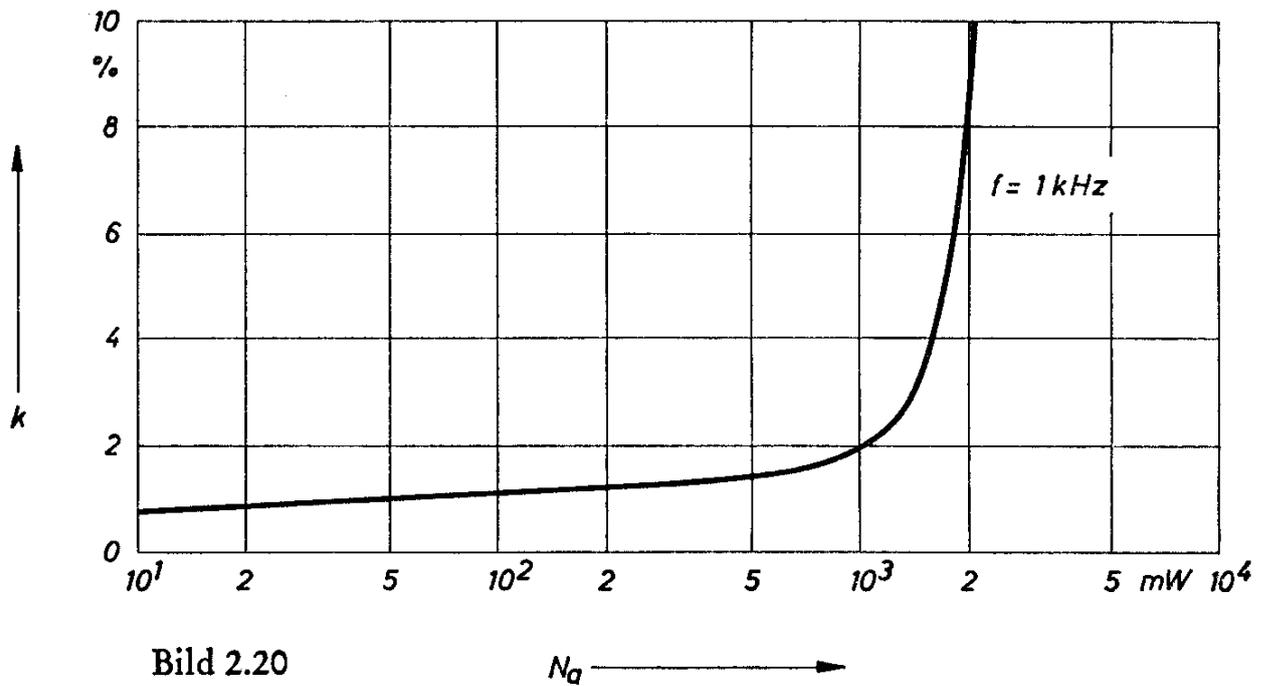


Bild 2.20

N_a →

Das Bild 2.19 zeigt die Frequenzabhängigkeit der Amplitude der Ausgangsspannung (ohne Vorstufen), das Bild 2.20 gibt die Höhe des Klirrfaktors in Abhängigkeit der Ausgangsleistung an.

Technische Daten

Batteriespannung	30 V
Batteriestrom	250 mA
Ausgangsleistung	2 W
Frequenzbereich	70 Hz bis 16 kHz
	(— 3 dB bezogen auf 1 kHz)

Eingangsspannung für Vollaussteuerung < 5 mV

Rauschabstand bei offenem Eingang > 60 dB

(Vorstufe: AC 151 rauscharm)

Transformatoren

Tr. 1: EI 30/10, Dyn.-Bl. IV/0,35; o. L.; wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 2400$ Wdg 0,06 CuL

$n_2 = 240$ Wdg 0,18 CuL

$n_3 = 20$ Wdg 0,1 CuL

Tr. 2: EI 42/14, Dyn.-Bl. IV/0,35; 0,2 mm L.; gleichsinnig geschichtet

$n_1 = 500$ Wdg 0,22 CuL

$n_2 = 130$ Wdg 0,4 CuL

$n_3 = 15$ Wdg 0,22 CuL

2.10 Verstärker mit Eintaktendstufe 30 V, 4 W

Das Bild 2.21 zeigt eine Abwandlung der oben beschriebenen Schaltung für eine Ausgangsleistung von 4 W. Den Frequenzgang zeigt das Bild 2.22, die Höhe des Klirrfaktors in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung das Bild 2.23.

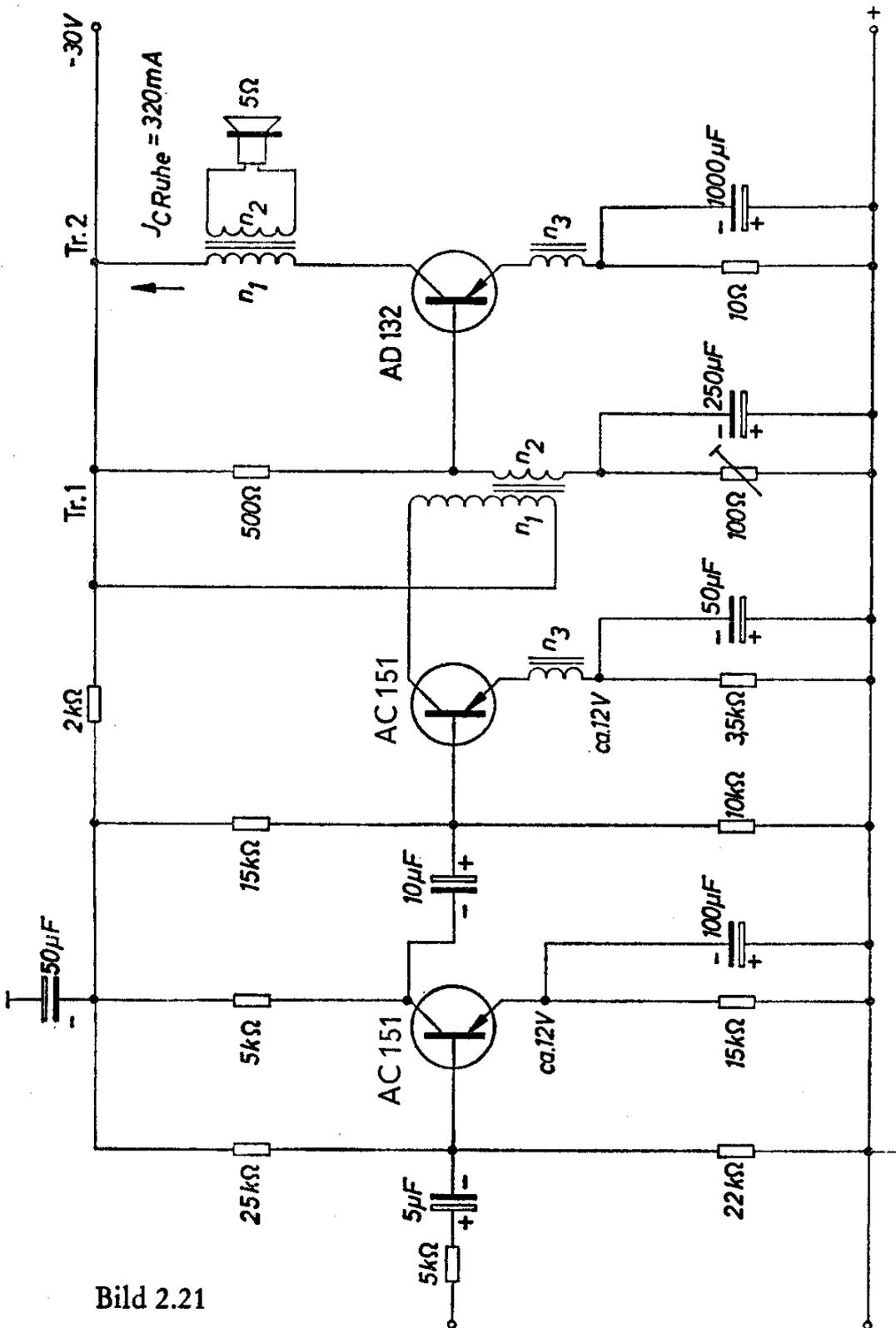


Bild 2.21

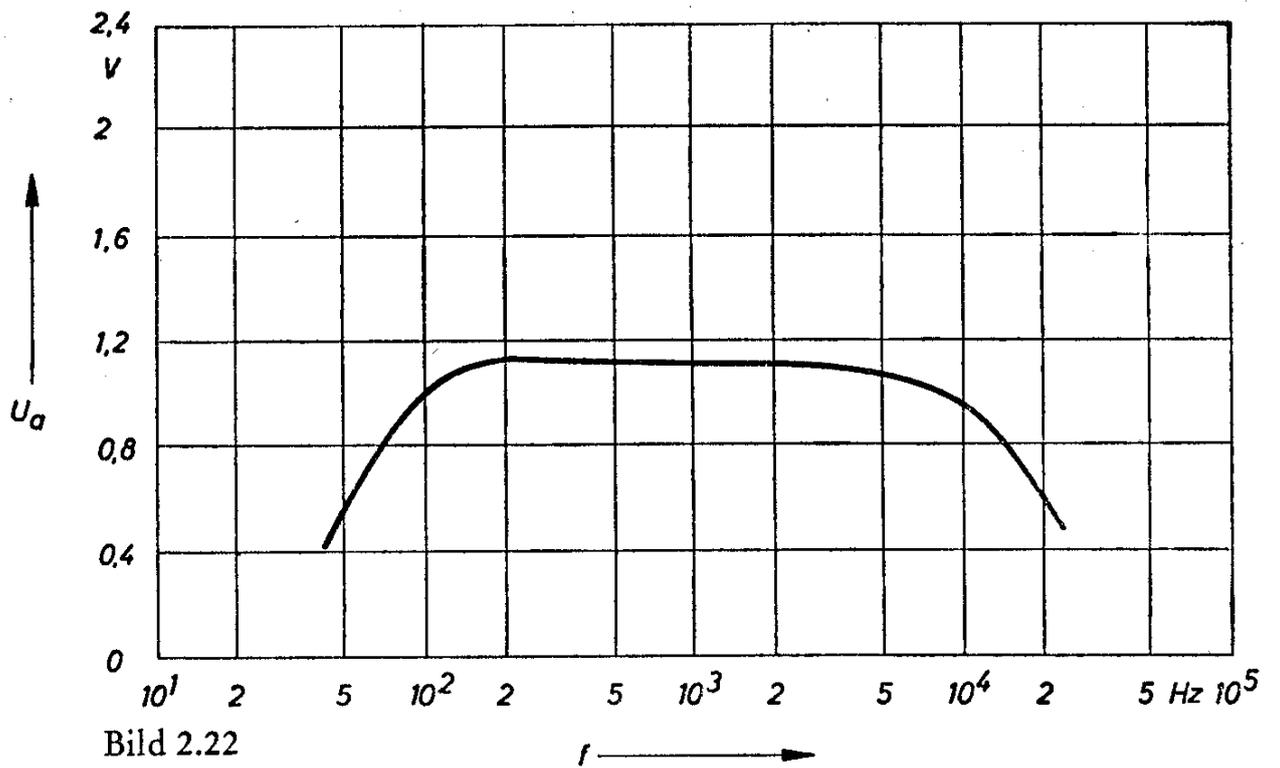


Bild 2.22

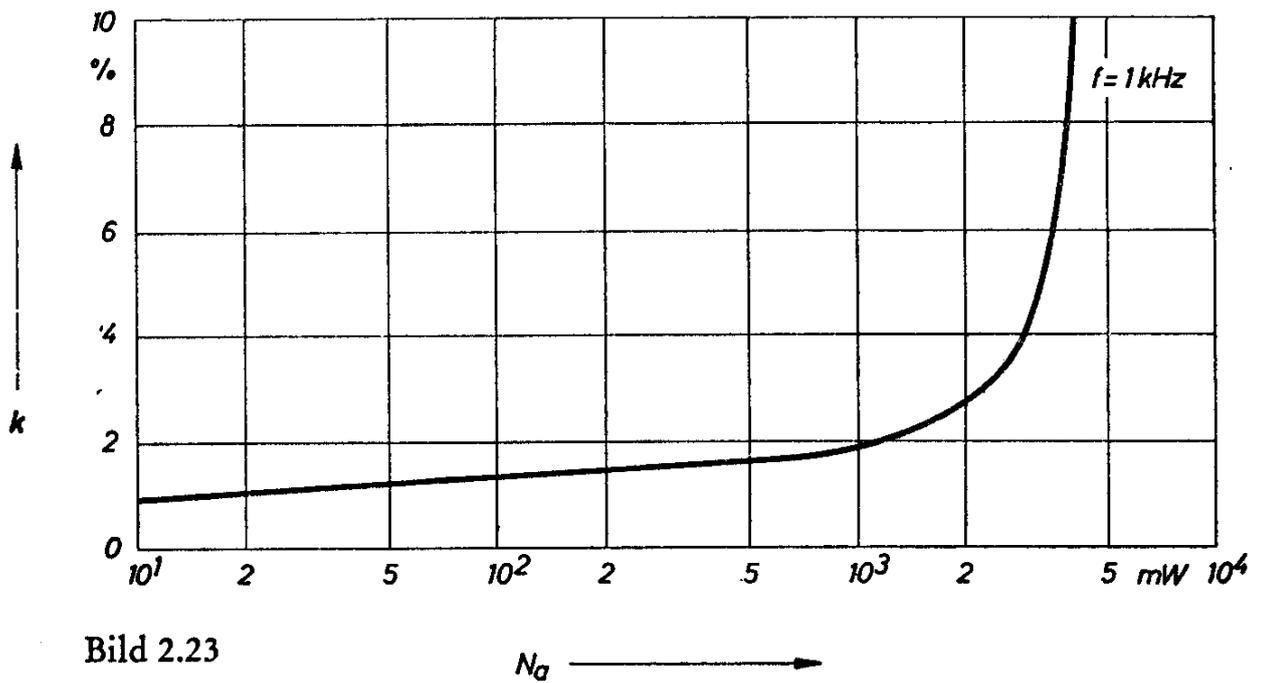


Bild 2.23

Technische Daten

Batteriespannung	30 V
Batteriestrom	400 mA
Ausgangsleistung	4 W
Frequenzbereich	70 Hz bis 15 kHz

Eingangsspannung für Vollaussteuerung	<	9 mV
Rauschabstand bei offenem Eingang (Vorstufe AC 151 rauscharm)	>	60 dB

Transformatoren

Tr. 1: EI 42/14, Dyn.-Bl. IV/0,35; o. L.; wechselsinnig geschichtet

$$n_1 = 3600 \text{ Wdg } 0,08 \text{ CuL}$$

$$n_2 = 300 \text{ Wdg } 0,25 \text{ CuL}$$

$$n_3 = 25 \text{ Wdg } 0,25 \text{ CuL}$$

Tr. 2: EI 54/18, Dyn.-Bl. IV/0,35, 0,4 mm L.; gleichsinnig geschichtet

$$n_1 = 350 \text{ Wdg } 0,4 \text{ CuL}$$

$$n_2 = 92 \text{ Wdg } 0,75 \text{ CuL}$$

$$n_3 = 9 \text{ Wdg } 0,4 \text{ CuL}$$

2.11 Eisenloser Niederfrequenzverstärker für 3 W

Der Frequenzgang von NF-Verstärkern wird vorwiegend durch die Übertrager bestimmt. Die Induktivität der Primärwicklungen ist dem Arbeitswiderstand parallelgeschaltet, wodurch die untere Grenzfrequenz festgelegt ist. Die obere Grenzfrequenz ist abhängig von der Streuinduktivität der Übertrager, wenn man vom Frequenzgang der Transistoren absieht.

Für NF-Verstärker hoher Klangqualität wird man deshalb versuchen, ohne Übertrager auszukommen.

Das Bild 2.24 zeigt die Schaltung eines solchen Verstärkers für eine Ausgangsleistung von 3 W.

In der Treiberstufe werden die beiden gegenphasigen Spannungen für die Gegentaktendstufe gewonnen. Sie enthält je einen Arbeitswiderstand im Emitterkreis und im Kollektorkreis. Wenn der Kollektorstrom ansteigt, so verändert sich das Potential am Emitter gegen negative Werte, das Potential am Kollektor gegen positive Werte. Die Endstufentransistoren sind, bezogen auf die Batteriespannung, hintereinandergeschaltet.

Technische Daten

Batteriespannung	30 V	
Ausgangsleistung	3 W	
Frequenzbereich	30 Hz bis 30 kHz	
Klirrfaktor bei $P_a = 1 \text{ W}$	$f = 40 \text{ Hz}$	1,5%
	$f = 1 \text{ kHz}$	1 %
	$f = 10 \text{ kHz}$	1,2%

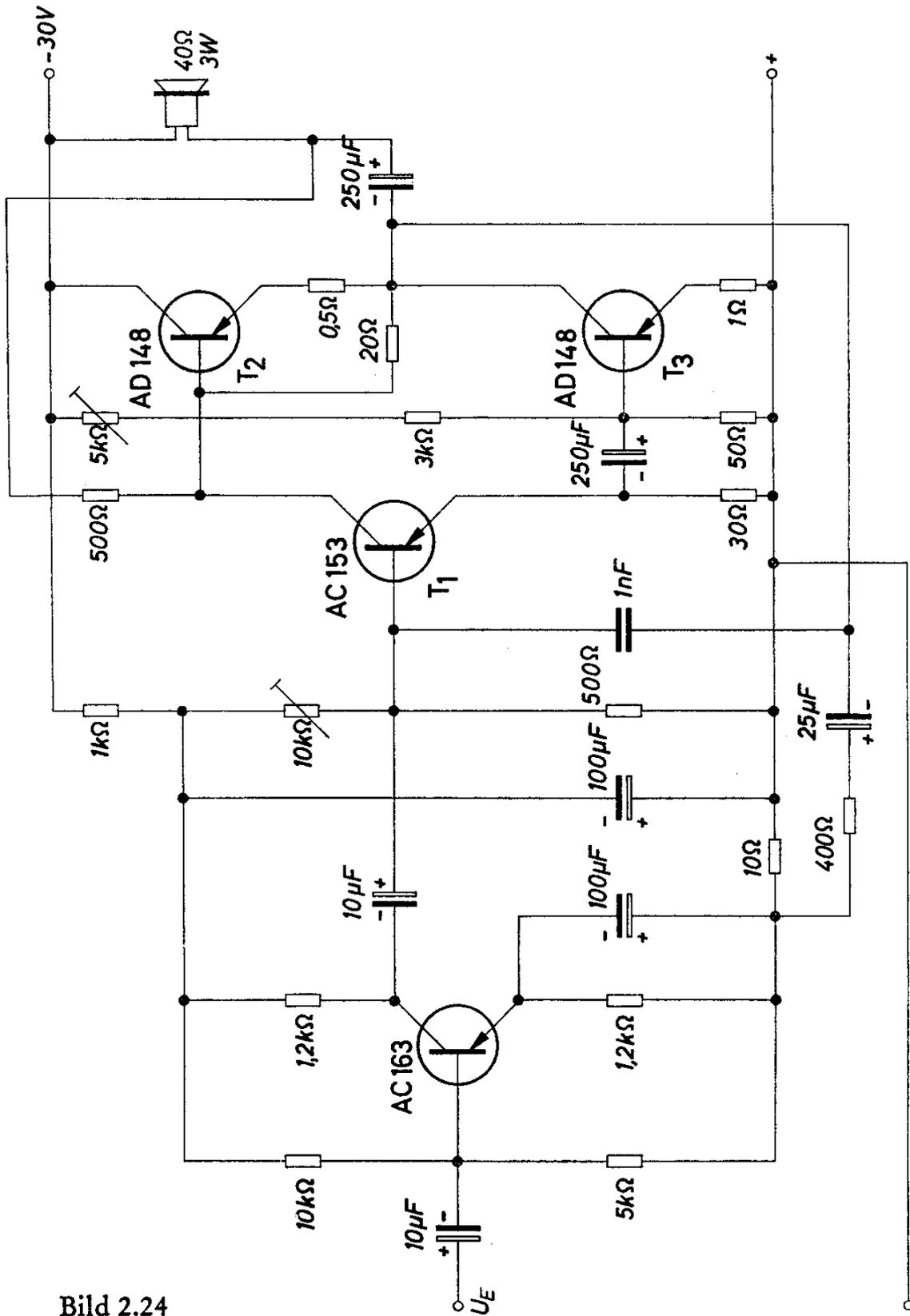


Bild 2.24

2.12 Aussteuerungsanzeige für Tonbandverstärker

Tonbandverstärker mit Transistoren werden mit einer niedrigen Batteriespannung betrieben. Für die übliche Aussteuerungs-Anzeigeröhre müsste eine eigene Stromversorgung vorgesehen werden. Es ist daher naheliegend, eine einfache und billige Anzeigeanordnung zu suchen, die mit einer niedrigen Spannung gespeist werden kann.

Diese Aufgabe erfüllt zum Beispiel ein μA -Instrument. Es kann jedoch nicht in allen Fällen ein solches verwendet werden, sei es aus Preisgründen oder wegen der geringen Erschütterungsfestigkeit.

Das Bild 2.25 zeigt die Schaltung einer Aussteuerungsanzeige mit Transistoren und einer Glühlampe. Solange die Eingangsspannung einen einstellbaren Wert nicht überschreitet, brennt die Lampe. Steigt die Spannung auch nur kurzzeitig über diesen Wert an ($> 250 \text{ mV}$), so spricht der monostabile Multivibrator an und die Lampe erlischt für kurze Zeit. Sie bleibt so lange dunkel, bis der Multivibrator nach Ablauf der Verzögerungszeit (etwa $0,3 \text{ s}$) wieder in die Ausgangslage zurückkehrt. Diese Impulsverlängerung ist erforderlich, damit auch kurze Aussteuerungsspitzen registriert werden.

Eine kontinuierliche Anzeige ist also mit dieser Anordnung nicht möglich. Sie bietet aber trotzdem einen ausreichenden Schutz gegen Übersteuerung bei der Aufnahme von Musik oder Sprache auf Tonbänder. Bei häufiger Übersteuerung flackert die Lampe.

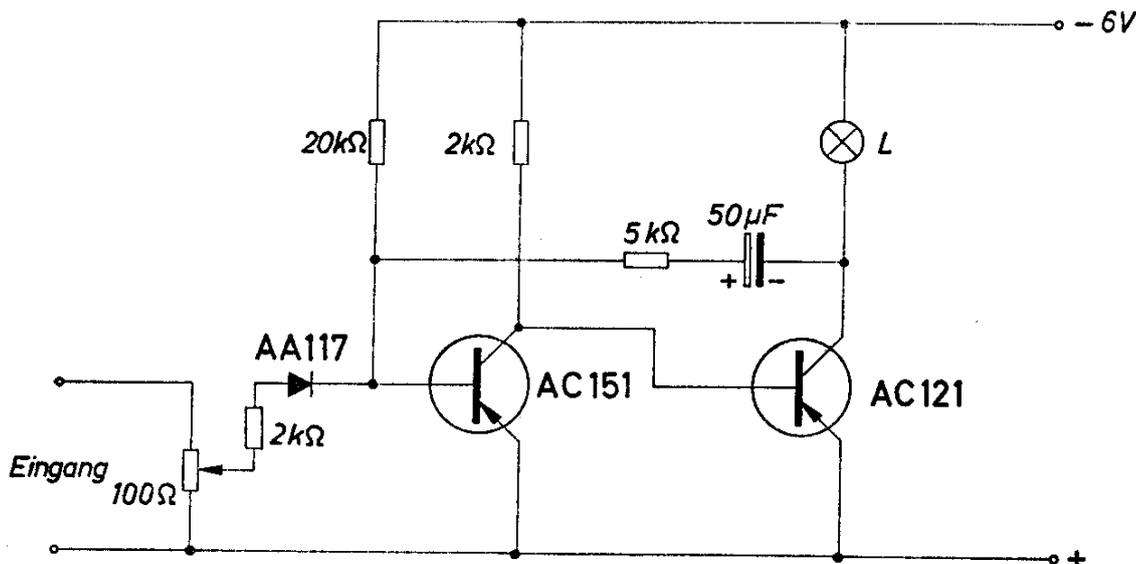


Bild 2.25

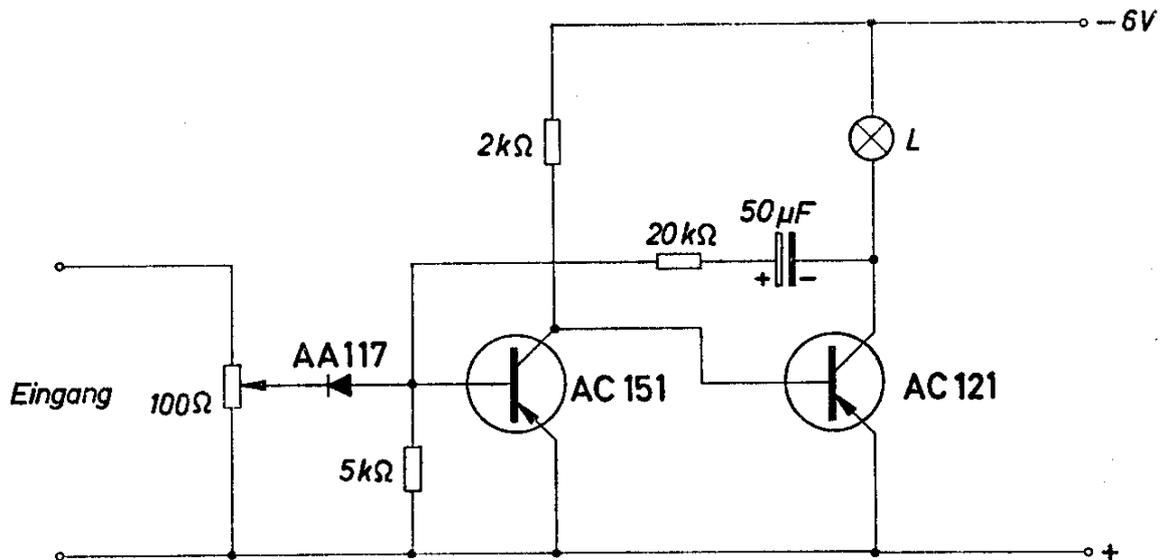


Bild 2.26

Wenn das ständige Leuchten der Glühlampe stört, z. B. wegen des hohen Stromverbrauchs, so kann die Schaltung nach Bild 2.26 verwendet werden. Hier ist die Glühlampe zunächst dunkel und leuchtet auf, wenn die eingestellte Eingangsspannung überschritten wird. Wenn das Eingangssignal etwa gleich groß ist wie der eingestellte Wert, so flackert das Lämpchen. Es wird also hier auch ein Zwischenwert angezeigt.

Technische Daten

Batteriespannung	6 V
Eingangsspannung	$\geq 0,3$ V
Lampenleistung	300 mW

3. Zehacker und Spannungswandler

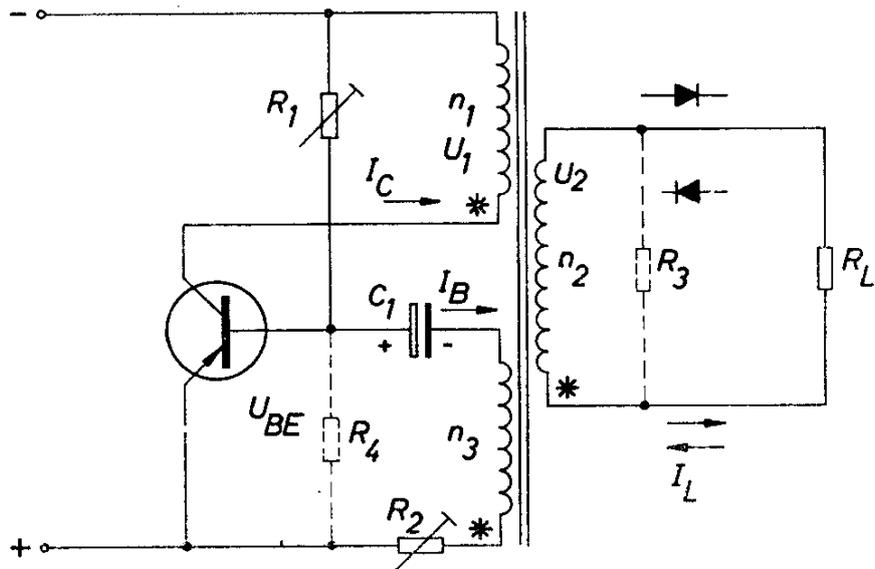
Die Verwendung von Transistoren zum periodischen Schalten von Gleichstrom bei der Umwandlung in Wechselstrom hat einige Vorteile. Diese Geräte gewährleisten durch das Wegfallen aller mechanischen Kontakte eine lange und wartungsfreie Betriebszeit. Darüber hinaus können durch die Wahl der Schaltung ganz bestimmte Effekte erzielt werden. Beim Eintaktsperrwandler ist zum Beispiel eine sehr hohe Spannungsübersetzung erreichbar, ohne daß das Übersetzungsverhältnis des Übertragers sehr groß wird. Der Sperrschwinger liefert kurze Impulse in Intervallen, die ein Vielfaches länger sein können als die Zeitdauer eines Impulses.

Mit den Eintaktdurchflußwandlern und den Gegentaktzerhackern erhält man eine Ausgangsspannung, die in weiten Grenzen unabhängig von der Belastung konstant ist, wobei mit der letztgenannten Schaltungsart größere Leistungen umgesetzt werden können. Der Wirkungsgrad all dieser Anordnungen ist auch bei kleinen Betriebsspannungen sehr gut. Die Zehacker liefern eine Wechselspannung mit rechteckiger Kurvenform. Wird eine sinusförmige Spannung gewünscht, so muß ein Schwingkreis wirksam sein. Solche Schaltungen nennt man Sinusoszillatoren.

3.1 Der Sperrschwinger

Ein Sperrschwinger besteht im wesentlichen aus einem Transistor, einem Übertrager und einem Kondensator im Basiskreis des Transistors. Die Prinzipschaltung zeigt das Bild 3.1. Die grundsätzliche Wirkungsweise ist ähnlich der des Eintaktsperrwandlers.

Sowohl der Primärkreis als auch der Sekundärkreis beeinflussen wesentlich die Kurvenform der Spannungen und Ströme, und zwar weitgehend unabhängig voneinander. Der Transistor wechselt periodisch zwischen den Stellungen „Ein“ und „Aus“ bzw. zwischen dem Durchlaß- und dem Sperrzustand. Dadurch entsteht in der Primärwicklung n_1 des Transformators eine Wechselspannung, die transformiert werden kann. Beim Anschalten der Batteriespannung wird zunächst ein kleiner Kollektorstrom durch den Transistor fließen, der mit Hilfe der Rückkopplungswicklung n_3 im Basiskreis des Transistors rasch vergrößert wird. Der Kondensator C_1 wird geladen. Der Ladestrom klingt nach einer e-Funktion ab. In den Wicklungen n_1 und n_3 wird nur so lange eine Spannung induziert, als der Kollektorstrom ansteigen kann. Sobald der Ladestrom des Kondensators C_1 — das ist zugleich der



* Punkte gleicher Polarität

Bild 3.1

Basisstrom des Transistors — so klein geworden ist, daß der Kollektorstrom nicht mehr ansteigen kann, bricht die induzierte Spannung zusammen. Der Transistor wird gesperrt. Die Wicklung n_1 des Transformators wird von der Gleichspannungsquelle abgeschaltet. Dabei entsteht eine Rückschlagspannung von entgegengesetzter Polarität.

Der Lastwiderstand ist an die Sekundärwicklung des Übertragers angeschlossen. Wird vor den Lastwiderstand ein Gleichrichter angeordnet, so erhält man, abhängig davon, wie der Gleichrichter gepolt wird, verschiedenartige Ausgangsimpulse.

Wird der Gleichrichter so gepolt, daß der Lastwiderstand während der Zeit, in der der Transistor stromdurchflossen ist, an den Transformator angeschlossen ist, so wird der Ausgangsimpuls Rechteckform haben. Der Übertrager arbeitet wie z. B. ein Netzübertrager. Der sekundäre Lastwiderstand wird auf der Primärseite transformiert, und der Kollektorstrom hat weitgehend ohmschen Charakter. Der Sperrschwinger arbeitet im Durchlaßbetrieb. Die Rückschlagspannung muß durch einen geeigneten Belastungswiderstand begrenzt werden.

Wird hingegen der Gleichrichter so geschaltet, daß der Lastwiderstand während der Zeit an den Übertrager angeschlossen ist, während der der Transistor gesperrt ist, so wird sich die im Transformator während des ersten Teils der Periode gespeicherte Energie an den Lastwiderstand entladen. Dies führt zu einem sehr hohen Spannungsimpuls, der nach einer e-Funktion abklingt. Die Spitzenspannung ist dabei größer als das Produkt aus Batteriespannung und Übersetzungsverhältnis des Transformators. In der Praxis kann auf diese Weise etwa eine zehnmal so hohe Spannungsspitze erreicht werden,

als dem obengenannten Produkt entsprechen würde. Der Sperrwandler arbeitet jetzt im sogenannten Sperrbetrieb. Diese Betriebsart wird vor allem dann gewählt, wenn es gilt, kurze aber hohe Spannungsspitzen zu erzeugen, die sich in einem bestimmten, meist langsamen Rhythmus wiederholen sollen.

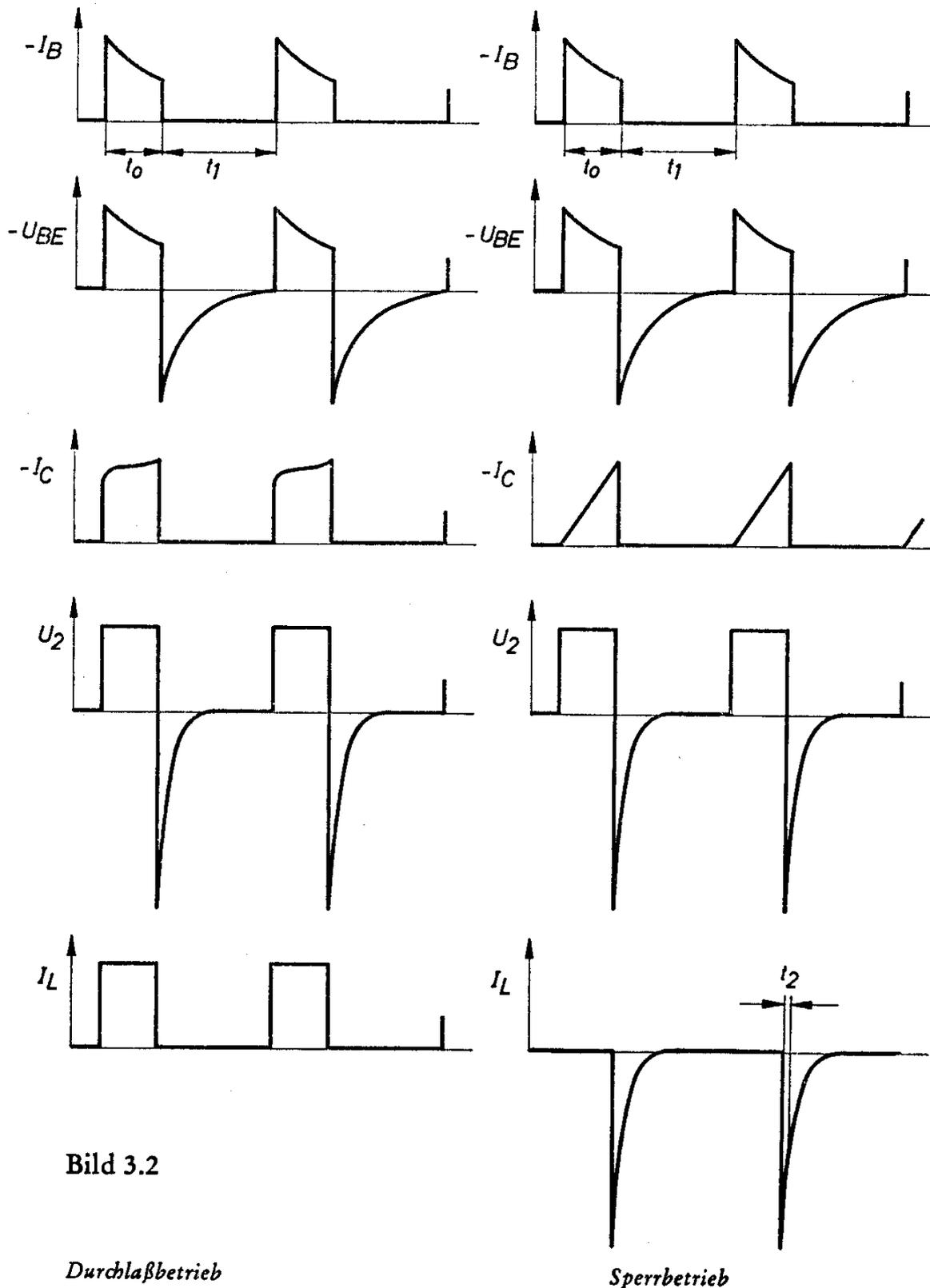


Bild 3.2

*Durchlaßbetrieb**Sperrbetrieb*

Das Bild 3.2 zeigt die Kurvenformen von Basisstrom, Basisspannung, Kollektorstrom, der Spannung an der Sekundärwicklung des Transformators und dem Strom durch den Lastwiderstand für die beiden Sperrschwingerarten.

Während der Zeit t_0 sinkt der Basisstrom nach einer e-Funktion, bis er so klein geworden ist, daß der Kollektorstrom nicht mehr weiter ansteigen kann. Die induzierte Spannung bricht zusammen. Dies kann z. B. dann erfolgen, wenn der Basisstrom etwa auf die Hälfte seines Spitzenwertes abgesunken ist. Die Basisspannung wird während der Durchlaßzeit des Transistors etwa dieselbe Form haben wie der Basisstrom. Sobald die Rückkopplungsspannung den Wert Null hat, liegt die Spannung des geladenen Kondensators als Sperrspannung an der Basis-Emitter-Strecke des Transistors. Der Kondensator entlädt sich nun. Sobald er vollständig entladen ist und am Transistor eine ausreichende Spannung entgegengesetzter Polarität auftritt (Minus an der Basis des pnp-Transistors), wird der Transistor durchgeschaltet, und der beschriebene Vorgang beginnt von neuem.

Der Kollektorstrom hat bei voller Durchlaßbelastung etwa Rechteckform, weil dem induktiven Strom, der linear ansteigt, eine ohmsche Komponente überlagert ist. Der sekundäre Lastwiderstand wird, wie bereits erwähnt, auf die Primärseite transformiert. Im Sperrbetrieb hat der Kollektorstrom etwa Dreieckform. Er ist ein rein induktiver Strom und die aus der Batterie entnommene Leistung wird im Transformator gespeichert. Die Spannung an der Sekundärwicklung ist für beide Betriebsarten gleich. Während der Durchlaßzeit des Transistors wird die Primärspannung, die etwa gleich ist der Batteriespannung, auf die Sekundärseite transformiert. Während der Sperrzeit tritt der Rückschlagimpuls auf.

Der Strom durch den Lastwiderstand ist jedoch verschieden bei den beiden Betriebsfällen, weil die Diode den Lastwiderstand nur jeweils während einer Hälfte einer Periode an den Transformator anschaltet.

3.1.1 Berechnung eines Sperrschwingers im Durchlaßbetrieb

Um einen Sperrschwinger im Durchlaßbetrieb berechnen zu können, müssen folgende Angaben vorhanden sein: Batteriespannung U_{Batt} , Impulsfolgefrequenz, Breite und Höhe des Ausgangsimpulses.

Die Anwendung der bekannten Gleichung $U = n \cdot \frac{dB}{dt}$ führt zu der Formel:

$$U_1 = n_1 \cdot A \cdot \frac{dB}{dt_0} \cdot 10^{-8} \quad (3.1)$$

Dabei ist die Spannung U_1 gleich der Batteriespannung, vermindert um die Restspannung des Transistors und den Spannungsabfall in der Primärwicklung n_1 des Übertragers, A ist der Eisenquerschnitt des Übertragers und B die Induktion in Gauß. Für die Größe des zu wählenden Übertragers kann keine einfache Formel angegeben werden, da viele Faktoren eingehen, wie Impulsform der Ausgangsspannung, maximale Ausgangsspannung, Wirkungsgrad usw. Es muß deshalb zunächst ein Kern gewählt werden, der für die umgesetzte Leistung geeignet erscheint. Die weitere Rechnung ergibt dann, ob der gewählte Kern tatsächlich verwendet werden kann.

Die Übertrager für Sperrschwinger im Durchlaßbetrieb sollen bis zur Sättigung magnetisiert werden. Die maximale Induktion B_{\max} ist deshalb ein bekannter Wert. Er beträgt bei Blechkernen etwa 14 000 bis 15 000 G und bei Ferritkernen etwa 4000 G.

Die Gleichung (1) kann dann wie folgt umgewandelt werden.

$$n_1 = \frac{U_1 \cdot t_0}{B_{\max} \cdot A} \cdot 10^8 \quad (3.2)$$

Die Zeit t_0 ist die Einschaltzeit des Transistors. Während dieser Zeit fließt ein Kollektorstrom, und der Übertrager wird bis zur Sättigung magnetisiert.

Das primär-sekundäre Übersetzungsverhältnis ist gleich dem Spannungsverhältnis.

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{n_2}{n_1} \quad (3.3)$$

Dabei ist die Spannung U_2 die Amplitude des Ausgangsimpulses.

Der Spitzenwert des Kollektorstromes bzw. des Batteriestromes ergibt sich aus Ausgangsleistung (Impulsleistung P_i), Batteriespannung und Wirkungsgrad.

$$\hat{I}_C = 1,2 \frac{P_i}{U_{\text{Batt}} \cdot \eta} \quad (3.4)$$

Durch die Einführung des Faktors 1,2 ist berücksichtigt, daß die Stromkurve keine ideale Rechteckform hat (vgl. Bild 3.2).

Da nach der Zeit t_0 die Last durch die Diode vom Transformator abgetrennt wird, würde die Rückschlagspannung sehr hohe Werte annehmen, wenn sie nicht durch Schaltungsmaßnahmen begrenzt werden würde. Diese Begrenzung ist erforderlich, weil sonst an der Diode und am Kollektor des Transistors im Primärkreis eine zu hohe Sperrspannung auftritt.

Es soll ein Transistor verwendet werden, dessen zulässige Sperrspannung zwischen Kollektor und Emitter mindestens 3- bis 4mal so groß ist wie die Batteriespannung. Die Begrenzung der Rückschlagspannung erfolgt am zweckdienlichsten durch einen Parallelwiderstand R_3 (Bild 3.1). Die Verwendung von Kondensatoren zur Begrenzung hat sich nicht bewährt, weil dadurch der Sperrschwinger zur Instabilität neigt. Durch die Entladung der im Transformator gespeicherten Energie an die Kondensatoren entsteht eine periodische Schwingung, die unter Umständen über die Rückkopplungswicklung ein vorzeitiges Einschalten des Transistors bewirkt.

Bei der Berechnung der Größe des Widerstandes R_3 geht man von der Überlegung aus, daß im Augenblick des Abtrennens der Induktivität von der Batteriespannung der Strom durch die Induktivität kurzzeitig in der vollen Höhe weiterfließt. Dabei darf keine zu hohe Rückschlagspannung auftreten. Man erhält dann die Gleichung:

$$R_3 = 0,8 \frac{U_{\text{CEO}}}{\hat{I}_C} \cdot \ddot{u}^2 \quad (3.5)$$

Die Spannung U_{CEO} ist die für den Transistor im ungünstigsten Betriebsfall zulässige Sperrspannung zwischen Kollektor und Emitter, der Wert 0,8 ist ein Sicherheitsfaktor. Da der Widerstand auf der Sekundärseite des Übertragers angeordnet ist, erscheint in der Gleichung der Wert \ddot{u}^2 . Für die Begrenzung der Rückschlagspannung in der Primärwicklung ist der auf die Primärseite transformierte Wert des Dämpfungswiderstandes maßgeblich.

Durch die Wahl des Widerstandes R_3 ist die Höhe der Rückschlagspannung festgelegt. Es muß nun ermittelt werden, wie groß die zulässige Sperrspannung U_R der Diode sein muß, bzw. welche Diode verwendet werden kann. In Analogie zu (3.5) gilt:

$$U_R = \frac{R_3 \cdot \hat{I}_C}{0,8 \cdot \ddot{u}} \quad (3.6)$$

Es gilt nun noch den Basiskreis zu dimensionieren. Die Einschaltzeit t_0 des Transistors ist dann beendet, wenn der Basisstrom — das ist zugleich der Ladestrom des Kondensators C_1 — so weit abgesunken ist, daß der Kollektorstrom nicht mehr weiter ansteigen kann bzw. der Transistor bei dem fließenden Kollektorstrom nicht mehr bis zur Restspannung durchgesteuert ist.

$$I_B = \frac{I_C}{B} \quad (3.7)$$

Dabei ist B die Gleichstromverstärkung des Transistors. Der Basisstrom sinkt nach einer e-Funktion ab. Man kann nun z. B. den maximalen Basisstrom im Einschaltmoment doppelt so groß wählen wie den Basisstrom im Abschaltmoment (3.7). Es muß allerdings überprüft werden, ob der für den Transistor maximal zulässige Basisstrom nicht überschritten wird. Die Formel für die Zeit t_0 wird dann wesentlich einfacher als die allgemeine Gleichung der e-Funktion.

$$t_0 = 0,69 \cdot (R_E + R_2) \cdot C_1 \quad (3.8)$$

$$C_1 = \frac{t_0}{0,69 (R_E + R_2)}$$

Dabei ist der Widerstand R_E der Eingangswiderstand des Transistors. Der ohmsche Widerstand der Rückkopplungswicklung kann vernachlässigt werden. Der Widerstand R_2 soll etwa 5mal so groß sein wie der Eingangswiderstand des Transistors.

Für die erforderliche Höhe der Rückkopplungsspannung erhält man:

$$U_3 = (R_E + R_2) I_{B\max} \quad (3.9)$$

und die Windungszahl der Wicklung n_3 ist:

$$n_3 = n_1 \frac{U_3}{U_1} \quad (3.10)$$

Die Zeit t_1 — das ist die Sperrzeit des Transistors — wird bestimmt durch die Entladezeit des Kondensators C_1 . Diese Entladung kann über den Widerstand R_1 vor sich gehen (Bild 3.1) oder, insbesondere wenn lange Impulspausen t_1 gefordert werden, über den Sperrwiderstand der Basis-Emitter-Strecke des Transistors und einen dazu parallel geschalteten Widerstand R_4 . Die letztgenannte Lösung führt zu starken Streuungen der Zeit t_1 , weil der Kondensator C_1 sich nur gegen den Spannungswert 0 entlädt. Der Umschaltzeitpunkt, bei dem der Transistor wieder einschaltet, ist deshalb nicht genau definiert. Die Zeit t_1 wird etwa 4- bis 5mal so groß sein wie die Zeitkonstante des RC-Gliedes.

Eine wesentlich bessere Konstanz der Impulspause t_1 erhält man, wenn die Entladung über den Widerstand R_1 erfolgt. Der Kondensator wird nicht nur entladen, sondern würde mit entgegengesetzt gepolter Spannung wieder aufgeladen werden, wenn nicht nahe dem Nulldurchgang der Spannung am Kondensator der Transistor wieder öffnete. Der Schnittpunkt des Spannungsverlaufes am Kondensator mit der Nulllinie ist scharf, wodurch die Zeit t genau definiert ist.

Die Zeit t_1 ist abhängig von der Höhe der Rückkopplungsspannung, von der Kapazität des Kondensators und dem Wert des Widerstandes R_1 .

$$t_1 \approx (0,2 \text{ bis } 0,7) R_1 \cdot C_1 \quad (3.11)$$

Eine genaue Berechnung der Zeit t_1 erübrigt sich, weil durch eine Änderung des Widerstandes R_1 der gewünschte Wert genau eingestellt werden kann.

3.1.2 Berechnung eines Sperrschwingers im Sperrbetrieb

Im Sperrbetrieb soll der Übertrager nicht bis zur Sättigung magnetisiert werden. Die Gleichung (1) kann deshalb hier nicht verwendet werden und die Berechnung muß auf andere Weise erfolgen.

Gegeben sein müssen die Batteriespannung U_{Batt} , die Impulsfrequenz, die Höhe und die Breite des Ausgangsimpulses und der Lastwiderstand. Der Lastwiderstand soll reell sein, kapazitive Anteile verschlechtern die Stabilität des Sperrschwingers und erschweren die Dimensionierung. Die gesamte auf der Sekundärseite wirksame Kapazität C_2 muß berücksichtigt werden, wenn

$$C_2 \leq \frac{4L_2}{R_L^2} \quad (3.12)$$

ist. Diese Formel ergibt sich aus der allgemeinen Schwingungsgleichung. Da der Ausgangsimpuls im Sperrbetrieb nach einer e-Funktion abklingt, ist es erforderlich, für die Impulszeit t_2 eine bestimmte Definition zu wählen. In den folgenden Berechnungen ist die Zeit t_2 so definiert, daß während dieser Zeit die Ausgangsspannung auf die Hälfte ihres Spitzenwertes abgesunken ist (vgl. Bild 3.2). Die Induktivität L_2 der Sekundärwicklung des Übertragers wird dann

$$L_2 = \frac{t_2 \cdot R_L}{0,69} \quad (3.13)$$

Der Transformator kern muß so groß gewählt werden, daß die zu übertragende Energie darin gespeichert werden kann. Es werden durchwegs Übertrager mit Luftspalt Anwendung finden.

Das primär-sekundäre Übersetzungsverhältnis \ddot{u} ist hier nicht gleich dem Verhältnis zwischen Batteriespannung bzw. U_1 und Ausgangsspannung U_2 . Durch das Ausnützen des Spannungsrückschlages kann ohne weiteres eine Spannungsüberhöhung bis zum zehnfachen Wert erzielt werden.

$$\ddot{u} = \frac{n_2}{n_1} \geq \frac{U_2}{10 \cdot U_1} \quad (3.14)$$

Um kontrollieren zu können, ob der gewählte Kern nicht bis zur Sättigung magnetisiert wird, ist noch die Ermittlung des maximalen Kollektorstromes erforderlich.

Während der Stromflußzeit t_0 des Transistors wird die aus der Batterie entnommene Energie im Übertrager gespeichert. Der sekundäre Lastwiderstand ist durch die Diode abgetrennt. Es erfolgt deshalb keine Transformation des Lastwiderstandes auf die Primärseite, und der Kollektorstrom hat rein induktiven Charakter. Während des Ladevorganges liegt die konstante Spannung U_1 an der Induktivität. Aus der Gleichung

$$U_1 = L_1 \cdot \frac{di_c}{dt} \quad (3.15)$$

ist ersichtlich, daß der Stromanstieg linear vor sich gehen wird, wenn die Spannung U_1 und die Induktivität L_1 konstant sind. Da der Übertrager, wie bereits erwähnt, wegen des besseren Wirkungsgrades nicht bis zur Sättigung magnetisiert werden soll, kann die Induktivität L_1 als konstant angenommen werden.

Die während der Zeit t_0 aufgenommene Energie muß gleich der Energie Q_i des Sekundärimpulses sein, wobei der Wirkungsgrad zu berücksichtigen ist.

$$U_{\text{Batt}} \cdot \frac{I_C}{2} \cdot t_0 \cdot \eta = Q_i \quad (3.16)$$

Daraus erhält man für den Kollektorspitzenstrom:

$$I_C = \frac{2 \cdot Q_i}{U_{\text{Batt}} \cdot t_0 \cdot \eta} \quad (3.17)$$

Die aus dem Produkt von Kollektorspitzenstrom und Primärwindungszahl n_1 zu ermittelnde Amperewindungszahl darf nicht zur Sättigung des Übertragers führen. Man wird deshalb durchwegs Übertrager mit Luftspalt verwenden. Aus den Angaben für diese Übertrager ist festzustellen, wie groß der Luftspalt sein muß.

Eine Vergrößerung des Luftspaltes führt zu einer Verkleinerung des Induktivitätsbeiwertes. Um die eingangs ermittelte Induktivität L_2 wieder zu erhalten, muß dann die Windungszahl der Wicklungen erhöht werden.

Die an der Diode auftretende Sperrspannung ist bei einem reellen Arbeitswiderstand (ohmscher Widerstand) klein.

$$U_R = U_1 \cdot \ddot{u} \quad (3.18)$$

Die Berechnung des Eingangskreises erfolgt sowohl für den Durchlaßbetrieb als auch für den Sperrbetrieb in gleicher Weise [(3.7) - (3.11)].

3.2 Gleichspannungswandler für eine niedrige Batteriespannung

Das Bild 3.3 zeigt die Schaltung eines Eintaktdurchflußwandlers, der aus einer Monozelle (1,5 V) gespeist werden kann. Für die Ausgangsspannung ist eine Stabilisierung vorgesehen.

Technische Daten

Batteriespannung	1,5 V
Ausgangsspannung	18 V
Ausgangsleistung	40 mW
Wirkungsgrad	
ohne Stabilisierung	etwa 60 %
Schwingfrequenz	14 kHz

Transformator

Siferrit-Schalenkern B 65541 T 26 A

$n_1 = 12$ Wdg 0,4 CuL

$n_2 = 10$ Wdg 0,2 CuL

$n_3 = 190$ Wdg 0,12 CuL

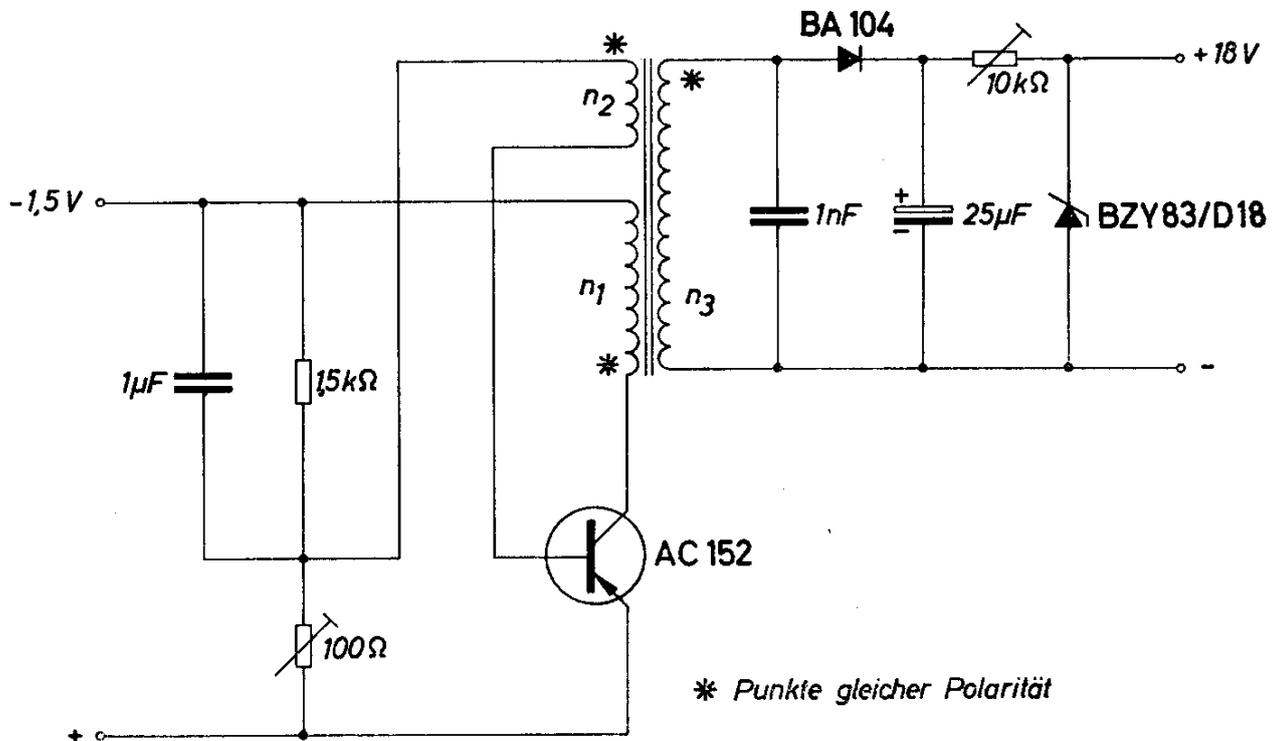


Bild 3.3

3.3 Zerhacker zum Betrieb eines Lautwerkes

Ein Lautwerk ohne Unterbrecher muß mit Stromimpulsen betrieben werden. Das Bild 3.4 zeigt eine zur Erzeugung solcher Impulse geeignete Schaltung. Mit der einem Eintaktoszillator entnommenen Wechselspannung wird die Leistungsstufe gesteuert. Die Endstufe wird übersteuert, damit die abgegebenen Impulse Rechteckform erhalten und die Verlustleistung am Transistor AU Y 22 klein bleibt.

Der nach jedem Impuls von der Induktivitat der Lautwerksspule hervorgerufene Spannungsrckschlag wird durch eine parallelgeschaltete Siliziumdiode auf einen Wert begrenzt, bei dem der Transistor AU Y 22 nicht gefahrdet ist.

Technische Daten

Batteriespannung	24 V	Widerstand des Lautwerks	15 Ω
Ausgangsleistung	etwa 40 W	Impulsfrequenz	3 bis 4 Hz

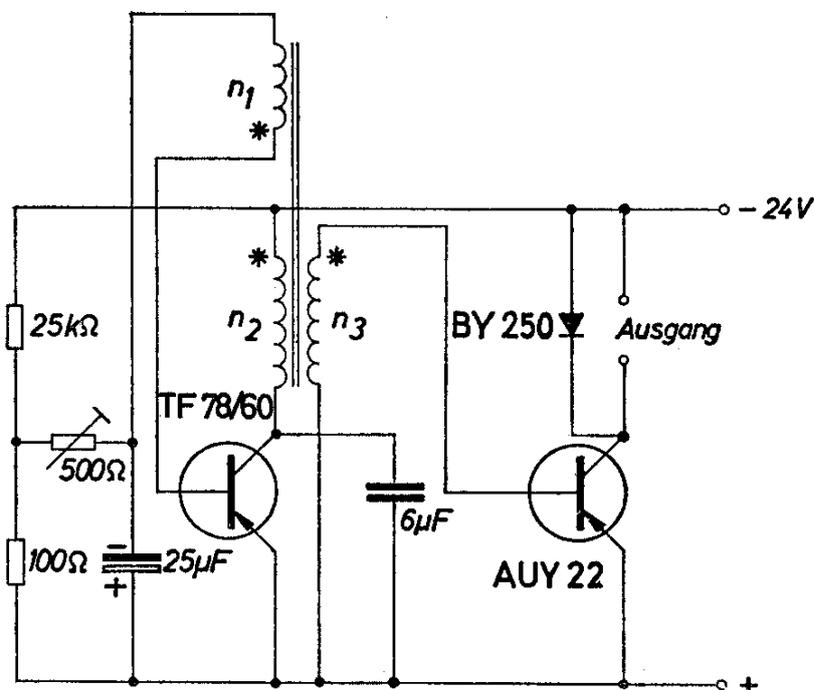
Transformator

EI 42/14 Dyn.-Bl. IV/0,35; o. L.; wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 200$ Wdg 0,1 CuL

$n_2 = 2250$ Wdg 0,1 CuL

$n_3 = 300$ Wdg 0,3 CuL



* Punkte gleicher Polaritat

Bild 3.4

3.4 Zerhacker für eine 4-Watt-Leuchtstofflampe

Bei Leuchtstofflampen ist die Zündspannung wesentlich höher als die Brennspannung. Beim Betrieb von Leuchtstoffröhren mit Transistorzerhacker kann diesem Umstand am einfachsten dadurch Rechnung getragen werden, daß ein Übertrager mit großer Streuinduktivität verwendet wird. In der Schaltung nach Bild 3.5 werden die Primärwicklung und die Sekundärwicklung in getrennten Kammern angeordnet.

Beim Einschalten steigt die Ausgangsspannung bis zum Wert der Zündspannung der Leuchtstoffröhre an (etwa 120 V), sobald die Röhre zündet, sinkt die Ausgangsspannung wegen der steigenden Last stark ab. Die Begrenzung der Brennspannung wird durch einen zwischengeschalteten Kondensator unterstützt.

Die Versorgungsspannung für die beiden Heizwendeln wird durch 2 Wicklungen gewonnen, die ähnlich wie die Sekundärwicklungen angeordnet sind. Dadurch sinkt im Betrieb die Heizspannung stark ab und die Heizwendeln werden geschont.

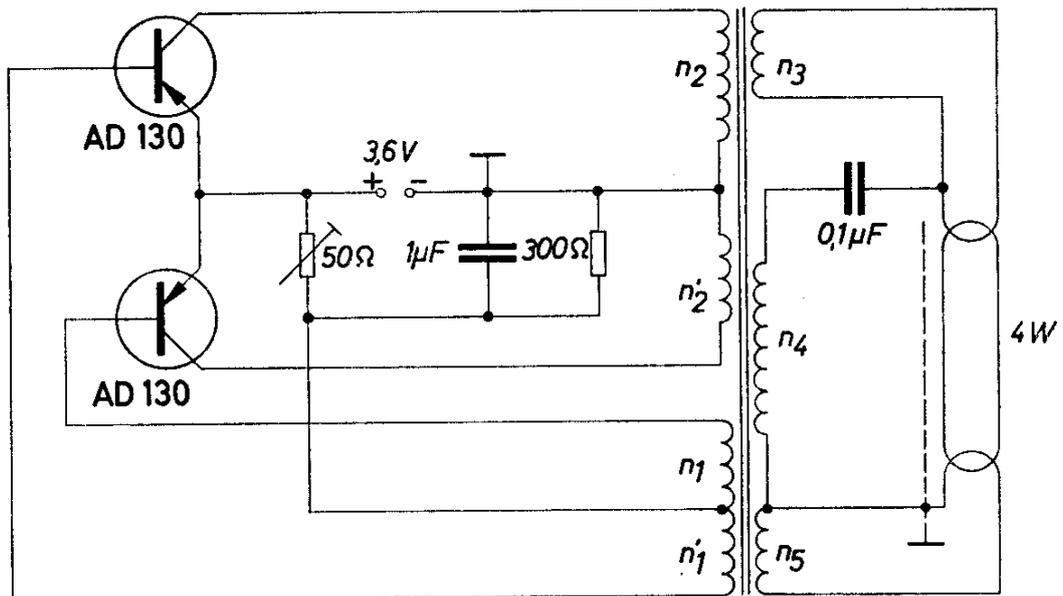


Bild 3.5

Technische Daten

Batteriespannung	3,3 bis 3,9 V	Lampenstrom	150 mA
Batteriestrom	1,75 A	Zündspannung	120 V
Schwingfrequenz	etwa 3,2 kHz	Heizstrom	110 mA
Lampenleistung	4 W		

Transformator

2 Siferrit E-Kerne EE 30 B 66231 T 26 A

1. Kammer

$n_1 = n'_1 = 8$ Wdg 0,3 CuL gemeinsam wickeln

$n_2 = n'_2 = 10$ Wdg 0,8 CuL gemeinsam wickeln

2. Kammer

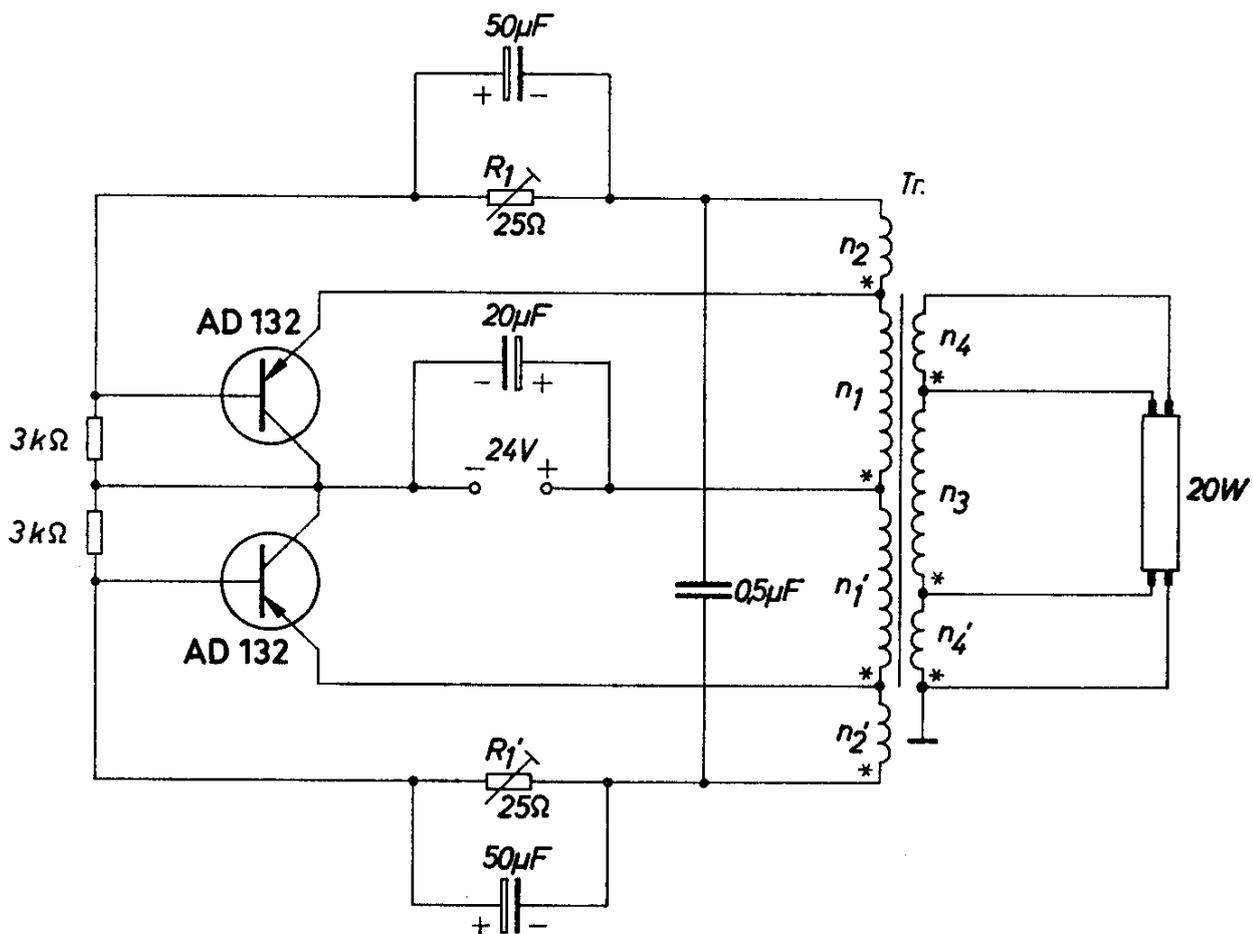
$n_3 = 18$ Wdg 0,3 CuL

$n_4 = 350$ Wdg 0,22 CuL

$n_5 = 18$ Wdg 0,3 CuL

3.5 Zehacker für eine 20-Watt-Leuchtstofflampe

Da bei Leuchtstofflampen die Zündspannung immer höher liegt als die Brennspannung, wurde in dem Beispiel nach Bild 3.6 ein Streutransformator verwendet. Im Leerlauf gibt der Zehacker dann die erforderliche hohe Spannung ab. Sobald die Lampe gezündet hat,



* Punkte gleicher Polarität

Bild 3.6

sinkt die Ausgangsspannung auf den Wert der Brennspannung. Gleichzeitig sinkt auch die Heizspannung an den Wicklungen n_4 und n'_4 , wodurch die Leuchtstofflampe geschont wird. Die geringe Kopplung der Primär- zu den Sekundärwicklungen wird dadurch erreicht, daß sie in getrennten Kammern angeordnet sind.

Durch die verhältnismäßig hohe Schwingfrequenz von 6 kHz wird die Lichtausbeute der Leuchtstofflampe erhöht. Außerdem kann dabei ein kleinerer Übertrager verwendet werden.

Da bei den Leistungstransistoren AD 132 der Kollektor elektrisch mit dem Gehäuse verbunden ist, wurde die Schaltung so ausgeführt, daß die Kollektoren beider Transistoren gleiches Potential haben. Die Transistoren können auf dasselbe Kühlblech montiert werden.

Mit den Widerständen R_1 und R'_1 wird die Rückkopplung auf einen für die Transistoren günstigen Wert eingestellt.

Technische Daten

Transformator Tr: Siferrit-E-Kern B 66241 T 26 A
Spulenkörper mit 2 Kammern

1. Kammer

$n_1 = n'_1 = 45$ Wdg 0,85 CuL gemeinsam gewickelt
 $n_2 = n'_2 = 9$ Wdg 0,3 CuL gemeinsam gewickelt

2. Kammer

$n_4 = 10$ Wdg 0,25 CuL
 $n_3 = 500$ Wdg 0,25 CuL
 $n'_4 = 10$ Wdg 0,25 CuL

Batteriespannung	24 V
Batteriestrom	1,28 A
Lampen-Nennleistung	20 W
Zündspannung	570 V _{ss}
Schwingfrequenz	6 kHz
Kollektorspitzenstrom	3 A
Lampenstrom	330 mA
Maximal zulässige Gehäusetemperatur der Transistoren	80 °C
Gesamtwirkungsgrad	63 %

3.6 Hochspannungsblinker

Eine Anwendung des Sperrschwingers zeigt das Bild 3.7. Der Rückschlagimpuls zündet eine Glimmlampe, so daß diese etwa alle 2 bis 3 Sekunden kurz aufleuchtet. Die Wirkungsweise eines Sperrwandlers ist im vorhergehenden Kapitel bereits ausführlich beschrieben.

Technische Daten

Batteriespannung 12 V

Impulsfolge 2 bis 3 Sekunden

(Einstellbar mit dem Potentiometer R_1)

Transformator

M 55/20, Dyn.-Bl. IV/0,35; o. L.; wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 280$ Wdg 0,4 CuL

$n_2 = 120$ Wdg 0,4 CuL

$n_3 = 6000$ Wdg 0,1 CuL

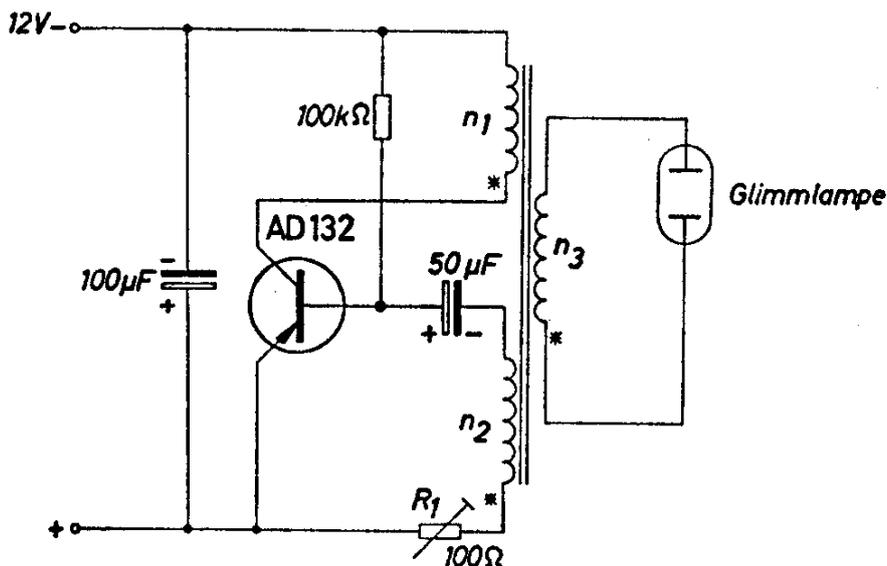


Bild 3.7

3.7 Gleichspannungswandler für Isolationsprüfung

Von Isolationsprüfgeräten wird eine weitgehend stabile Ausgangsspannung und Kurzschlußsicherheit verlangt. Diese Forderung wird von dem Zershacker nach dem Sperrwandlerprinzip im Bild 3.8 erfüllt. Es handelt sich dabei um eine LR -Schwingschaltung, an welche die Last während der Sperrzeit des Transistors, wenn also keine Energie der Batterie entnommen wird, angeschaltet ist. Dabei

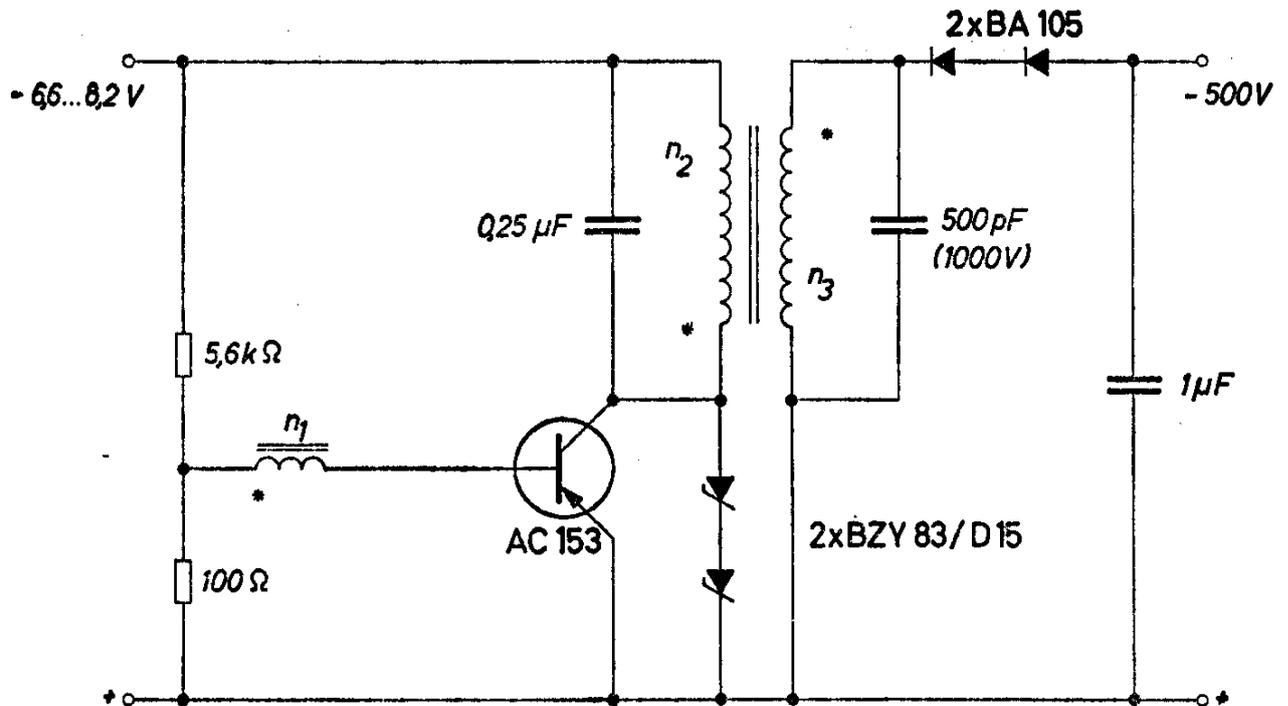


Bild 3.8 * Punkte gleicher Polarität

entlädt sich die im Übertrager während der Stromflußzeit des Transistors gespeicherte Energie über die Last. Damit ist automatisch die Kurzschlußsicherheit gegeben. Wegen der in jeder Periode gelieferten begrenzten Energie bricht die Ausgangsspannung bei Überlast zusammen. Wie aus dem Diagramm Bild 3.9 ersichtlich ist, beginnt der starke Abfall der Ausgangsspannung bei einem Lastwiderstand von etwa 500 kΩ. Sie sinkt mit der Quadratwurzel des Lastwiderstandes R_a , weil die Ausgangsleistung P_a etwa konstant bleibt.

$$P_a = \frac{U^2}{R} \approx \text{konstant} \quad U \approx K \cdot \sqrt{R}$$

Die Ausgangsspannung wird auf einen Maximalwert von etwa 650 V durch Zenerdioden begrenzt. Diese sind parallel zum Ausgang des Transistors geschaltet und begrenzen die Rückschlagspannung auf der Primärseite und damit auch die Ausgangsspannung. Sie übernehmen die bei Entlastung am Ausgang nicht mehr benötigte Energie. Die Ausgangsspannung wird mit Siliziumdioden gleichgerichtet und gesiebt. Die Zenerdioden stabilisieren die Ausgangsspannung auch gegen Änderungen der Batteriespannung, wie aus dem Diagramm Bild 3.10 ersichtlich ist.

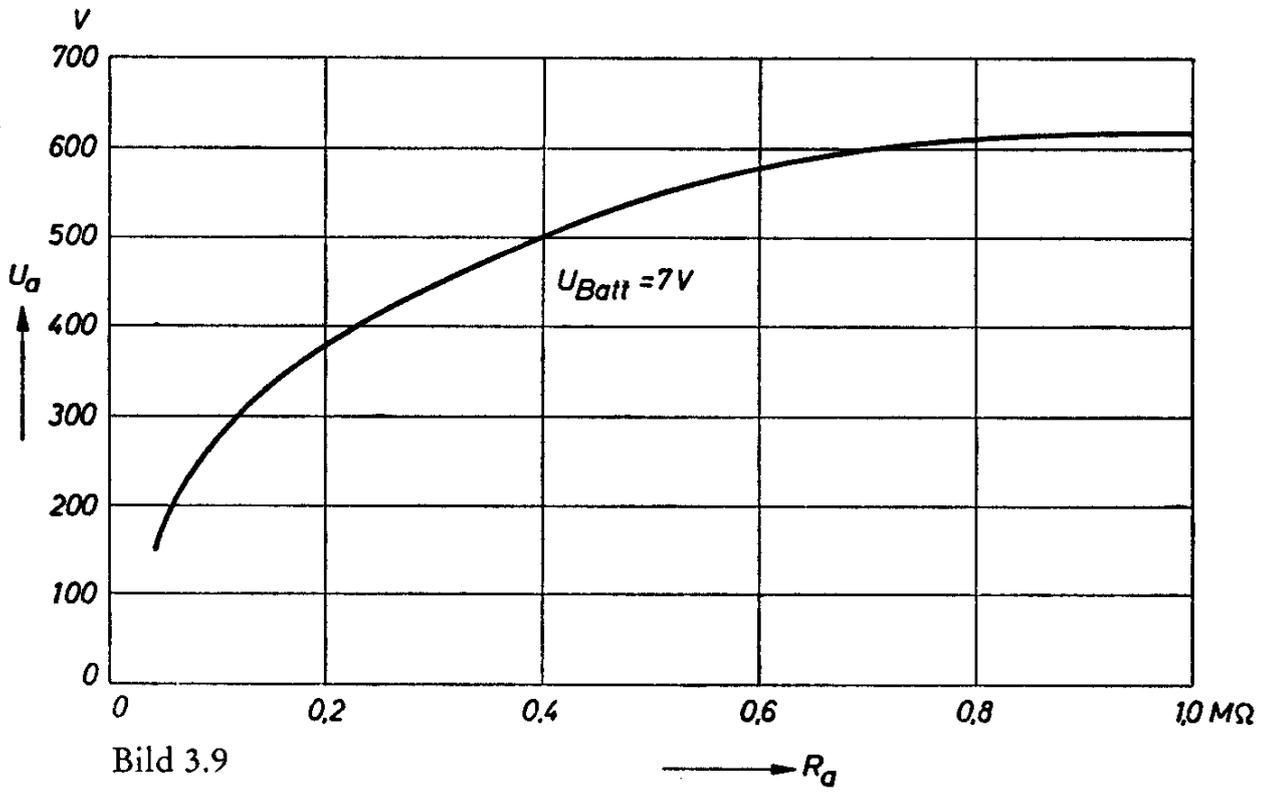


Bild 3.9

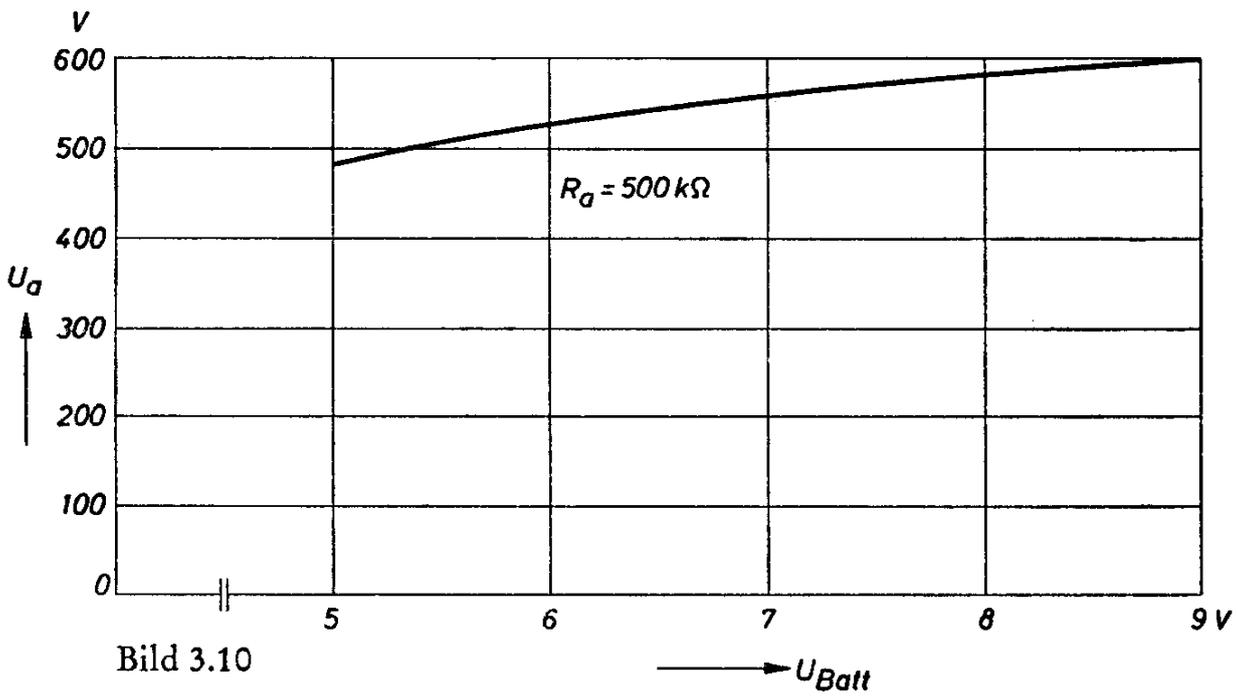


Bild 3.10

Technische Daten:

Batteriespannung	7 V (5 bis 9 V)
Batteriestrom bei Nennlast und einer Batteriespannung von 7 V	145 mA
Schwingfrequenz	etwa 3,3 kHz
Ausgangsspannung	560 V
Nennlast	500 k Ω

Transformator: 2 Siferrit-E-Kerne B 66231 - AO 200 - KO 26

$$n_1 = 15 \text{ Wdg } 0,3 \text{ CuL}$$

$$n_2 = 80 \text{ Wdg } 0,55 \text{ CuL}$$

$$n_3 = 1800 \text{ Wdg } 0,1 \text{ CuL}$$

3.8 Zerhacker mit einstellbarer Frequenz

Bei LR -Schwingschaltungen bestimmen die Größen der Induktivität L und des Spitzenstromes I_C die Schwingfrequenz. Eine Veränderung dieser Frequenz im Betrieb ist deshalb kaum möglich. Man könnte vielleicht den Luftspalt veränderbar machen. Dabei werden jedoch viele Betriebsbedingungen, wie z. B. die Sättigung des Übertragers, verändert. Außerdem dürfte eine solche Lösung zumindest für höhere Leistungen mechanisch schwierig sein. Man verwendet deshalb für Zerhacker mit einstellbarer Frequenz besser RC -Schwingschaltungen, bei denen die Schwingfrequenz durch Verändern eines Widerstandes R eingestellt werden kann. Das Bild 3.11 zeigt eine solche Schaltung. Als Steuergenerator dient ein astabiler Multivibrator. Die Spannung an den beiden RC -Gliedern, welche die Impulszeiten bestimmen, wird gemeinsam durch das Potentiometer R_1 verändert, damit das Tastverhältnis konstant bleibt (1:1). Der astabile Multivibrator kann nicht beliebig niederohmig ausgeführt werden, wenn die Kondensatoren der Zeitglieder keine zu großen Kapazitäten haben sollen. Die hier angegebene Leistungsstufe kann deshalb nicht direkt angesteuert werden. Es ist eine Verstärkerstufe dazwischengeschaltet, die als bistabiler Multivibrator arbeitet. Dadurch wird die Flankensteilheit der Steuerimpulse vergrößert.

Die mit den Transistoren AUY 21 bestückte Endstufe liefert eine Ausgangsleistung von 20 W. Mit der variablen Schwingfrequenz kann z. B. die Drehzahl von Synchronmotoren geregelt werden. Besonders im Leerlauf und bei induktiver Last treten Rückströme auf, weshalb zur Stromversorgung nicht ohne weiteres geregelte Netzgeräte verwendet werden können.

Technische Daten

Batteriespannung	6 V
Batteriestrom bei Leerlauf	0,52 A
Batteriestrom bei Nennlast	4,2 A
Ausgangsleistung	20 W
Ausgangsspannung (Rechteck)	220 V
Schwingfrequenz	35 bis 65 Hz einstellbar
Maximale Umgebungstemperatur bei einem Kühlblech von 150 cm ²	55 °C

Transformator

M 74/32, Dyn.-Bl. IV/0,35 0,5 L., wechselsinnig geschichtet

$n_1 = n_1' = 65$ Wdg 1,1 CuL gemeinsam wickeln

$n_2 = 2700$ Wdg 0,2 CuL

3.9 Zershacker 200 W, 50 Hz

Wird ein Transistorzerhacker mit einer höheren Ausgangsleistung gewünscht, als sie mit vorhandenen Transistoren in üblichen Schaltungen (z. B. Gegentaktzerhacker) erreicht werden kann, muß man zu einer Parallel- oder zu einer Serienschaltung von Transistoren in jedem Stromzweig übergeben. Die Serienschaltung wird zweckmäßigerweise bei hohen Batteriespannungen angewendet, weil dann der einzelne Transistor keine so hohe zulässige Sperrspannung haben muß. Bei niedrigeren Batteriespannungen werden die Transistoren parallelgeschaltet. In beiden Fällen ist darauf zu achten, daß alle Transistoren gleichmäßig belastet werden, wenn man die größtmögliche Ausgangsleistung erzielen will. Bei der Serienschaltung gilt dies für die Sperrspannung, bei der Parallelschaltung für den Kollektorstrom.

Die Schaltung gemäß Bild 3.12 zeigt einen Gegentaktzerhacker für eine Batteriespannung von 24 V, bei dem in jedem Stromzweig je zwei Transistoren AUY 22 parallelgeschaltet sind. Für jeden Transistor ist eine getrennte Primärwicklung des Übertragers vorgesehen. Dies ist bezüglich der symmetrischen Belastung wesentlich günstiger, als wenn man einfach die beiden Transistoren parallel an eine Wicklung schaltet. Die Primärwicklungen liegen im Emitterkreis, weshalb die Kollektoren aller Transistoren gleiches Potential haben. Dadurch ist es möglich, die Transistoren ohne Isolation auf ein gemeinsames Kühlblech zu montieren, obwohl der Kollektor mit dem Gehäuse elektrisch verbunden ist.

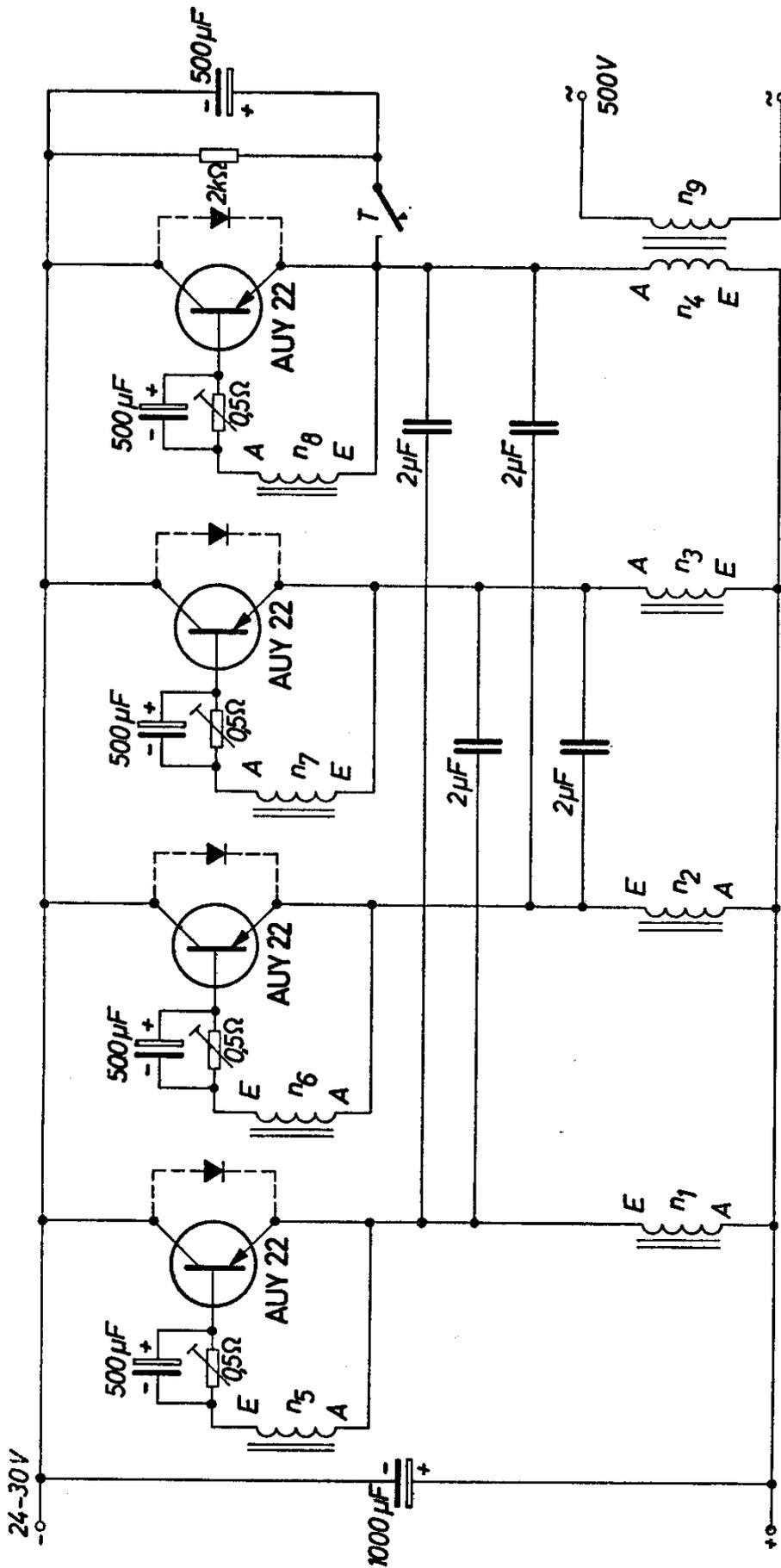


Bild 3.12

Um die Durchlaß- und die Umschaltverluste möglichst klein zu halten, werden die Transistoren übersteuert. Die Umschaltverluste werden außerdem noch durch Ausgleichskondensatoren am Emitter verringert. Diese Kondensatoren verändern auf günstige Weise die Umschaltkurve. Eine nicht unbedingt erforderliche Verringerung der Transistorbelastung beim Ausschalten ist durch die im Bild 3.12 strichliert eingetragenen Dioden gegeben. Es sollen dazu Germanium-Flächendioden verwendet werden.

Jeder Transistor wird über eine eigene Wicklung des Übertragers angesteuert. Die Sättigung eines jeden Transistors kann durch einen Vorwiderstand eingestellt werden. In diesem Beispiel soll auf eine Sättigungsspannung ($U_{CE\text{ sat}}$) von 0,25 V bei Vollast abgeglichen werden. Der Übertrager muß sehr sorgfältig hergestellt werden. Zu hohe Wicklungskapazitäten ergeben gemeinsam mit den Streuinduktivitäten während der Umschaltvorgänge Schwingungen, deren Spannungsspitzen die Transistoren zerstören können. Es sollen die Wicklungen n_1 bis n_4 und n_5 bis n_8 gemeinsam gewickelt werden, um sowohl gleiche ohmsche Widerstände als auch gleiche Kopplungen zu erhalten. Eine weitere Verringerung der Wicklungskapazität kann erreicht werden, wenn immer neben einer geraden stromführenden Windung eine stromlose einer anderen Wicklung liegt. Dies ergibt sich, wenn z. B. die gemeinsam zu wickelnden Primärwicklungen so geschaltet werden, daß neben jeder Windung der Wicklung n_1 eine Windung der Wicklung n_3 , dann eine von n_2 und schließlich von n_4 liegt. Diese zusätzliche Verbesserung ist jedoch für die Funktionssicherheit nicht unbedingt erforderlich.

Der angegebene Zerhacker schwingt nicht selbsttätig an. Es ist deshalb eine Anschwinghilfe vorgesehen, welche über die Taste T kurzzeitig angeschaltet wird.

Die Batteriespannung darf zwischen 24 und 30 V schwanken. Dabei ändert sich natürlich die Ausgangsspannung im gleichen Maß. Die Schwingfrequenz ist etwas von der Last und von der Eingangsspannung abhängig. Sie liegt jedoch immer unter 50 Hz. Deshalb ist es möglich, diese Schaltung durch Fremdsteuerung mit einem frequenzstabilen Oszillator auf eine Frequenz von 50 Hz zu synchronisieren.

Technische Daten

Batteriespannung	24 V (24 bis 30 V)
Batteriestrom bei Leerlauf	≈ 1,3 A
bei Vollast	≈ 10 A

Ausgangsleistung	200 W
Ausgangsspannung (Rechteck)	500 V
Schwingfrequenz	≈ 50 Hz
Maximale Umgebungstemperatur bei einem Kühlblech von 100 cm ² je Transistor	45 °C
Transformator	
EI 130 a, Dyn.-Bl. IV/0,5, wechselsinnig geschichtet	
$n_1 = n_2 = n_3 = n_4 = 75$ Wdg	1,4 CuL gemeinsam wickeln
$n_5 = n_6 = n_7 = n_8 = 6$ Wdg	1,0 CuL gemeinsam wickeln
$n_9 = 1500$ Wdg	0,5 CuL

3.10 Stromversorgung für Vakuumblitzlampen

Üblicherweise wird zum Zünden einer Vakuumblitzlampe ein Kondensator direkt aus einer 22,5-V-Batterie aufgeladen. Diese Batterien enthalten mehrere Zellen und können deshalb nicht beliebig klein und billig hergestellt werden. Eine Möglichkeit der Miniaturisierung einer solchen Anordnung bietet die Verwendung von kleinen Transistorzerhackern, die mit einer sehr niedrigen Batteriespannung betrieben werden können. Das Bild 3.13 zeigt die Schaltung eines solchen Zerhackers für eine Batteriespannung von 1,3 V. Die maximale Ladespannung am Blitzkondensator hat den Wert 15 V. Der Aufwand wurde so klein wie möglich gehalten. So gelang es, durch die Verwendung eines Sperrwandlers mit nur 2 Wicklungen des Übertragers auszukommen. Die Rückschlagspannung beim Abschalten des Transistors ist bereits in der Primärwicklung groß genug, daß der Blitzkondensator über eine Diode auf eine ausreichend hohe Spannung aufgeladen werden kann. Als weitere Vereinfachung haben die beiden Wicklungen, Primärwicklung und Steuerwicklung, die gleiche Windungszahl und Drahtstärke. Dadurch können beide Wicklungen in einem Arbeitsgang zweidrähtig aufgebracht werden. Der Zerhacker wird durch Einsetzen der Blitzlampe eingeschaltet. Der Blitzvorgang wird durch die Taste ausgelöst.

Technische Daten

Batteriespannung	1,3 V	Batteriestrom	5 mA
Max. Ladespannung	15 V	Ladezeit von 0 auf 12 V	2,5 s
Ladungsenergie	10 mWs (bei 12 V)	Schwingfrequenz	8 kHz

Transformator

2 Siferrit-Schalenkerne B 65521 - J 0060 - J 022

$n_1 = n_2 = 60$ Wdg 0,12 CuL gemeinsam wickeln

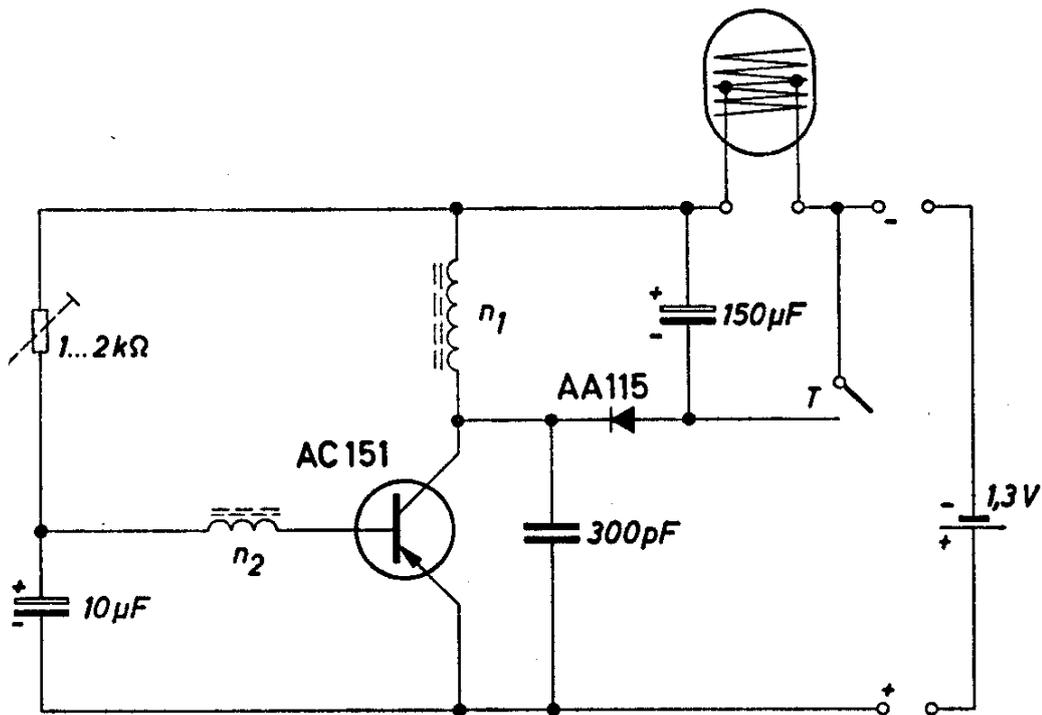


Bild 3.13

3.11 Stromversorgung für Elektronenblitzgerät

Damit ein Elektronenblitzgerät jederzeit und beliebig lange betriebsbereit ist, soll es sowohl von einem Akkumulator als auch vom Netz gespeist werden können. Dabei soll der Blitzkondensator bei Netzbetrieb direkt durch die Netzspannung aufladbar sein, damit bei leerem Akkumulator die Wartezeit für dessen Aufladung entfällt. Die Schaltung nach Bild 3.14 erfüllt diese Bedingungen. Sie besteht aus einem Transistorsperrwandler für eine Betriebsspannung von 4,5 V mit einer Abschaltautomatik, welche die Spannung am Blitzkondensator C_1 auf etwa 500 V konstant hält. Bei Erreichen der maximalen Spannung am Kondensator C_1 zündet die Glimmlampe GL. Der Zündpunkt kann mit dem Potentiometer R_4 eingestellt werden. Sobald der Schaltverstärker der Abschaltautomatik auf diese Weise einen ausreichend hohen Steuerstrom erhält, schließt der Transistor T_3 den Eingang des Leistungstransistors T_4 kurz. Die Schwingung setzt aus, und der Spannungsanstieg am Blitzkondensator C_1 wird begrenzt. Der Batteriestrom sinkt auf ein Minimum. Sinkt nun entweder durch Auslösen eines Blitzes oder durch die Verluste im Hochspannungszweig die Spannung am Kondensator C_1 unter einen bestimmten Wert, so schaltet der Schaltverstärker wieder ab, und der Leistungstransistor schwingt wieder an, bis er nach Erreichen der

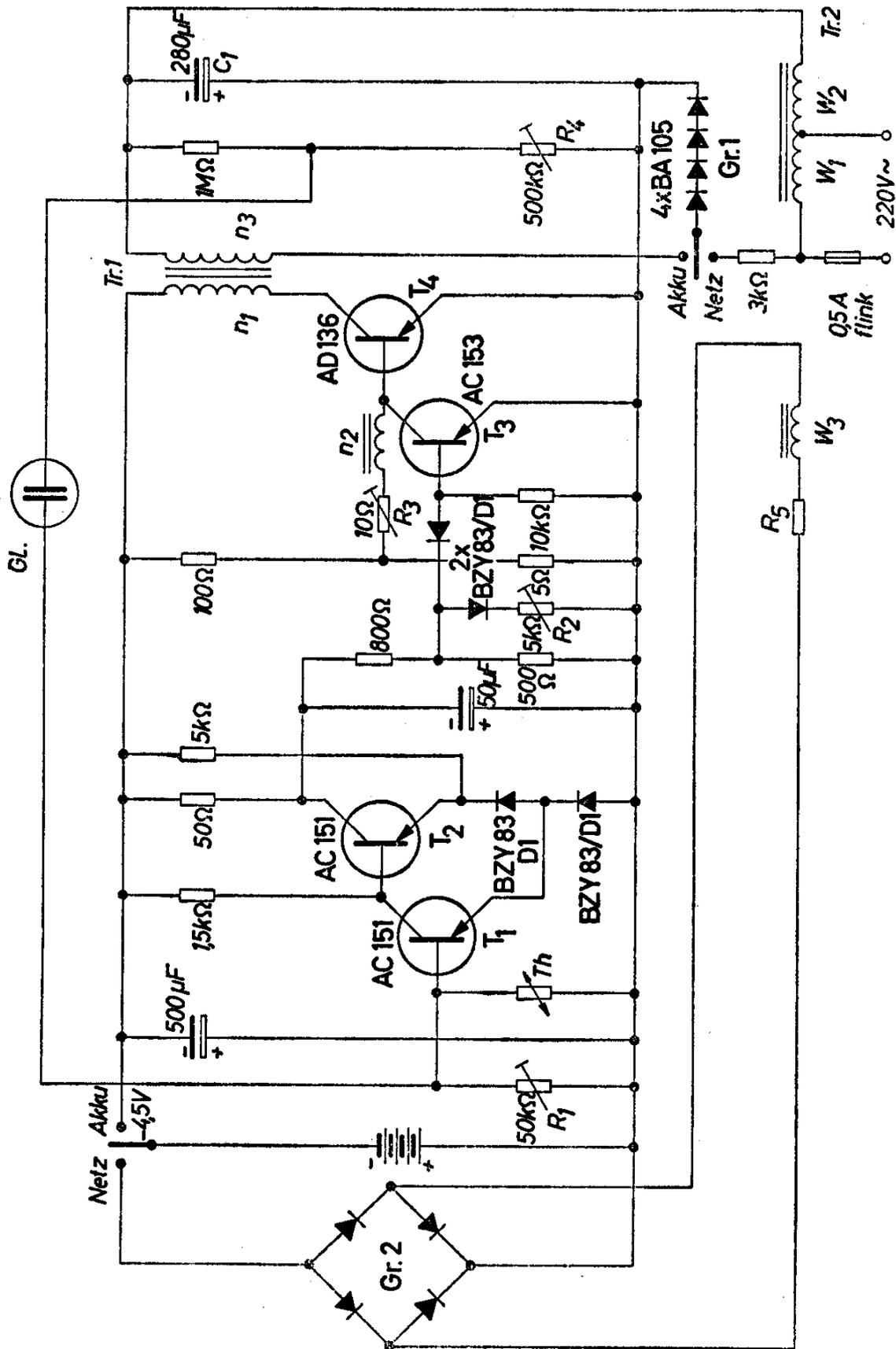


Bild 3.14

maximalen Spannung am Kondensator C_1 erneut am Eingang kurzgeschlossen wird. Der Schaltverstärker arbeitet einwandfrei bis herunter zu einer Spannung von 2,8 V, ebenso der Sperrwandler. Bei dieser Spannung steigt allerdings die Aufladezeit gegenüber der Nennspannung von 4,5 V auf etwa den doppelten Wert. Der Aufwand für die Abschaltautomatik ist mit 3 Transistoren verhältnismäßig hoch, was jedoch den Betriebsdaten zugute kommt. Je höher nämlich die Verstärkung der Abschaltautomatik ist, desto geringer ist die Belastung des Blitzkondensators C_1 , und es können um so kleinere Spannungsunterschiede zwischen Ein- und Ausschalten erreicht werden. Im vorliegenden Fall wird bei 25 °C z. B. bei einer Spannung von 501 V am Kondensator C_1 abgeschaltet und bei einem Absinken dieser Spannung um nur 4 V auf 497 V bereits wieder nachgeladen. Bei einer Temperatur von 45 °C erhöht sich lediglich der Abschaltpunkt auf 506 V, der Einschaltpunkt bleibt praktisch gleich. Der Schalterpunkt kann durch das Potentiometer R_1 eingestellt werden. Die immer konstante Spannung am Ladekondensator verbürgt eine stets gleichbleibende Leitzahl des Blitzlichtgerätes. Diese Leitzahl (Blende mal optimal ausgeleuchtete Entfernung) ist proportional der am Blitzkondensator gespeicherten Energie, welche wiederum vom Quadrat der Spannung abhängig ist $\left(\frac{CU^2}{2}\right)$. Als Akkumulatoren sollen Ni-Cd-Zellen verwendet werden. Es ist nicht möglich, eine solche Schaltung für gleiche Betriebsdaten bei der wahlweisen Verwendung von Akkumulatoren und Trockenbatterien zu dimensionieren (verschiedene Innenwiderstände der Stromversorgung).

Bei Netzbetrieb wird über einen Netztransformator mit einer Wicklung der Blitzkondensator direkt aufgeladen, mit einer anderen Wicklung erfolgt gleichzeitig die Ladung des Akkumulators. Die Umschaltung von Akku- auf Netzbetrieb erfolgt über einen zweipoligen Umschalter. Der Ladestrom und damit die Ladezeit für den Akkumulator wird mit dem Widerstand R_5 eingestellt. Bei einem Widerstand von $R_5 = 25 \Omega$ hat der Ladestrom den Wert von 200 mA. Da bei Netzbetrieb die Abschaltautomatik nicht in Betrieb ist, nähert sich die Ladespannung nur langsam ihrem Endwert (vollständige Kurve einer e-Funktion). So ist bereits nach 12 s eine Spannung von 400 V erreicht, aber erst nach 45 s die Endspannung von 500 V.

Technische Daten

	Akkumulator	Netz
Betriebsspannung	4,5 V (2,8 bis 4,5 V)	220 V
Betriebsstrom	≈ 7 A	
Aufladezeit (500 V an C ₁ , 25—50 °C)	8 s	45 s
Sperrspannung an Gr 1	650 V	1100 V

Transformator

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

$n_1 = 32$ Wdg 1,0 CuL

$n_2 = 16$ Wdg 0,4 CuL

$n_3 = 900$ Wdg 0,2 CuL

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

$w_1 = 4300$ Wdg 0,08 CuL

$w_2 = 3200$ Wdg 0,06 CuL

$w_3 = 300$ Wdg 0,32 CuL

Th: Heißleiter (Thernewid), K 11, 50 k Ω

GL: Glimmlampe Osram Bestell-Nr. 762315

Gr. 2: Selen-Flachgleichrichter SSF B30 C300/150

4. Oszillatoren und Generatoren

4.1 Sinusoszillatoren mit Transistoren

Während Transistorzerhacker üblicherweise sogenannte *RL*-Schwingschaltungen sind, wird für Sinusoszillatoren meist die *LC*-Schwingschaltung vorgezogen. Das zeitbestimmende Glied ist also ein Schwingkreis, bestehend aus einer Kapazität und einer Induktivität. An Sinusoszillatoren werden vielfach hohe Ansprüche bezüglich Kurvenform der Ausgangsspannung und Konstanz der Schwingfrequenz gestellt. Besonders die letztgenannte Forderung bereitet einige Schwierigkeiten. Wesentlich ist, daß der Transistor nicht bis in das Restspannungsgebiet gesteuert werden soll, weil sein differentieller Ausgangswiderstand dann plötzlich abnimmt und der Schwingkreis stark bedämpft wird. Dies kann dazu führen, daß der Sinusoszillator die Charakteristik eines Durchflußwandlers annimmt; aus der *LC*- ist dann eine *RL*-Schwingschaltung geworden. Die Folge ist eine starke Verstimmung des Oszillators, da in *RL*-Schwingschaltungen keine streng frequenzbestimmenden Elemente vorhanden sind. Für eine gute Frequenzkonstanz sind Schwingkreise mit einer hohen Leerlauf- und Betriebsgüte erforderlich. Außerdem geht natürlich die Konstanz der Kapazität und der Induktivität bei Temperatur- oder Spannungsänderungen direkt ein. Die Betriebsspannung kann mit verhältnismäßig einfachen Mitteln konstant gehalten werden. Viel schwieriger ist dies bei der Temperatur. Man wird deshalb zweckmäßigerweise Kondensatoren und Induktivitäten mit kleinen Temperaturkoeffizienten verwenden. Bei den Kondensatoren bietet sich die Parallelschaltung von solchen mit positivem und solchen mit negativem Temperaturkoeffizienten an.

Dimensionierung eines Steueroszillators

Anhand des folgenden Beispiels wird die Berechnung eines frequenzkonstanten Sinusoszillators mit kleiner Ausgangsleistung beschrieben. Es werden als Forderungen gestellt:

Batteriespannung	24 V (21,5 bis 29 V)
Schwingfrequenz	500 Hz
Ausgangsleistung	1 mW an $R_a = 600 \Omega$
Frequenzdrift bei Temperaturänderung	max. 0,1 Hz / grad
Frequenzdrift bei Änderung der Batteriespannung	max. 0,1 Hz/V

Wegen der starken Änderung der Batteriespannung muß die Versorgungsspannung für den Oszillator stabilisiert werden. Dazu sind Zenerdioden sehr gut geeignet. Zenerdioden mit kleiner Zenerspannung haben einen negativen, solche mit höherer Spannung einen positiven Temperaturkoeffizienten der Zenerspannung. Bei einer Spannung von etwa 6 V ist für kleine Zenerströme der Temperaturkoeffizient sehr klein bzw. sogar Null. Wenn eine besonders hohe Konstanz der Zenerspannung gefordert wird, sollen also Zenerdioden aus diesem Bereich verwendet werden. Außerdem soll der Zenerstrom bei Änderungen der Batteriespannung möglichst konstant bleiben. Dies ist gewährleistet, wenn die Batteriespannung etwa doppelt so groß ist wie die stabilisierte Spannung. Sie wurde deshalb auf 12 V festgelegt, weswegen 2 Zenerdioden BZY 83 / C 6 V 2 erforderlich sind.

Die Zenerdioden BZY 83 / C 6 V 2 haben bei einer Umgebungstemperatur von 45 °C eine zulässige Verlustleistung P_{tot} von 300 mW. Der Zenerstrom I_Z darf deshalb folgenden Wert nicht überschreiten:

$$I_Z = \frac{P_{\text{tot}}}{U_Z} = \frac{300}{6} = 50 \text{ mA} \quad (4.1)$$

Ein so hoher Zenerstrom ist sicher nicht erforderlich, weil der Steueroszillator nur einen geringen Energiebedarf hat. Die endgültige Festlegung des Vorwiderstandes und damit des Zenerstromes kann allerdings erst erfolgen, wenn die Stromaufnahme des Sinusoszillators bekannt ist. Bei Steueroszillatoren wird man sich immer mit einer kleinen Ausgangsleistung begnügen, damit der Schwingkreis nicht zu stark bedämpft wird und die Betriebskreisgüte hoch bleibt. Der für die Ausgangsleistung von 1 mW theoretisch erforderliche Arbeitspunkt liegt bei einigen hundert Mikroampere. Ein so niedriger Arbeitspunkt ist aus verschiedenen Gründen ungünstig. Die Steilheitskennlinie ist in diesem Bereich noch stark gekrümmt, und insbesondere bei höheren Temperaturen kann der Transistorreststrom in dieselbe Größenordnung kommen, was zu einer stärkeren Beeinflussung der Sinusschwingung führt. Es wurde deshalb für den vorliegenden Fall ein Kollektorstrom von 2 mA festgelegt.

Der Vorwiderstand für die Zenerdiode hängt von der minimalen Betriebsspannung, vom minimalen Zenerstrom und vom Strombedarf des Oszillators ab. Die minimale Betriebsspannung ist 21,5 V. Der minimale Zenerstrom, bei dem der Zenerwiderstand klein ist, ist bei der Zenerdiode BZY 83 / C 6 V 2 etwa 5 mA. Die gesamte Stromaufnahme (einschließlich Spannungsteiler) des Oszillators ist etwa 3 mA.

$$I_{\text{ges}} = (I_{\text{OSZ}} + I_Z) = (5 + 3) = 8 \text{ mA} \quad (4.2)$$

Der Widerstand R_V ist dann:

$$R_V = \frac{21,5 - 12}{8 \cdot 10^{-3}} = \frac{9,5}{8 \cdot 10^{-3}} = 1,18 \approx 1 \text{ k}\Omega \quad (4.3)$$

$$I_{Z_{\text{max}}} = \frac{29 - 12}{1 \cdot 10^3} = 17 \text{ mA} \quad (4.4)$$

Dieser Strom liegt unter dem maximal zulässigen Strom von 50 mA, ist also zulässig.

Wenn die Versorgungsspannung konstant ist, kann die Arbeitsgerade des Sinusoszillators so gewählt werden, daß der Transistor gerade bis zum Erreichen der Restspannung durchgesteuert wird. Man erreicht dadurch auf einfache Weise eine konstante Amplitude der Wechselfspannung bei Belastungsänderungen.

Der Spitzenwert dieser Spannung hat primär folgende Größe:

$$\hat{u}_1 = (U_0 - U_{\text{CE sat}} - U_E - U_{\text{RC}}) \quad (4.5)$$

U_0 stabilisierte Versorgungsspannung
 $U_{\text{CE sat}}$ Restspannung des Transistors
 U_E, U_{RC} Spannungsabfälle am Emitterwiderstand
 und am Kollektorwiderstand

Die Schaltung eines Sinusoszillators zeigt das Bild 4.1. Die Spannungsteiler R_1, R_2 und der Emitterwiderstand R_E werden so gewählt, daß man eine möglichst geringe Änderung des Kollektorstromes bei Temperaturschwankungen erhält. Die für einen bestimmten Kollektorstrom erforderliche Basisspannung verringert sich bei kleinen Kollektorströmen um 2 mV bei einer Temperaturdifferenz von 1 grad. Wenn der Oszillator zwischen 0 und 70 °C einwandfrei arbeiten soll, muß demnach mit einer Änderung der erforderlichen Basisspannung von 140 mV gerechnet werden.

Einen weiteren Grund für ein Verändern des Arbeitspunktes mit der Temperatur bildet der Kollektor-Basis-Reststrom des Transistors. Dieser Reststrom fließt über den Basis-Spannungsteiler ab und verfälscht somit die Vorspannung. Bei Germanium-Vorstufentransistoren ändert sich dieser Reststrom im angenommenen Temperaturbereich um etwa 100 µA. Da dieser Strom in Gegenrichtung zum Basisstrom fließt, muß bei der höchsten Temperatur ein Basisstrom 20—100 µA

= $-80 \mu\text{A}$ geliefert werden, wenn man Transistoren mit einer Stromverstärkung von ≥ 100 bei dem angenommenen Arbeitspunkt von $I_C = 2 \text{ mA}$ verwendet. Wegen der vorhandenen Streuungen kann ohne weiteres mit einem maximalen Basisstrom von $100 \mu\text{A}$ gerechnet werden. Es empfiehlt sich, den Spannungsteiler R_1, R_2 so auszuführen, daß durch ihn ein zehnmal so großer Strom (I_T) fließt wie der maximale Basisstrom; man wird damit weitgehend unabhängig von der Stromverstärkung des Transistors.

$$R_1 + R_2 = \frac{U_0}{I_T} = \frac{12}{1 \cdot 10^{-3}} = 12 \text{ k}\Omega \quad (4.6)$$

Eine der noch zu beschreibenden Stabilisierungsmaßnahmen ist die Stromgegenkopplung mit dem Emitterwiderstand R_E . Nimmt man an, daß die Basisvorspannung konstant ist, dann bestimmt die sich mit der Temperatur ändernde Spannung U_{BE} mit 2 mV/grad letztlich die Festlegung des Emitterwiderstandes R_E . Bei einem Spannungsabfall U_E von 1 V am Emitterwiderstand R_E bedeutet dies eine Änderung um 14% , bei 2 V um 7% ($\Delta T = 70 \text{ grad}$).

Läßt man eine Änderung von 7% zu, dann erhält der Emitterwiderstand den Wert:

$$R_E = \frac{U_E}{I_C} = \frac{2}{2 \cdot 10^{-3}} = 1 \text{ k}\Omega \quad (4.7)$$

Der Spannungsteiler erhält dann die Werte:

$$R_1 = \frac{U_0 - U_B}{I_T} = \frac{12 - 2,2}{1 \cdot 10^{-3}} \approx 10 \text{ k}\Omega \quad (4.8)$$

Die Spannung U_B ist der Spannungsbedarf an der Basis des Transistors, der sich zusammensetzt aus der Spannung $U_E = 2 \text{ V}$ und der Basisspannung $U_{BE} \approx 0,2 \text{ V}$.

$$R_2' = \frac{U_B}{I_T - I_B} = \frac{2,2}{(1 - 0,12) \cdot 10^{-3}} = 2,5 \text{ k}\Omega \quad (4.9)$$

Über diesen Widerstand R_2 , bzw. hier noch R_2' genannt, fließt der erwähnte Reststrom I_{CBO} ab. Dieser verändert sich im zu stabilisierenden Temperaturbereich um etwa $100 \mu\text{A}$. Das ruft einen Spannungsabfall von etwa 200 mV am Widerstand R_2 hervor, der zusätzlich kompensiert werden muß. Berücksichtigt man noch den bereits früher ermittelten geringeren Basisspannungsbedarf von 140 mV bei einer Temperatur von $70 \text{ }^\circ\text{C}$, so sieht man, daß bei dieser oberen Grenztemperatur die Gleichspannung an der Basis um insgesamt

340 mV kleiner sein muß als bei einer Temperatur von 0 °C. Dies kann mit zwei in Durchlaßrichtung betriebenen Siliziumdioden im positiven Zweig des Spannungsteilers R_1 , R_2 erreicht werden. Die Durchlaßspannung dieser Dioden verringert sich um etwa 2 mV bei 1 grad Temperaturerhöhung.

$$U_{BE(0-70^\circ\text{C})} = 2 \cdot 2 \cdot 70 = 280 \text{ mV} \quad (4.10)$$

Die Auswirkung der verbliebenen Differenz wird durch den Emitterwiderstand R_E stark verringert. Die Siliziumdioden haben eine Durchlaßspannung U_D von etwa 0,6 V. Deshalb muß der Widerstand R_2 entsprechend korrigiert werden.

$$R_2 = \frac{U_B - 2U_D}{I_T - I_B} = \frac{2,2 - 1,2}{(1 - 0,12) \cdot 10^{-3}} \approx 1 \text{ k}\Omega \quad (4.11)$$

Der Spitzenwert des Ausgangswechselstromes ist bei einer Ausgangsleistung von 1 mW:

$$\hat{I}_C = \frac{2 \cdot N_a}{\hat{u}_1} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{8} = 250 \mu\text{A} \quad (4.12)$$

Die Spannung \hat{u}_1 wird nach Gleichung (4.5) ermittelt, wobei der Spannungsabfall U_{RC} zunächst noch geschätzt werden muß. Als Lastwiderstand erhält man:

$$R_L = \frac{\hat{u}_1}{\hat{I}_C} = \frac{8}{250 \cdot 10^{-6}} \approx 30 \text{ k}\Omega \quad (4.13)$$

$$Q_0 = \frac{R_0}{X_L} = \frac{X_L}{r_k} = 2\pi \frac{f \cdot L}{r_k} \quad (4.14)$$

wobei r_k der Verlustwiderstand des Kreises ist. Daraus ist zu erkennen, daß die Güte Q_0 von der Frequenz, der Induktivität und den Kreisverlusten abhängig ist. Auf gleiche Kerngrößen bezogen, bekommt man bei niedrigen Frequenzen kleinere Güten als bei hohen Frequenzen.

Es wurde eine Leerlaufgüte von $Q_0 = 50$ und $R_0 = R_L$ angenommen.

Daraus ergeben sich Teilwiderstände

$$X_L = X_C = \frac{R_0}{Q_0} = \frac{30 \cdot 10^3}{50} = 600 \Omega \quad (4.15)$$

Bei 500 Hz erhält die Induktivität den Wert 200 mH und die Kapazität den Wert 500 nF.

Damit auch bei einer Aussteuerung bis in das Restspannungsgebiet die LC-Schwingung frequenzbestimmend bleibt, wird ein Kollektorwiderstand R_C eingeführt. Für den Grenzfall der aperiodischen Dämpfung ist $R'_C = 2 X_L = 1,2 \text{ k}\Omega$.

Da die Widerstände R_2 und R_E bei Sättigung des Transistors (Betrieb im Restspannungsgebiet) parallel liegen, wirkt hier ein Serienwiderstand von 500 Ω . Um diesen Wert kann der Kollektorwiderstand verringert werden.

$$R_C = 1,2 \text{ k}\Omega - 0,5 \text{ k}\Omega = 0,7 \text{ k}\Omega \quad (4.16)$$

Setzt man die Hälfte der Kreisverluste für die Kupferverluste der Induktivität an, dann erhält man:

$$r_L = \frac{1}{2} \cdot \frac{X_C}{Q_0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{600}{50} = 6 \Omega \quad (4.17)$$

Der Wahl der Kerngröße geht die Wahl des Kernmaterials voraus. Vor allem sollen die Eisenverluste klein sein und die Vormagnetisierung im steilen Bereich der Hysterese bleiben. Es wird das Ferritmaterial 2000 T 26 gewählt. Wegen der kleineren Streuung des A_L -Wertes wird ein Kern mit Luftspalt verwendet. Dieser Luftspalt soll nicht zu klein sein, damit die Montage (Kleben) wenig Einfluß hat. Zweckmäßig erscheint ein Luftspalt von 0,1 mm, was bei dem Kernmaterial einem A_L -Wert um 1000 nH/n² entspricht.

Für diesen A_L -Wert ist die Primärwicklung

$$n'_1 = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{0,2}{1 \cdot 10^{-6}}} = 445 \text{ Wdg} \quad (4.18)$$

Anhand der Wickelraumtabellen kann nun der passende Ferrit-Schalenkern ermittelt werden, da der zulässige ohmsche Widerstand von 6 Ω bereits ermittelt wurde. Passend ist der Kern B 65591 T 26 A 1250. Da der A_L -Wert bei dieser Kerngröße etwas höher liegt als oben angenommen, wird die Primärwindungszahl auf $n_1 = 400$ Wdg reduziert.

In bekannter Weise kann nun überprüft werden, ob bei dieser Windungszahl die Gleichstromvormagnetisierung ($I_C = 2 \text{ mA}$) oder die Induktion zu groß wird.

Der Spitzenwert des Kollektorwechselstromes von 250 μA wurde bereits früher ermittelt. Die Rückkopplungsspannung u_R muß nun so

groß gewählt werden, daß dieser Strom sicher durchgesteuert wird, wobei der Gegenkopplungswiderstand R_E berücksichtigt werden muß.

$$\hat{u}_R = I_C \cdot R_E + \hat{u}_{BE} \approx 250 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3 + 20 \cdot 10^{-3} = 270 \text{ mV} \quad (4.19)$$

Um alle Störungen aufzufangen, rechnet man mit dem doppelten Wert der erforderlichen Spannung \hat{u}_R .

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{\hat{u}_1}{2\hat{u}_R} = \frac{8000}{540} = 15 \quad n_2 = 30 \text{ Wdg aufgerundet} \quad (4.20)$$

Die Ausgangsleistung von 1 mW soll an einen Widerstand von $R_a = 600 \Omega$ abgegeben werden. Der primäre Anpaßwiderstand wurde bereits mit 30 k Ω ermittelt.

$$\frac{n_1}{n_3} = \sqrt{\frac{R_L}{R_a}} = \sqrt{\frac{30 \cdot 10^3}{600}} \approx 7 \quad n_3 = 57 \text{ Wdg} \quad (4.21)$$

Endgültige Daten des Übertragers für die Schaltung nach Bild 4.1.
Siferrit-Schalenkern B 65591 T 26 A 1250

$$\begin{aligned} n_1 &= 400 \text{ Wdg} & 0,35 \text{ CuL} \\ n_2 &= 30 \text{ Wdg} & 0,15 \text{ CuL} \\ n_3 &= 57 \text{ Wdg} & 0,2 \text{ CuL} \end{aligned}$$

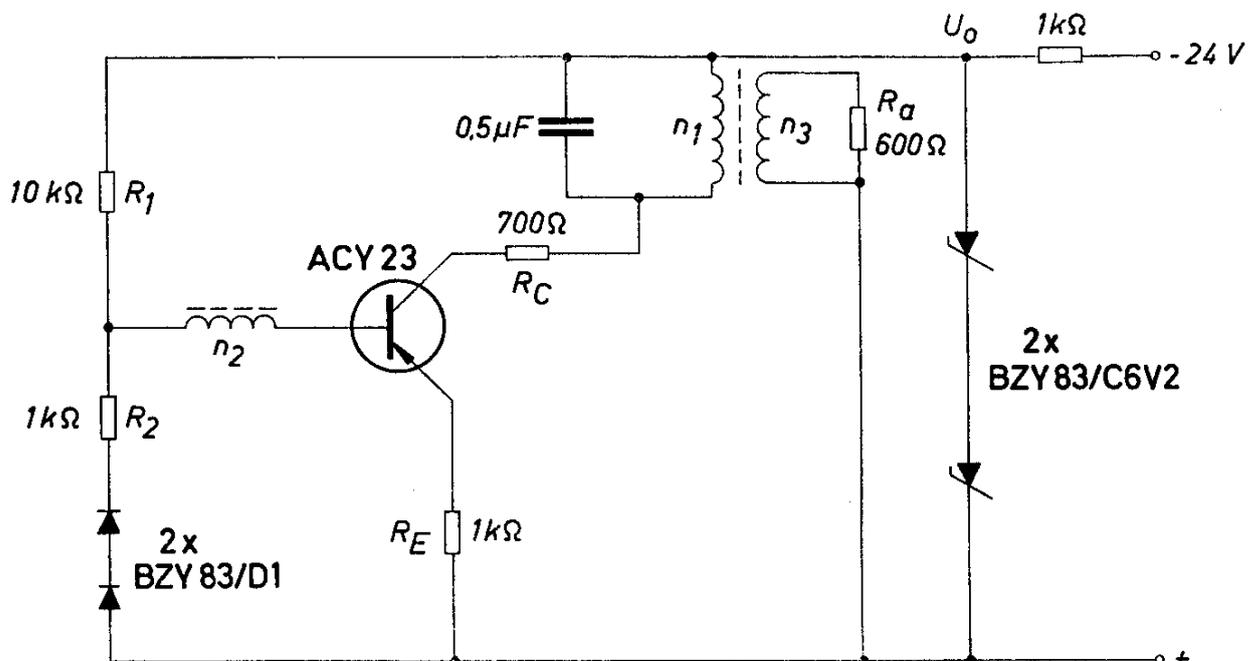


Bild 4.1

Meßergebnisse:

Temperatur	30	40	50	60	°C
Schwingfrequenz	480,7	480,9	480,7	481,6	Hz
Ausgangsspannung	0,76	0,76	0,765	0,753	V
Kollektorruhestrom	2,18	2,18	2,2	2,25	mA

Stabilität der Frequenz bei Spannungsänderung 0,05 Hz/V

Um den Einfluß der Schaltung auf die Frequenzkonstanz zu überprüfen, wurde bei dieser Messung der Schwingkreis nicht mit erwärmt. Je geringer der Temperaturgang der Induktivität und des verwendeten Kondensators ist, um so näher kann man an diese Werte herankommen.

4.2 Oszillator für 50 kHz

Das Bild 4.2 zeigt die Schaltung eines Sinusoszillators im Eintaktbetrieb. Die Schwingfrequenz beträgt 50 kHz. Dieser Oszillator ist zum Beispiel für Tonbandgeräte zur Vormagnetisierung bzw. zum Löschen des Bandes geeignet.

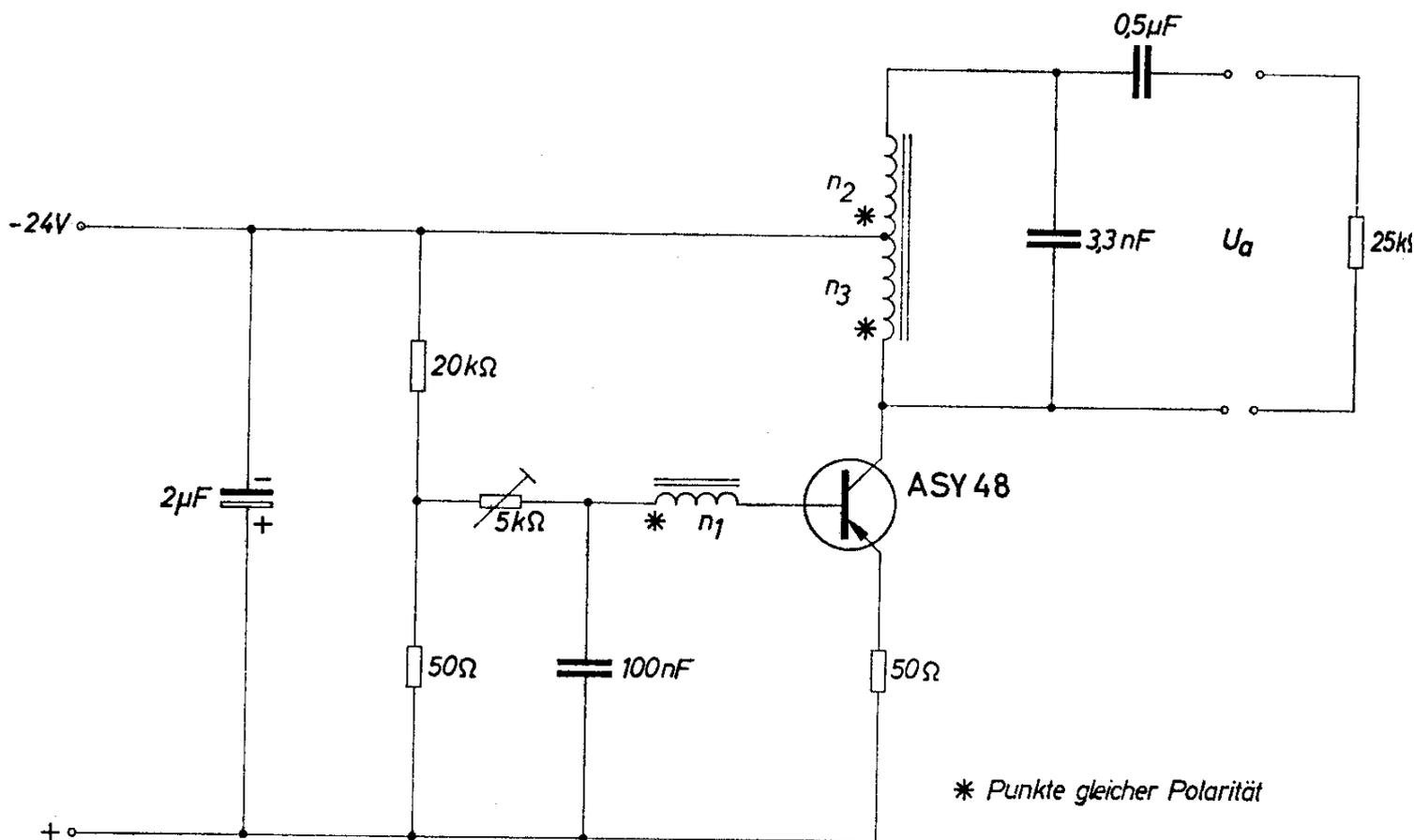


Bild 4.2

Technische Daten

Batteriespannung	24 V
Batteriestrom	11 bis 12 mA
Schwingfrequenz	50 kHz
Ausgangsspannung	100 V _{ss}
Ausgangsleistung	50 mW
Betriebstemperatur	- 10 °C bis + 65 °C

Transformator

Siferrit-Schalenkern B 65541 M 25 A 100

 $n_1 = 15$ Wdg 0,15 CuL $n_2 = n_3 = 70$ Wdg 0,18 CuL**4.3 Oszillator zum Betrieb einer Sirene**

Durch eine Kombination von 2 Transistoroszillatoren kann ein Sirenton erzeugt werden, der genau mit dem von mechanischen Modellen abgegebenen übereinstimmt. Wie im Bild 4.3 ersichtlich ist, besteht ein solcher Oszillator aus 2 Multivibratoren. Der Multivibrator M 2 schwingt mit einer Frequenz von etwa $\frac{1}{4}$ Hz. Er ist etwas unsymmetrisch aufgebaut, damit das Ansteigen und das Sinken der Frequenz des Sirentonnes in der gleichen Zeit erfolgt, obwohl eine Hälfte der von einem Multivibrator abgegebenen Spannung keine ideale Rechteckform hat. Außerdem sind die Lade- und die Entladezeit des Kondensators C_2 verschieden.

Mit Hilfe von 2 aufeinanderfolgenden RC-Gliedern, bestehend aus den Widerständen R_1 und R_2 und den Kondensatoren C_1 und C_2 , wird die vom Multivibrator M 2 erzeugte Rechteckspannung in eine annähernd symmetrische Sinusspannung übergeführt. Im Rhythmus dieser Sinusspannung wird die Vorspannung für die frequenzbestimmenden RC-Glieder des Multivibrators M 1 verändert. Die Schwingfrequenz dieses Multivibrators ändert sich deshalb im gleichen Rhythmus, also mit einer Frequenz von etwa $\frac{1}{4}$ Hz.

Der Gleichstrompegel der Modulationsspannung wird mit Hilfe des Potentiometers R_3 konstant gehalten.

Der obere Scheitelwert der Modulationsspannung beträgt 12,5 V und der untere 5,5 V.

Mit dem Potentiometer R_4 kann die Betriebsspannung des Multivibrators M 1 verändert werden. Dadurch wird die Frequenzlage des Generators verschoben, ohne daß dabei der Frequenzhub beein-

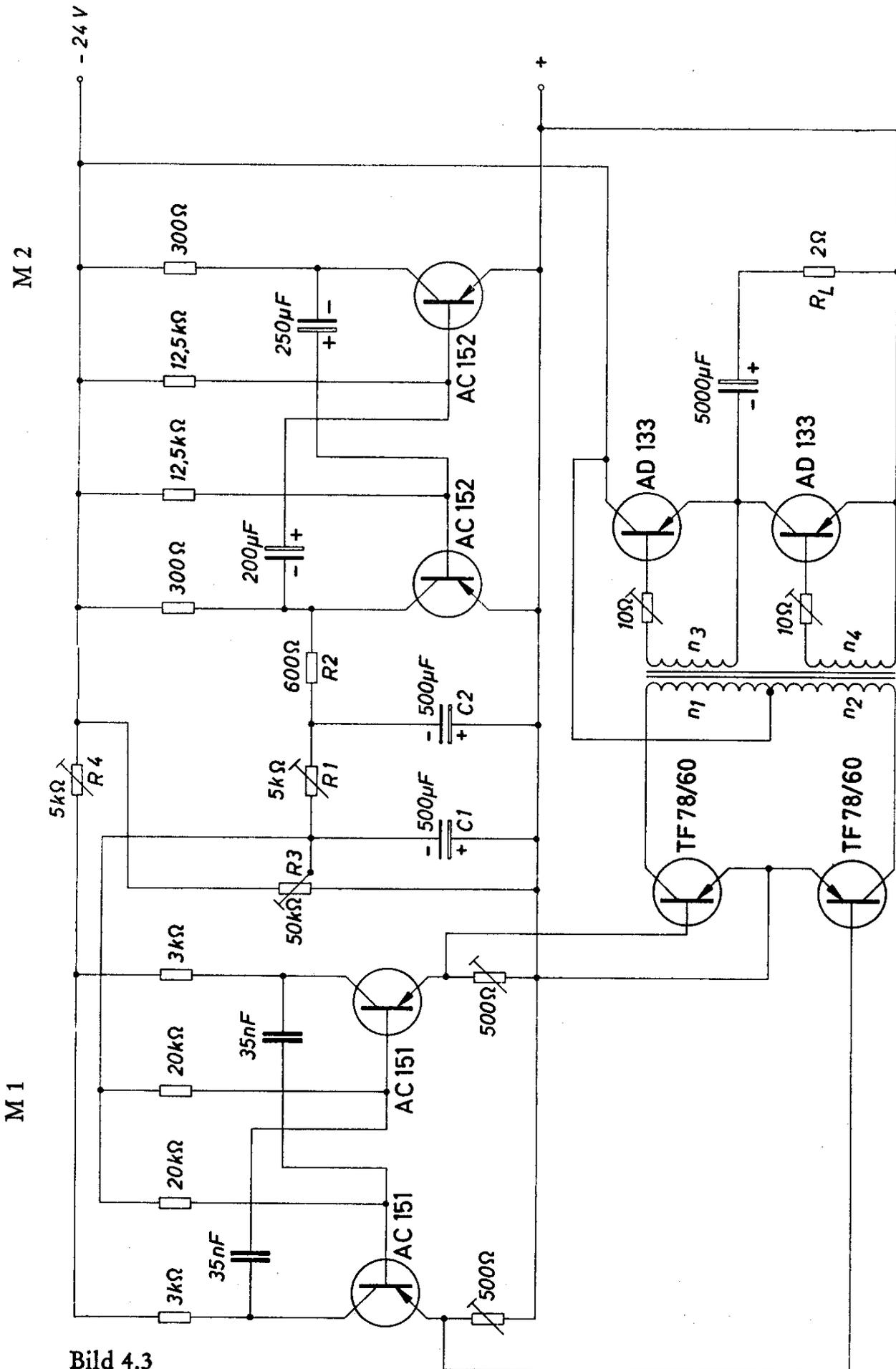


Bild 4.3

flußt wird. Der Frequenzhub kann mit dem Potentiometer R_1 eingestellt werden. Es muß allerdings bei der Einstellung darauf geachtet werden, daß die Spannung am Kondensator C_1 nie kleiner als 4 V wird, da sonst der Multivibrator M 1 nicht mehr durchgesteuert ist. An den Multivibrator M 1 ist ein Gegentaktverstärker angeschlossen, der eine Ausgangsleistung von 55 W abgibt. Die Leistungs-NF-Stufe arbeitet ohne Ausgangstransformator. Um eine Überlastung der Transistoren zu vermeiden, darf die NF-Leistung nicht vor dem Ausgang der Endstufe geregelt werden. Die Regelung kann z. B. durch Vergrößerung des Lastwiderstandes bzw. durch Vorschalten eines Widerstandes im Lautsprecherkreis erfolgen. Bei einem Lastwiderstand von 2Ω beträgt die Ausgangsleistung 55 W.

Technische Daten

Batteriespannung	24 V
Frequenzhub	300 Hz (500 bis 800 Hz)
Ausgangsleistung	55 W an 2 Ohm
Ausgangsspannung	10,5 V

Transformator

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

$n_1 = n_2 = 330$ Wdg 0,17 CuL gemeinsam wickeln

$n_3 = n_4 = 30$ Wdg 0,55 CuL gemeinsam wickeln

4.4 Umformung von Impulsen in eine symmetrische Rechteckspannung

Mit der Schaltung nach Bild 4.4 können Impulse fast beliebiger Kurvenform, die in einem Rhythmus von 1 ms (1000 Hz) wiederkehren, in eine symmetrische Rechteckspannung gleicher Frequenz übergeführt werden. Jeder dieser Impulse kippt über einen Vorverstärker (T_1) einen monostabilen Multivibrator (T_2 und T_3) in den labilen Zustand. Die Verzögerungszeit des Multivibrators hat den Wert von 0,5 ms, ist also gleich der halben Periodendauer einer 1000-Hz-Schwingung. Der Gegentaktverstärker am Ausgang wird durch symmetrische rechteckige Impulse angesteuert und liefert eine Ausgangsleistung von 180 mW. An die Form der Eingangsimpulse wird lediglich die Forderung gestellt, daß ihre Impulsbreite kleiner als 0,5 ms sein muß, weil sonst der monostabile Multivibrator nicht rechtzeitig in den stabilen Zustand zurückkippen kann. Als Steuerungsspannung kann auch eine Sinusspannung von 1000 Hz wirken. Steht eine ausreichend hohe Eingangsspannung zur Verfügung, so kann

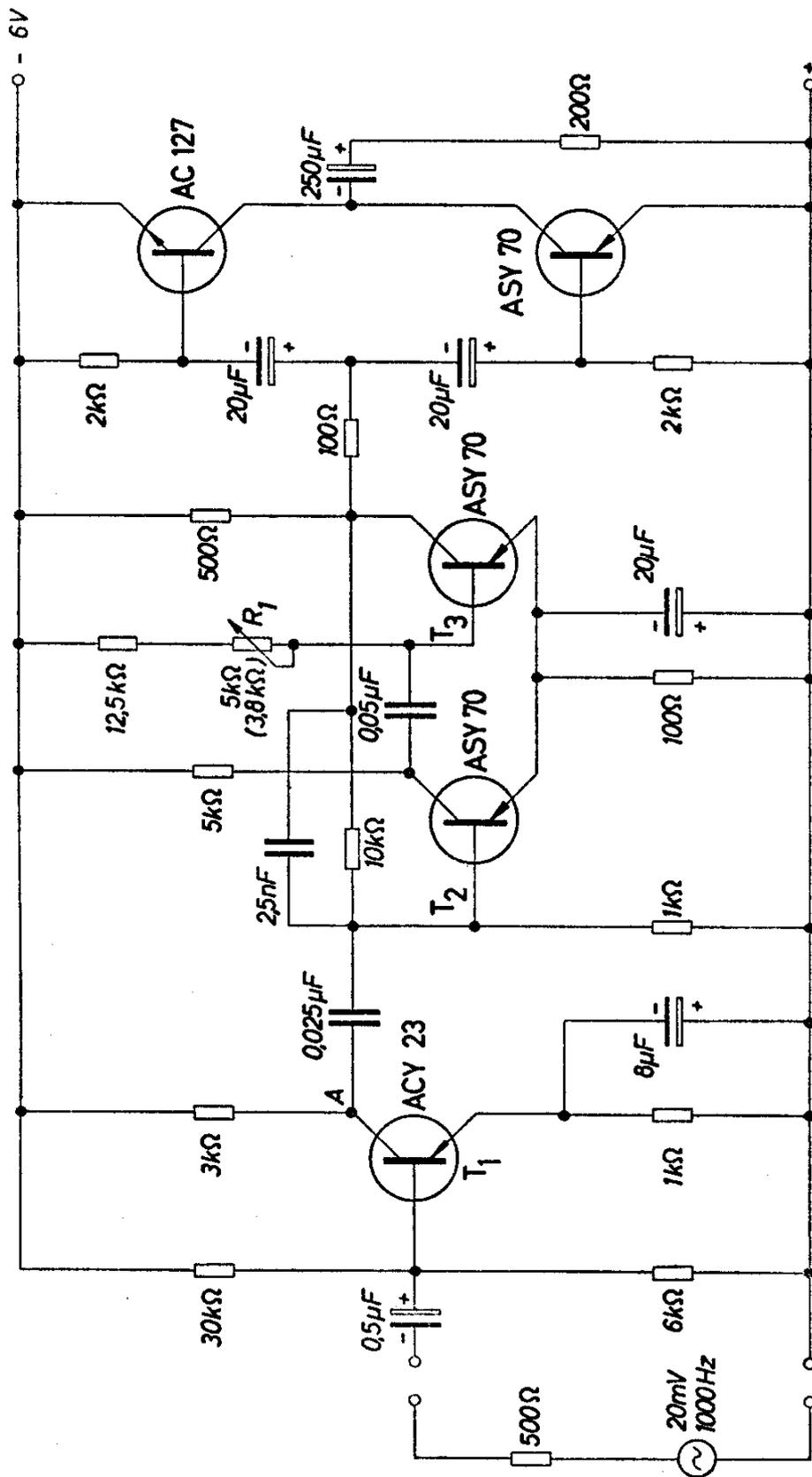


Bild 4.4

der Vorverstärker entfallen und es kann direkt am Punkt A gesteuert werden. Die Verzögerungszeit von 0,5 ms wird am Potentiometer R_1 eingestellt.

Technische Daten

Batteriespannung	6 V
Batteriestrom	23 mA
Steuerspannung	
Eingang	> 20 mV
Punkt A	> 600 mV
Lastwiderstand	200 Ω

5. Multivibratoren und Verzögerungsschaltungen

Besonders in der industriellen Elektronik werden Multivibratoren in großer Zahl verwendet, sei es zum Erzeugen von Impulsen mit einem astabilen Multivibrator oder zur Verzögerung von Signalen mit monostabilen Multivibratoren. Bistabile Multivibratoren sind unter anderem für Zählstufen geeignet. Die bekannten Grundschaltungen erfüllen jedoch nicht in allen Fällen die gestellten Forderungen. Es werden deshalb im folgenden einige Sonderformen beschrieben.

5.1 Astabiler Multivibrator mit steilen Impulsflanken

Astabile Multivibratoren liefern im Prinzip eine Ausgangsspannung mit rechteckiger Kurvenform. Eine der beiden Flanken ist jedoch bei der einfachsten Schaltung nach Bild 5.1 verzerrt. Dies ist darauf zurückzuführen, daß einer der beiden Kondensatoren mit dem Ausgang verkoppelt ist. In der Schaltung nach Bild 5.1 ist dies der Kondensator C_2 . Der Transistor T_2 wird über den Widerstand R_1 und den Kondensator C_1 rasch bis zur Restspannung durchgesteuert. Wenn die Ladung des Kondensators beendet ist, also kein Ladestrom mehr fließt, liefert der Widerstand R_4 den für die Durchsteuerung des Transistors T_2 erforderlichen Basisstrom. Der Kondensator C_2 entlädt sich nun über den Widerstand R_3 und den Transistor T_2 . Sobald negative Spannung an die Basis des Transistors T_1 gelangt, wird dieser durchgesteuert. Durch die Rückkopplung über den Kondensator C_1 wird der Transistor T_2 rasch gesperrt. Der Spannungsanstieg an seinem Kollektor wird jedoch durch den Kondensator C_2 verzögert.

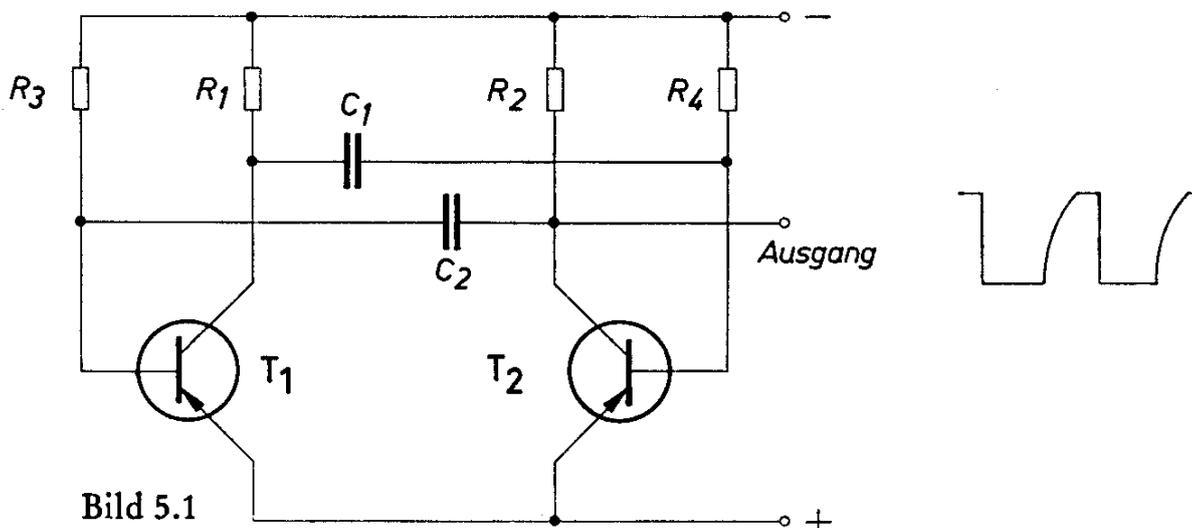


Bild 5.1

Dieser ist fast vollständig entladen, weil kurz nach dem Nulldurchgang der Spannung an diesem Kondensator der Transistor T die zur Durchsteuerung erforderliche kleine negative Spannung erhalten hat. Aus diesem Grund kann die Spannung am Kollektor des Transistors T_2 nicht sofort auf den Wert der Batteriespannung ansteigen. Vielmehr muß erst der Kondensator C_2 über den Widerstand R_2 und den Transistor T_1 aufgeladen werden. Obwohl der Transistor abgeschaltet hat, fließt also weiterhin ein Strom über seinen Kollektorwiderstand. Der dabei an diesem auftretende Spannungsabfall verkleinert die Ausgangsspannung. Die Ausgangsspannung steigt im gleichen Maß, wie der Ladestrom des Kondensators C_2 sinkt, also nach einer e-Funktion. Eine gewisse Verbesserung erreicht man, wenn man den Kondensator C_2 nicht direkt mit dem Kollektor des Transistors T_2 verbindet, sondern den Kollektorwiderstand unterteilt. Diese Lösung ist jedoch nicht in allen Fällen befriedigend. Eine andere Möglichkeit besteht in der Verwendung eines dritten Transistors.

Das Bild 5.2 zeigt eine Schaltung, bei der dieses Problem auf sehr einfache Weise gelöst ist. Der Kondensator C_2 ist über eine Diode vom Kollektor des Transistors T_2 entkoppelt.

Wird nun der Transistor T_2 gesperrt, so kann die Spannung an dessen Kollektor sofort auf den Wert der Batteriespannung steigen. Der Kondensator C_2 wird über den Widerstand R_2 aufgeladen. Das Potential am Punkt B ist während der Aufladung positiv gegenüber

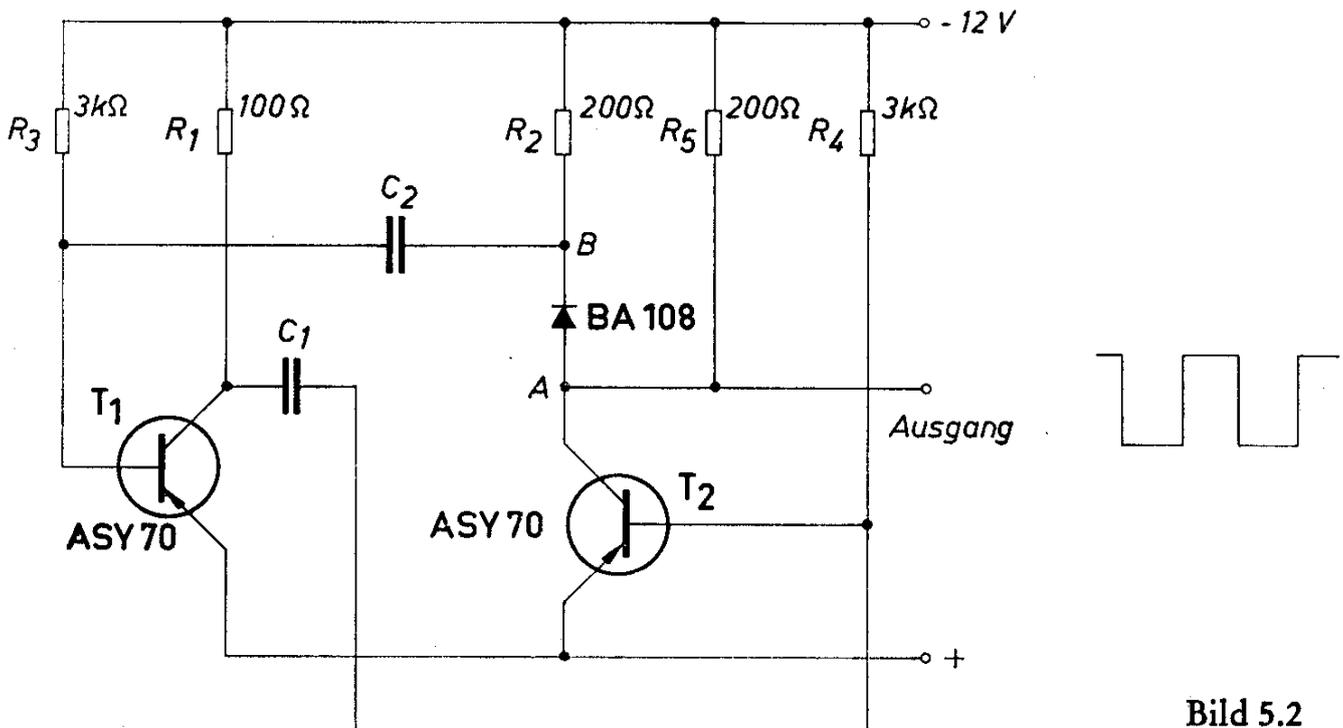


Bild 5.2

dem am Punkt A. Die Diode ist deshalb gesperrt, und der Spannungsabfall am Widerstand R_2 während der Aufladung des Kondensators C_2 beeinflusst nicht das Ausgangssignal.

5.2 Schmitt-Trigger mit hohem Eingangswiderstand

Das Bild 5.3 zeigt die Schaltung eines Schmitt-Triggers in der üblichen Form. Am Potentiometer R_5 wird der Schwellenwert der für das Kippen erforderlichen Eingangsspannung U_e eingestellt. Der Transistor T_2 ist im Ruhezustand leitend, da an seine Basis über die Widerstände R_1 und R_3 negatives Potential gelangt. Der Kollektor- bzw. Emitterstrom des Transistors T_2 wird einen so hohen Wert annehmen, daß der Spannungsabfall am Widerstand R_4 um den Wert der Basisspannung kleiner ist als die am Potentiometer R_5 eingestellte Vergleichsspannung U_V . Damit der Transistor T_1 leitend und somit der Kippvorgang eingeleitet wird, muß die Eingangsspannung U_e größer werden als der Spannungsabfall am Widerstand R_4 plus dem Schwellenwert der Basisspannung des Transistors T_1 . Dieser Schwellenwert wird einen ähnlichen Wert haben wie die Basisspannung des Transistors T_2 . Die Spannung U_V ist also etwa gleich groß wie der Schwellenwert der Eingangsspannung für das Auslösen des Kippvorganges. Bei pnp-Transistoren muß diese Spannung natürlich immer negativ gegenüber dem Emitter bzw. hier dem Pluspol der Batterie sein. Sobald eine Eingangsspannung von der erforderlichen Größe auftritt,

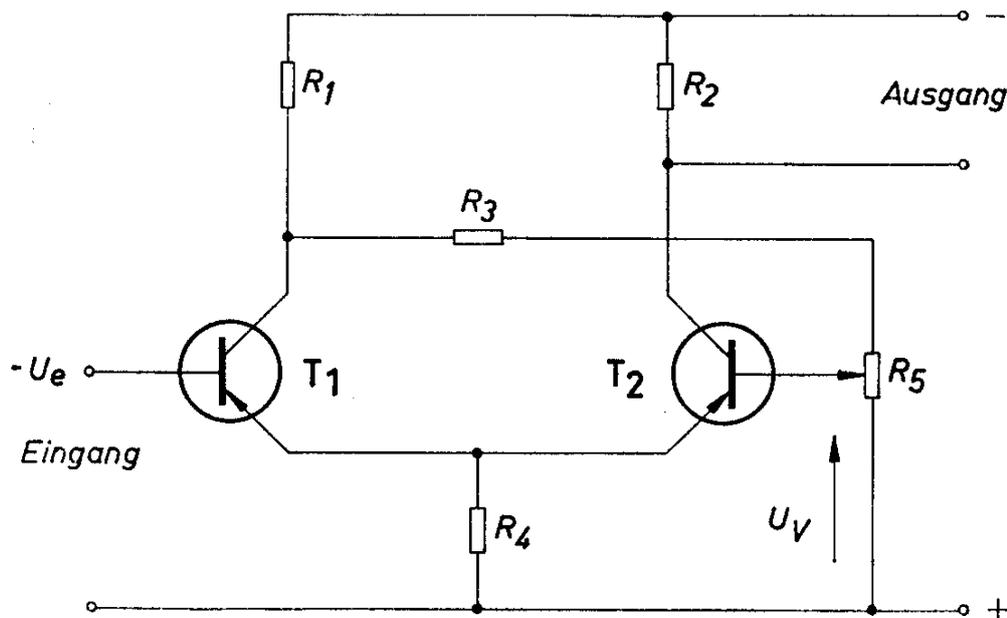


Bild 5.3

wird der Transistor T_1 leitend. Das Potential an dessen Kollektor verändert sich gegen positive Werte. Diese Potentialänderung wird über den Widerstand R auf die Basis des Transistors T_2 übertragen, wodurch dieser gesperrt wird. Am Ausgang erscheint ein entsprechender Spannungssprung. Der Trigger bleibt in dieser Stellung, bis die Eingangsspannung wieder verschwindet bzw. unter den erforderlichen Wert sinkt. Diese Anordnung hat den Nachteil, daß die Steuerquelle den ganzen für die Durchsteuerung des Transistors T_1 erforderlichen Basisstrom liefern und daher entsprechend niederohmig sein muß. Durch die Einführung eines zweiten Rückkopplungsweges und Stabilisierung des Emitterstromes kann der Eingangswiderstand eines Schmitt-Triggers wesentlich erhöht werden. Steigt nämlich die Eingangsspannung U_e an, so wird der Transistor T_1 zunächst leitend. Der Kollektorstrom kann über den dabei erreichten Wert nicht ansteigen. Bei einer weiteren Erhöhung der Eingangsspannung steigt jedoch der Emitterstrom weiter an. Diese Stromdifferenz muß von der Steuerquelle geliefert werden, wodurch diese stark belastet wird.

In der Schaltung nach Bild 5.4 wird der Emitterstrom durch den Transistor T_3 stabilisiert. Bei einer Erhöhung der Eingangsspannung wird deshalb der Eingangsstrom nur mehr unwesentlich ansteigen, und die Sättigung kann vermieden werden.

Der von der Signalquelle zu liefernde Strom kann noch weiter verkleinert werden, wenn man vom Ausgang eine Rückkopplung vorsieht (Widerstand R_1 ; Bild 5.4). Der Kippvorgang wird dann ausschließlich durch den Steuerstrom eingeleitet, während der Haltestrom vorwiegend von der Schaltung selbst über diese Rückkopplung geliefert wird.

Über den Rückkopplungswiderstand wird jedoch auch der Ausgang durch die Eingangsspannung beeinflusst. Dieser Strom wird durch den Widerstand R_3 kompensiert. Der Rückkopplungsgrad darf nicht zu hoch gewählt werden, weil sonst der Schmitt-Trigger in einen bistabilen Multivibrator übergeht. Bei der Anordnung nach Bild 5.3 sinkt die Ausgangsspannung im Ruhezustand nicht auf den Wert 0. Um dies zu erreichen, kann die Ausgangsspannung entweder über eine Zenerdiode abgenommen oder ein Spannungsteiler vorgesehen werden, wie es in der Schaltung nach Bild 5.4 der Fall ist (Widerstände R_2 — R_3).

Technische Daten zur Schaltung nach Bild 5.4

Ansprechspannung	0,5 bis 5 V
Eingangswiderstand	> 100 k Ω
Ausgangsspannung im Leerlauf	0 bis 11 V
zulässiger Abschlußwiderstand	10 k Ω

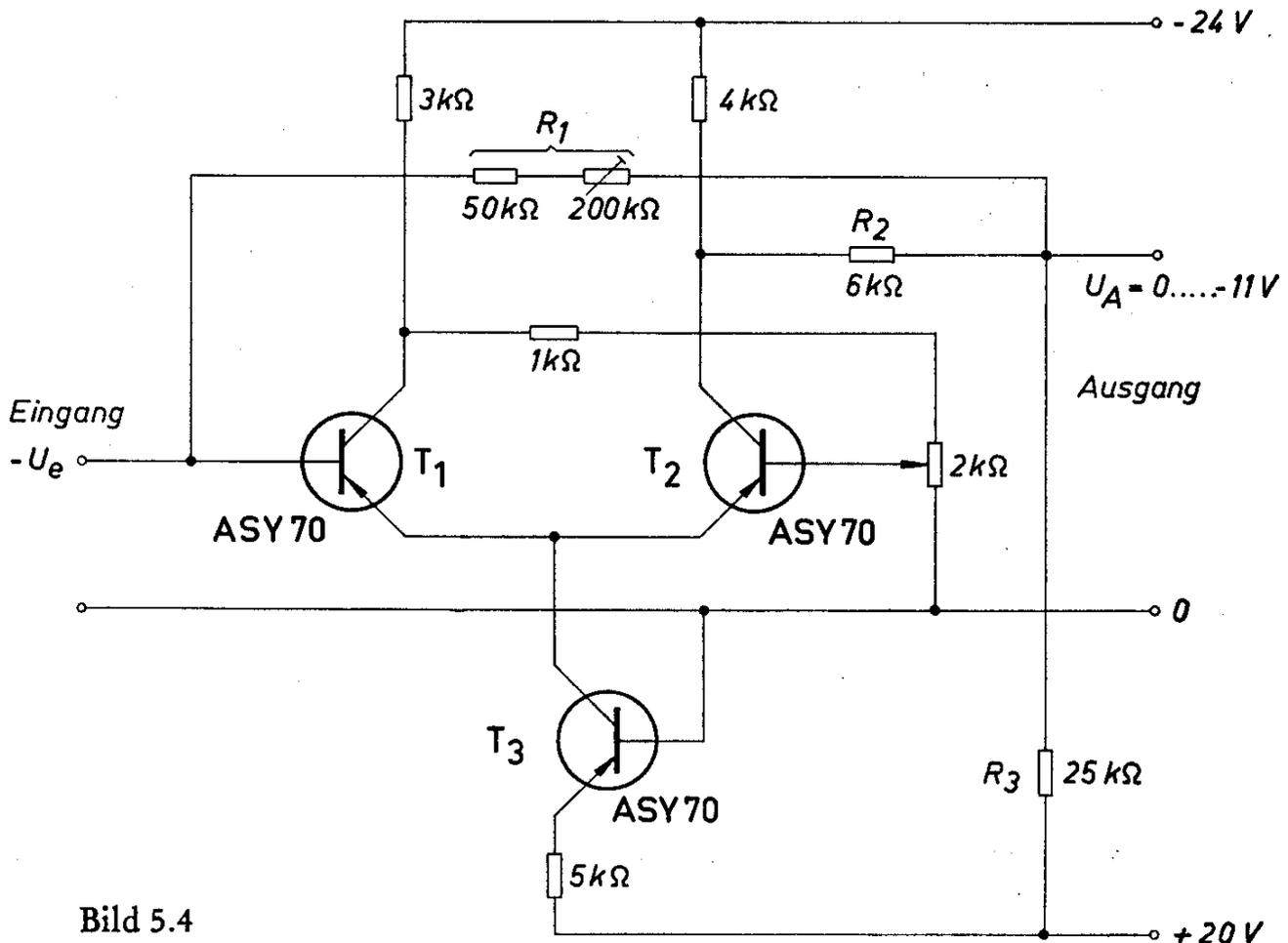


Bild 5.4

5.3 Impulsgeber

Zur Erzeugung einer Impulsspannung mit sehr kleinem Tastverhältnis, also einem großen Unterschied zwischen der Länge der Impulspause und des Impulses, ist besonders ein Multivibrator mit Komplementärtransistoren geeignet. Während mit einem astabilen Multivibrator der üblichen Schaltung nur Tastverhältnisse von maximal 1 : 10 bei symmetrischer Ausführung und 1 : 100 bei unsymmetrischer Ausführung erreicht werden können, ist mit dieser Anordnung ein Tastverhältnis bis 1 : 10 000 erreichbar. Ein weiterer Vorteil, der vor allem bei der Dimensionierung des hier angegebenen Beispiels ausschlaggebend war, ist, daß während der langen Impulspause diese Anordnung nur einen sehr kleinen Strom aufnimmt, weil beide Transistoren gesperrt sind. Bei dem Beispiel nach Bild 5.5 beträgt die Stromaufnahme während der Impulspause nur etwa $30 \mu\text{A}$.

Bei der Beschreibung der Schwingschaltung nach Bild 5.5 geht man am besten vom Zustand während der Impulspause aus. Beide Transistoren sind gesperrt. Der npn-Transistor T_1 bleibt so lange ge-

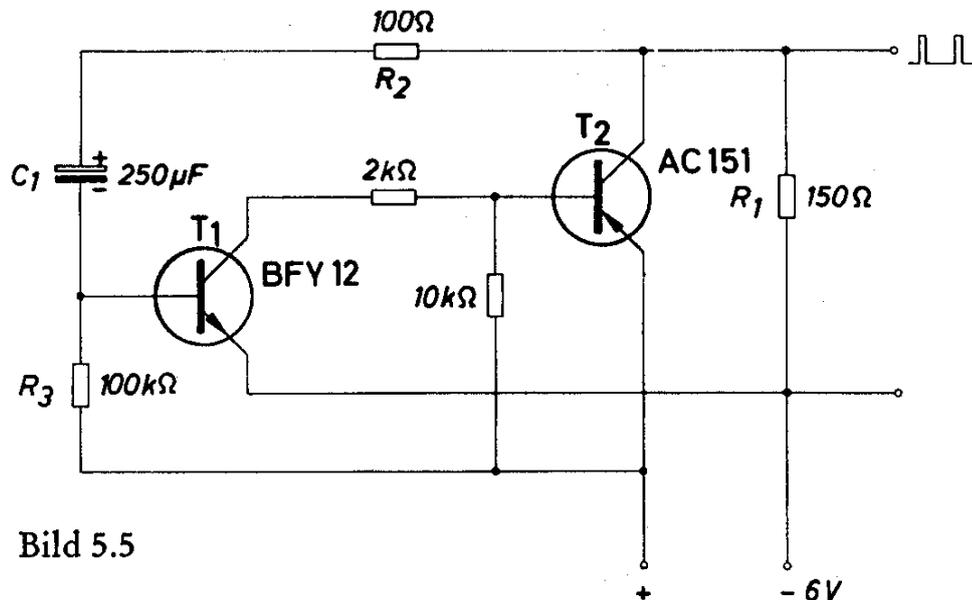


Bild 5.5

sperrt, bis die Spannung am Kondensator C_1 , der über die Widerstände R_1 , R_2 und R_3 entladen wird, den Wert der Schwellenspannung des Transistors T_1 erreicht hat. Es fließt dann zunächst ein kleiner Basisstrom, der um den Faktor der Stromverstärkung vergrößert dem Transistor T_2 als Steuerstrom zugeführt wird. Dieser zieht ebenfalls Strom, und der Spannungsabfall am Widerstand R_1 bewirkt ein Wandern des Kollektorpotentials nach positiven Werten. Durch die Rückkopplung über den Kondensator C_1 wird der positive Basisstrom des Transistors T_1 rasch vergrößert, und die Durchschaltung wird dadurch beschleunigt. Beide Transistoren sind nun stromdurchlässig, und der Kondensator C_1 lädt sich über die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_1 und die Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors T_2 . Sobald die Aufladung so weit fortgeschritten ist, daß der zur Durchschaltung erforderliche Basisstrom nicht mehr über den Kondensator C_1 fließen kann, kippt der Multivibrator wieder und beide Transistoren werden gesperrt.

Am Kondensator C_1 treten während des Betriebes Spannungen verschiedener Polarität auf. Es kann aber trotzdem ein normaler Elektrolitkondensator verwendet werden, wenn er mit der im Schaltbild gekennzeichneten Polarität eingebaut wird. Die mit umgekehrter Polarität auftretende Spannung beträgt nur kurzzeitig wenige Zehntel Volt.

Die Impulspause und die Impulszeit sind von der Stromverstärkung des Transistors T_1 abhängig. Beide Zeiten können durch Veränderung von C_1 und R_2 in Grenzen variiert werden.

Technische Daten

Batteriespannung	6 V
Impulspause	20 bis 30 s
Impulsdauer	0,5 s

kann mit dem Widerstand R_1 eingestellt werden. Die Zündspannung der Glimmlampe schwankt etwas von Exemplar zu Exemplar. Mit dem Potentiometer R_2 wird die für die Glimmlampe erforderliche Spannung eingestellt. Durch die geteilten Kollektorwiderstände wird eine zu hohe Basis-Emitter-Spannung vermieden.

Technische Daten

Betriebsspannung	220 V, 50 Hz
Blinkfrequenz	etwa 1,5 Hz
Zündspannung der Glimmlampe	etwa 110 V
Gleichrichter Gr:	Selen-Flachgleichrichter E 250 C 50

5.5 Ansprechverzögerung

Mit Multivibratoren können die verschiedensten Formen von Verzögerungsschaltungen hergestellt werden. In der Schaltung nach Bild 5.7 spricht das Relais nicht sofort nach Betätigen des Schalters S an, sondern erst nach einer einstellbaren Verzögerungszeit. Diese Verzögerungszeit kann stufenlos mit dem Potentiometer R_2 im Verhältnis 1 : 100 verändert werden. Wird eine noch größere Variation der Verzögerungszeit gefordert, so muß der Kondensator C_1 in Stufen umgeschaltet werden. Mit dem in der Schaltung eingetragenen Kondensator von 250 μF beträgt die maximale Verzögerungszeit 120 s.

Die Funktion der Schaltung ist folgende: Im Ruhezustand, wenn also der Schalter S geöffnet ist, fließt über keinen der beiden Transistoren Kollektorstrom. Der Transistor T_1 wäre wohl durchgesteuert, weil seine Basis über die Widerstände R_4 und R_6 an negativem Potential liegt, der Kollektor ist aber durch den Schalter S vom Minuspol der Batterie getrennt. Der Transistor T_2 ist gesperrt, weil seine Basis mit dem Kollektor des Transistors T_1 verbunden ist, an dem aus dem obengenannten Grund nur positives Potential liegen kann. Der Kondensator C_1 ist über den Widerstand R_4 , die Siliziumdiode BA 104, die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_1 und die Siliziumdiode BZY 83 / D 1 mit der im Bild 5.7 eingetragenen Polarität aufgeladen. Wird nun der Schalter S geschlossen, so entsteht durch den Kondensator C_2 für kurze Zeit ein negatives Potential an der 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

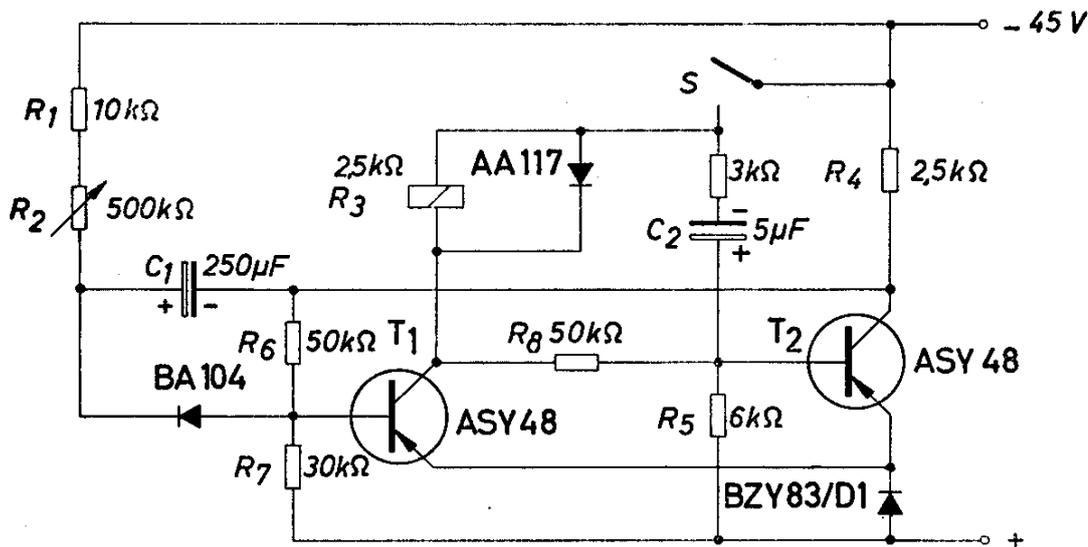


Bild 5.7

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 Widerstand R_8 an die Basis des Transistors T_2 übertragen. Durch diese Rückkopplung wird der Transistor T_2 rasch voll aufgesteuert und über den Widerstand R_6 der Transistor T_1 gesperrt. Obwohl jetzt der Stromkreis für den Transistor T_1 durch den Schalter S geschlossen ist, wird das Relais zunächst nicht ansprechen. 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 vor dem Schließen des Schalters bereits aufgeladene Kondensator wird sich jetzt 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 5.7 mit Plus 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 104. 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 R_3 spricht an, und der Kondensator C_1 wird mit der im Bild 5.7 eingetragenen Polarität voll aufgeladen.

Mit der Schaltung nach Bild 5.7 wird also erreicht, daß nach Betätigen des Schalters zunächst nichts passiert und nach Ablauf einer einstellbaren Verzögerungszeit ein Relais anspricht. Das Relais bleibt angezogen, bis der Schalter S wieder geöffnet wird.

Technische Daten

Batteriespannung 45 V
Relais R₃: Trls 154d nach TBv 65426/97d

5.6 Verzögerungsschaltung

Auslösung durch Anschalten der Betriebsspannung.

Bei der Verzögerungsschaltung nach Bild 5.7 wird wie bei fast allen bekannten derartigen Schaltungen die Verzögerung durch einen im Leitungszug enthaltenen Schalter oder eine Taste ausgelöst. Es gibt jedoch Anwendungen, wo an dieser Stelle kein Schalter angebracht werden kann, sondern wo der Verzögerungsvorgang durch Anschalten der Versorgungsspannung ausgelöst werden soll.

Das Bild 5.8 zeigt eine dafür geeignete Schaltung. Nach Anschalten der Versorgungsspannung durch den Schalter S ist zunächst der Transistor T₂ durchgeschaltet, weil seine Basis über einen Widerstand mit dem negativen Pol der Spannungsquelle verbunden ist. Die Transistoren T₁ und T₃ sind gesperrt. Die Basis des Transistors T₃ ist mit dem Kollektor des Transistors T₂ verbunden. Die Spannung zwischen diesem Punkt und dem positiven Pol der Spannungsquelle, der für alle folgenden Betrachtungen als Bezugspunkt gilt, ist gleich der Summe aus den Durchlaßspannungen der beiden Siliziumdioden BZY 83/D 1 und der Restspannung des durchgeschalteten Transistors T₂, also insgesamt etwa 1,7 V. In der Emitterleitung des Transistors T₃ liegt die Zenerdiode BZY 83 / C 6 V 2, die eine Zenerspannung von etwa 6 V hat. Solange die Spannung an der Basis dieses Transistors nicht größer als 6 V wird, bleibt der Transistor gesperrt, weil das Potential an der Basis positiv ist gegenüber dem Potential am Emitter. Am Kondensator C₁ liegt im Augenblick des Einschaltens keine Spannung. Wegen der vorgeschalteten Zenerdiode BZY 83 / D 12 gelangt kein Basisstrom an den Transistor T₁, er bleibt gesperrt.

Der Kondensator C₁ wird nun über die Widerstände R₁ und R₂ aufgeladen. Sobald die Spannung an ihm den Wert 12 V überschreitet, öffnet die Zenerdiode BZY 83 / D 12 und der Transistor T₁ erhält einen Steuerstrom. Der Transistor wird durchgesteuert und das Po-

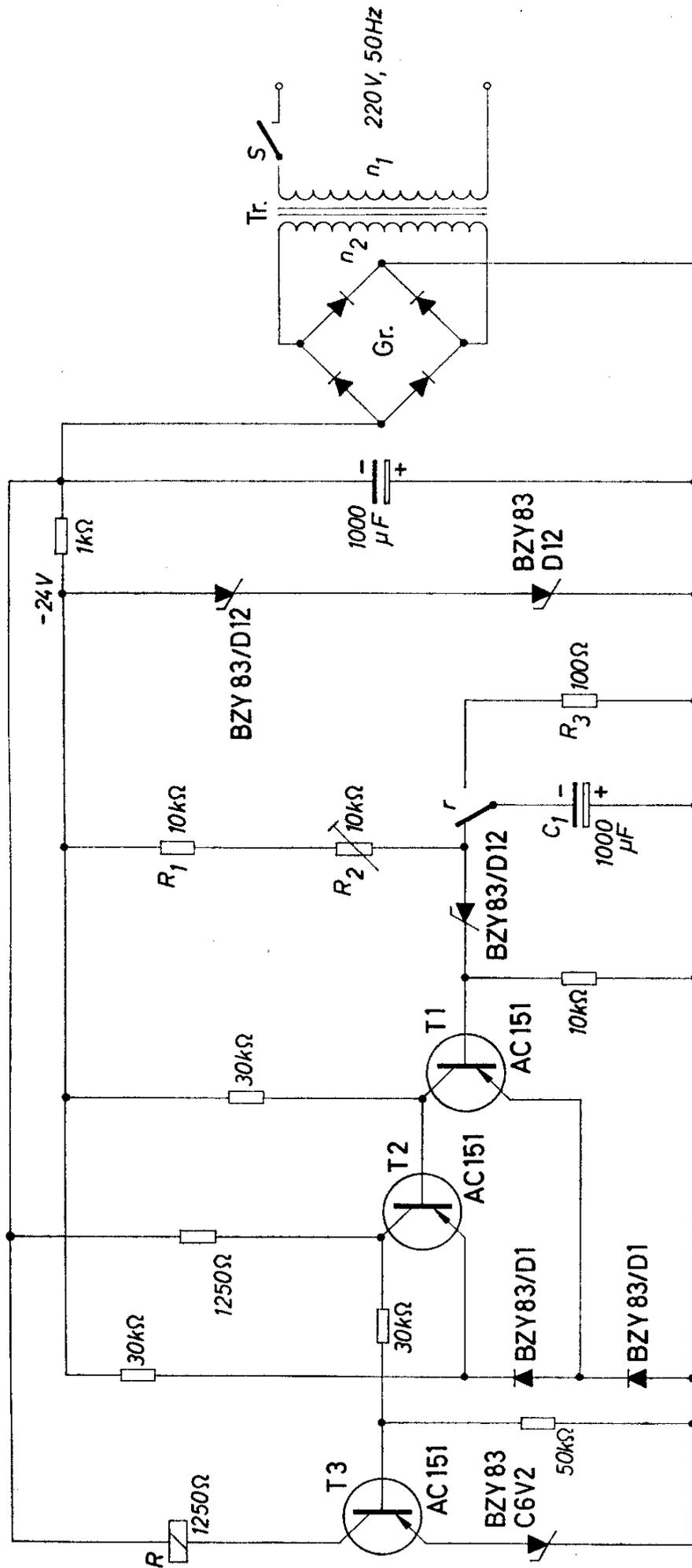


Bild 5.8

tential an seinem Kollektor wandert gegen positive Werte. Diese Änderung überträgt sich auf die Basis des Transistors T_2 , wodurch dieser gesperrt wird.

Das Potential am Kollektor des Transistors T_2 verändert sich gegen negative Werte, wodurch der Transistor T_3 aufgesteuert wird. Das Relais spricht an. Ein Umschaltkontakt r dieses Relais schließt den Kondensator über den Widerstand R_3 kurz, wodurch der Kondensator entladen wird. Die Wiederbereitschaftszeit der Schaltung ist etwa: $t_w = 3 \cdot R_3 \cdot C_1$. Durch die Verwendung von Siliziumdioden und einer Zenerdiode in den Emitterleitungen ist ein sicheres Arbeiten auch bei höheren Umgebungstemperaturen erreicht (bis etwa 60°C). Die Länge der Verzögerungszeit ist abhängig von der Größe der Widerstände R_1 und R_2 und der Kapazität des Kondensators C_1 . Sie kann nach folgender Formel berechnet werden:

$$t \approx 0,7 (R_1 + R_2) \cdot C_1$$

Die Verzögerungszeit ist nur dann konstant, wenn die Höhe der Versorgungsspannung gleich bleibt. Deshalb ist diese mit Hilfe von Zenerdioden auf 24 V konstant gehalten. Die vom Netzteil abgegebene Spannung beträgt maximal 31 V.

Technische Daten

Betriebsspannung	220 V, 50 Hz
Verzögerungszeit	7 bis 14 s, einstellbar mit dem Widerstand R_2
Maximale Betriebstemperatur	60°C

Transformator

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

$n_1 = 4180$ Wdg 0,09 CuL

$n_2 = 450$ Wdg 0,35 CuL

Gr: Selenflachgleichrichter B 60 C 200

Relais R: Trls 154c nach TBv 65422/93 d

6. Fotoverstärker

Zur Umwandlung von Lichtsignalen in elektrische Signale stehen zwei verschiedene Halbleiterbauteile zur Verfügung. Die Germanium-Fotodioden werden als Fotowiderstände verwendet. Ihr Sperrwiderstand sinkt mit steigender Lichtintensität. Wird eine Spannung an diese Bauteile gelegt, so ergibt die Widerstandsänderung eine Stromänderung, mit der Verstärker angesteuert werden können.

Die Siliziumfotoelemente werden üblicherweise ohne Vorspannung betrieben. Sie ermöglichen die direkte Umwandlung von Lichtenergie in elektrische Energie, geben also bei Bestrahlung eine bestimmte elektrische Leistung ab.

Es wird von der jeweiligen Anwendung abhängen, welchem der beiden Fotobauteile man den Vorrang gibt. Die lichtempfindliche Fläche der handelsüblichen Fotodioden ist sehr klein; trotzdem ist ihre Empfindlichkeit sehr hoch. Störend wirkt sich allerdings der sogenannte Dunkelstrom aus, also der Sperrstrom durch die nicht beleuchtete Fotodiode, der dem Sperrstrom normaler Gleichrichterdiolen entspricht. Dieser Dunkelstrom bzw. Sperrstrom steigt mit der Temperatur an und täuscht somit eine Beleuchtung vor. Dadurch ist der möglichen Empfindlichkeit solcher Verstärker eine Grenze gesetzt. Einen Ausweg bietet die Verwendung von Wechselstromverstärkern. Dabei wird die Fotodiode mit Wechsellicht bestrahlt. Dieses kann z. B. durch rotierende Lochblenden gewonnen werden. Aber auch das Licht der mit 50 Hz Wechselstrom betriebenen Glühlampen zeigt eine Welligkeit von 5 bis 7%. Noch höher ist die Welligkeit des Lichts von Leuchtstofflampen. Die Änderung des Steuerstromes durch Temperaturänderung ist ein langsamer Vorgang, wird also vom Wechselstromverstärker nicht registriert. Wenn der Wechselstromverstärker als selektiver Verstärker ausgeführt wird, kann man eine hohe Empfindlichkeit und eine große Verstärkung erreichen. Die Grenze für die erzielbare Empfindlichkeit stellt das Rauschen des Eingangstransistors dar. Bei selektiven Verstärkern wird nur ein schmales Band des Rauschspektrums verstärkt.

Die Schwierigkeiten mit dem Dunkelstrom fallen weg bei der Verwendung von Siliziumfotoelementen. Um hier auch bei kleinen Lichtintensitäten einen ausreichend großen Fotostrom zu erhalten, müssen die lichtempfindlichen Flächen allerdings größer gewählt oder das Licht muß optisch gebündelt werden.

6.1 Verstärker für Lochstreifenabtastung

Bei Vorrichtungen für die fotoelektrische Abtastung von Lochstreifen muß auf die Ausbildung der Optik und des Schaltverstärkers gleichermaßen große Sorgfalt aufgewendet werden. Je besser die Optik ist und je höher somit die Lichtintensität am lichtempfindlichen Bauteil ist, um so einfacher und billiger kann der Schaltverstärker sein.

Eine Anordnung, die gute Ergebnisse liefert, sieht folgendermaßen aus: Hinter einer Soffitenlampe ist ein Reflektor angebracht, der zum Beispiel versilbert oder aus hochglänzendem Aluminium sein kann. Eine Sammellinse, die aus einem in Längsrichtung halbierten Plexiglas-Rundstab bestehen kann, zwischen Lampe und Lochstreifen bzw. Blende verbessert die Bündelung des Lichtstrahles.

Die Lochstreifen sind oft aus sehr dünnem Papier hergestellt. Das Hell-Dunkel-Verhältnis am Fotoelement wird dann auch bei hoher Lichtintensität sehr klein. Dagegen kann mit einem Komplementärfilter Abhilfe geschaffen werden. Bei einem grünen Lochstreifen wird man zum Beispiel ein Rotfilter verwenden.

Das Bild 6.1 zeigt eine Verstärkerschaltung, die verwendet werden kann, wenn als Lichtquelle eine Soffitenlampe von 3 W und die oben beschriebene einfache Optik verwendet wird. Die für das Ansprechen der Schaltung erforderliche Differenz zwischen dem Fotostrom bei Beleuchtung und Abdunklung des Fotoelementes beträgt mindestens $100 \mu\text{A}$. Dies entspricht beim Fotoelement BPY 11 einem Helligkeitsunterschied von etwa 2000 Lx.

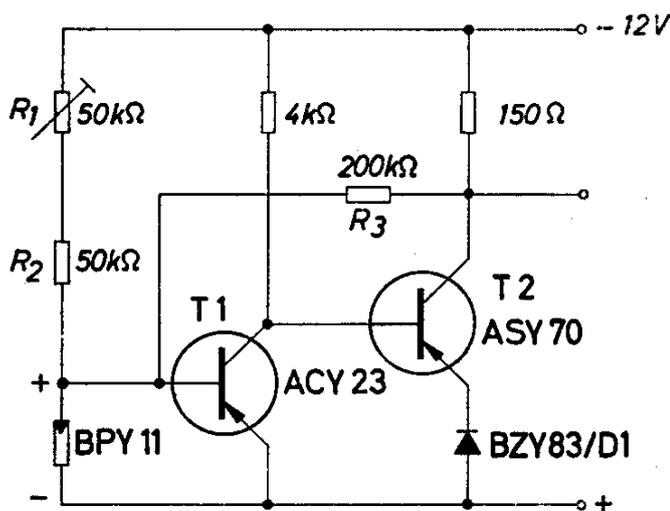


Bild 6.1

Bei der Schaltung handelt es sich um einen rückgekoppelten Verstärker. Mit diesem wird erreicht, daß die Transistoren immer entweder vollständig gesperrt oder durchgesteuert sind. Die an den Transistoren auftretende Verlustleistung ist klein, und es besteht nicht die Gefahr einer Fehlanzeige.

Ohne Belichtung ist der Transistor T_1 durchgesteuert, weil seine Basis über ausreichend kleine Widerstände mit dem negativen Pol der Batterie verbunden ist. Der Transistor T_2 ist gesperrt. Das Potential am Emitter dieses Transistors ist durch eine in Durchlaßrichtung gepolte Si-Diode etwas angehoben, deshalb reicht die am Transistor verbleibende Restspannung nicht aus, um ihn aufzusteuern. Das Fotoelement BPY 11 ist zwischen der Basis und dem Emitter des Transistors T_1 angeschaltet. Weil die zur Durchsteuerung dieses Transistors erforderliche Basis-Emitter-Spannung nie größer als 0,5 V wird, tritt am Fotoelement keine unzulässig hohe Sperrspannung auf.

Bei Belichtung verringert das Fotoelement die Höhe dieser Steuerungsspannung, weil es eine Gegenspannung erzeugt und einen Teil des über die Widerstände R_1 und R_2 fließenden Stromes aufnimmt. Der Arbeitspunkt des Transistors T_1 wird in Richtung Sperrzustand verschoben. Die Spannung am Kollektor verändert sich gegen negative Werte, wodurch der Transistor T_2 aufgesteuert wird. Über den Widerstand R_3 wird die Potentialänderung an dessen Kollektor auf die Basis des Transistors T_1 übertragen. Dieser wird nun schnell vollständig gesperrt und der Transistor T_2 wird bis zur Restspannung durchgesteuert.

Der Widerstand R_1 ist in der Schaltung veränderlich eingezeichnet. Damit kann der optimale Ansprechpunkt eingestellt werden.

Die Grenze für die Empfindlichkeit einer solchen Schaltung stellt der Kollektor-Basis-Reststrom des Transistors T_1 dar. Die Änderung des Eingangsstromes bei Belichtung des Elementes muß größer sein als die Änderung dieses Stromes auf Grund von Reststromänderungen, z. B. bei Temperaturschwankungen. Von Vorteil ist hier, daß zwischen Kollektor und Emitter bzw. Kollektor und Basis dieses Transistors keine höhere Sperrspannung als 1 V auftritt, weil parallel dazu nur die Basis-Emitter-Diode des Transistors T_2 und die Silizium-Diode liegen, die beide dann in Durchlaßrichtung betrieben sind.

6.2 Hochempfindlicher Fotoverstärker

Je geringer die für die Steuerung von Fotoverstärkern zur Verfügung stehende Helligkeit ist, um so empfindlicher muß der Verstärker sein.

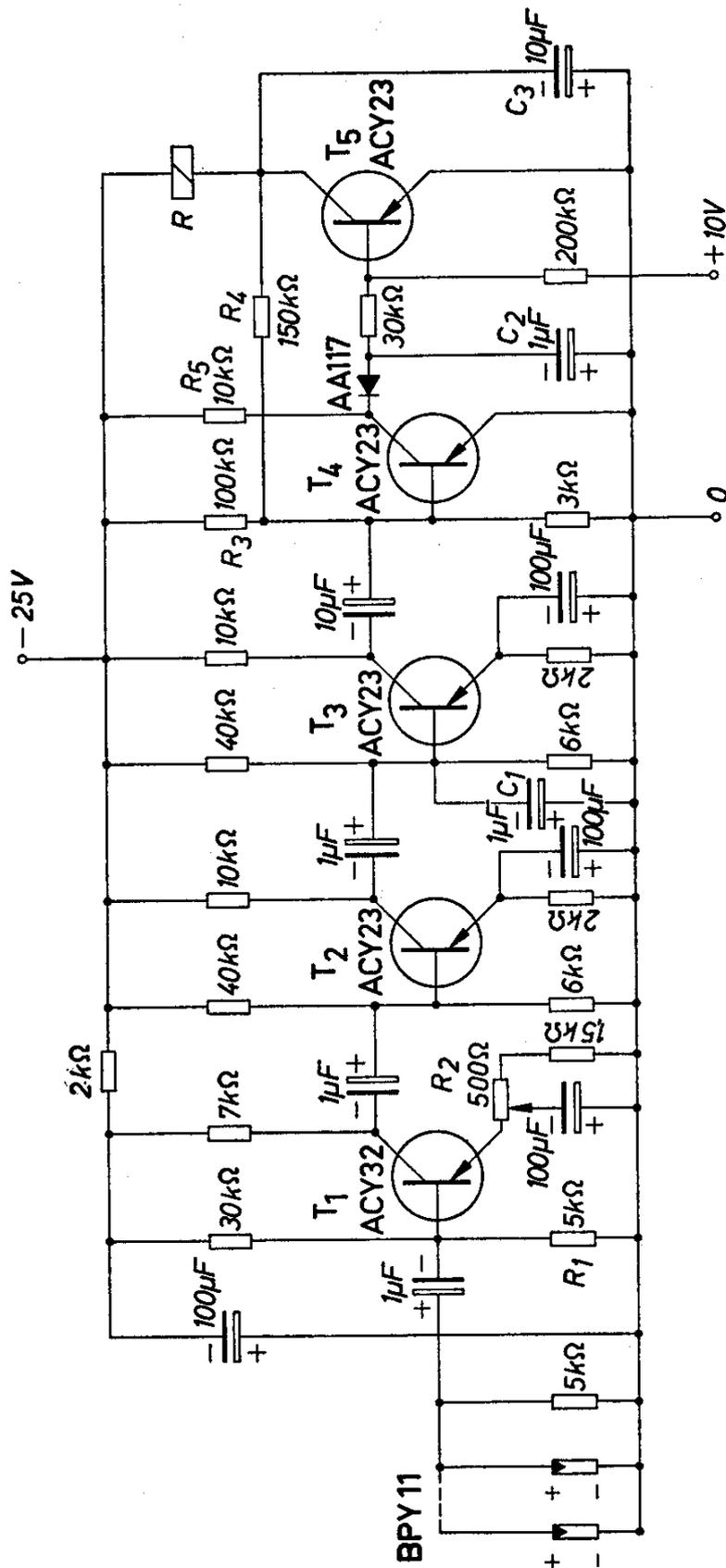


Bild 6.2

Unter einer bestimmten Grenzepfindlichkeit, die für Germaniumtransistoren bei etwa $50 \mu\text{A}$ liegt — wenn der Aufwand nicht sehr groß werden soll —, können Gleichstromverstärker nicht mehr verwendet werden. Das Bild 6.2 zeigt einen Wechselstromverstärker, bei dem die Welligkeit des Lichtes ausgenützt wird, das von Glühlampen, die mit 50 Hz Wechselstrom betrieben werden, geliefert wird. Die Grenzepfindlichkeit ist hier, wie eingangs erwähnt, durch das Rauschen des ersten Transistors gegeben. Bei einem Fotostrom von nur $0,2 \mu\text{A}$ schaltet das Relais am Ausgang. Die Verstärkung ist regelbar durch Veränderung des Emitterwiderstandes R_2 . Dadurch ändert sich der Eingangswiderstand des Transistors in weiten Grenzen. Je größer der Wert des Eingangswiderstandes wird, um so größer ist der Anteil des Fotostromes, der über den Widerstand R_1 abgeleitet wird; die Verstärkung sinkt.

Die einzelnen Verstärkerstufen sind mit Kondensatoren von der Kapazität $1 \mu\text{F}$ aneinander gekoppelt. Dieser kleine Kapazitätswert verringert zwar bei der niedrigen Betriebsfrequenz etwas die Verstärkung, bewirkt aber ein schnelleres Einschwingen des Verstärkers und damit ein rascheres Ansprechen des Relais.

Der Rauschanteil mit höherer Frequenz wird durch den Kondensator C_1 an der Basis des Transistors T_3 kurzgeschlossen. Um ein Flattern des Relais am Ausgang zu vermeiden, muß das verstärkte Signal noch gleichgerichtet und gesiebt werden. Der Transistor T_4 ist über die Widerstände R_3 und R_4 durchgesteuert, wenn die Fotoelemente unbeleuchtet sind. Werden die Elemente beleuchtet, so bewirken die positiven Halbwellen des Wechselstromes an der Basis des Transistors T_4 eine Sperrung dieses Transistors. Der Kondensator C_2 wird über den Widerstand R_5 und die Diode aufgeladen. Die negative Halbwelle steuert den Transistor T_4 wieder durch. Die Diode ist aber jetzt in Sperrichtung gepolt, weshalb sich der Kondensator C_2 nur über den Eingang des Transistors T_5 entladen und diesen deshalb ständig durchsteuern wird. Der Kondensator wird im 100-Hz-Rhythmus nachgeladen (Lichtwelligkeit = doppelte Betriebsfrequenz). Die Rückkopplung über den Widerstand R_4 verbessert das Schaltverhalten der Endstufe, der Kondensator C_3 verhindert ein Flattern des Relais beim Ansprechen und Abfallen. Sobald das Eingangssignal verschwindet, wird der Transistor T_5 mit positiver Spannung gesperrt ($+10 \text{ V}$). Am Eingang können bis zu 20 Fotoelemente parallelgeschaltet werden. Bei Beleuchtung nur eines Elementes spricht das Relais an. In gewissen Grenzen kann diese Schaltung auch dazu verwendet werden, das Abdecken eines von mehreren Fotoelementen anzuzeigen. Das Relais

ist dann im Normalzustand angezogen. Wird ein Element abgedeckt, so fällt das Relais ab, wenn die Eingangsempfindlichkeit des Verstärkers mit dem Widerstand R_2 entsprechend eingestellt ist. Ein sicheres Arbeiten ist aber nur bis zu einer Parallelschaltung von 3 Elementen gewährleistet.

Technische Daten

Eingangsempfindlichkeit $0,2 \mu\text{A}$

Relais R: Trls 154c nach TBv 65426/93d

6.3 Temperaturkompensierter Fotoverstärker

Wie bei dem vorhergehenden Beispiel angegeben, ist die Ansprechempfindlichkeit von Fotoverstärkern bei der Verwendung von Germaniumtransistoren temperaturabhängig. Mit Hilfe eines Heißleiters kann jedoch eine recht gute Kompensation erreicht werden. Das Bild 6.3 zeigt eine solche Schaltung. Der Transistor T_1 erhält über die Widerstände R_1 und R_2 den zur Durchsteuerung erforderlichen Basisstrom, wenn das Fotoelement BPY 11 nicht beleuchtet ist. Der

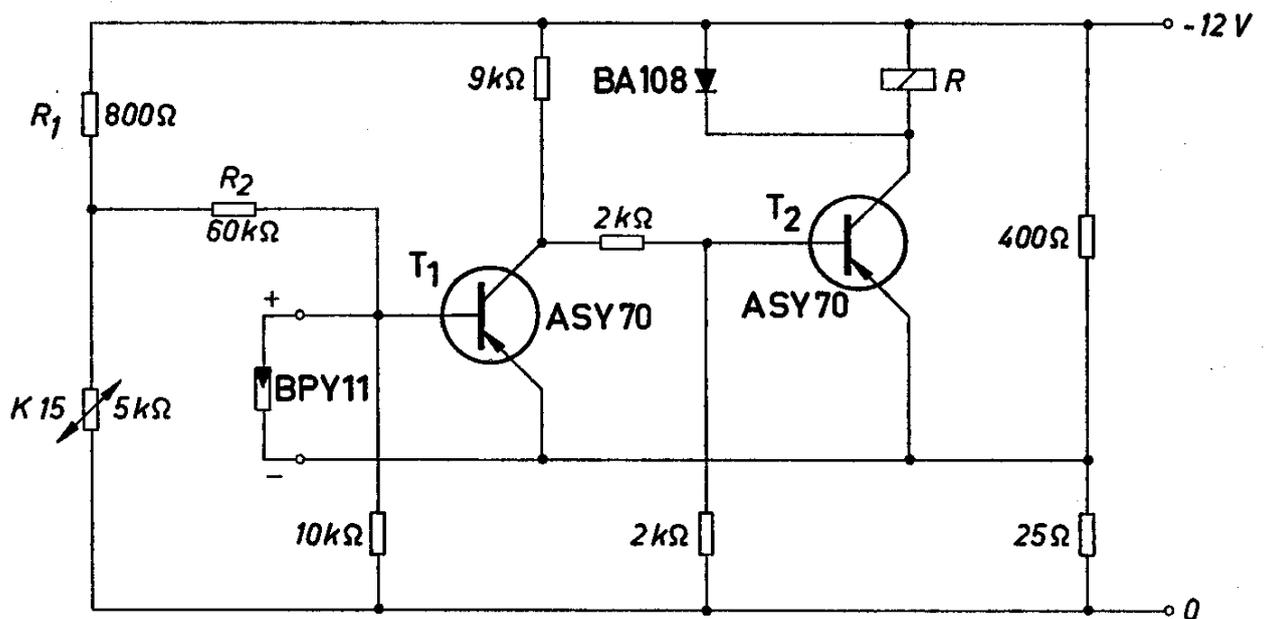


Bild 6.3

Transistor T_2 ist gesperrt und das Relais stromlos. Wird das Fotoelement ausreichend stark beleuchtet, so sperrt es mit positiver Spannung den Transistor T_1 , und das Relais spricht an. Bei höherer Temperatur benötigt der Transistor T_1 zur Durchsteuerung einen niedrigeren Strom; er kann deshalb nur mit einer höheren Gegenspannung bzw. einem höheren Gegenstrom gesperrt werden, und der Verstärker

spricht erst bei einer größeren Lichthelligkeit an. Bei der Verwendung eines Heißleiters in der im Bild 6.3 gezeigten Weise sinken mit steigender Temperatur Steuerspannung und Steuerstrom. Zur Sperrung des Transistors muß dann das Fotoelement keine höhere Energie liefern als bei niedriger Temperatur. Es kann bei richtiger Dimensionierung erreicht werden, daß die Empfindlichkeit nahezu vollständig temperaturunabhängig wird. Im vorliegenden Fall ergibt sich eine Schwankung von nur etwa 20% in einem Temperaturbereich von 0 bis 60 °C bei einem Fotostrom von etwa 100 μA .

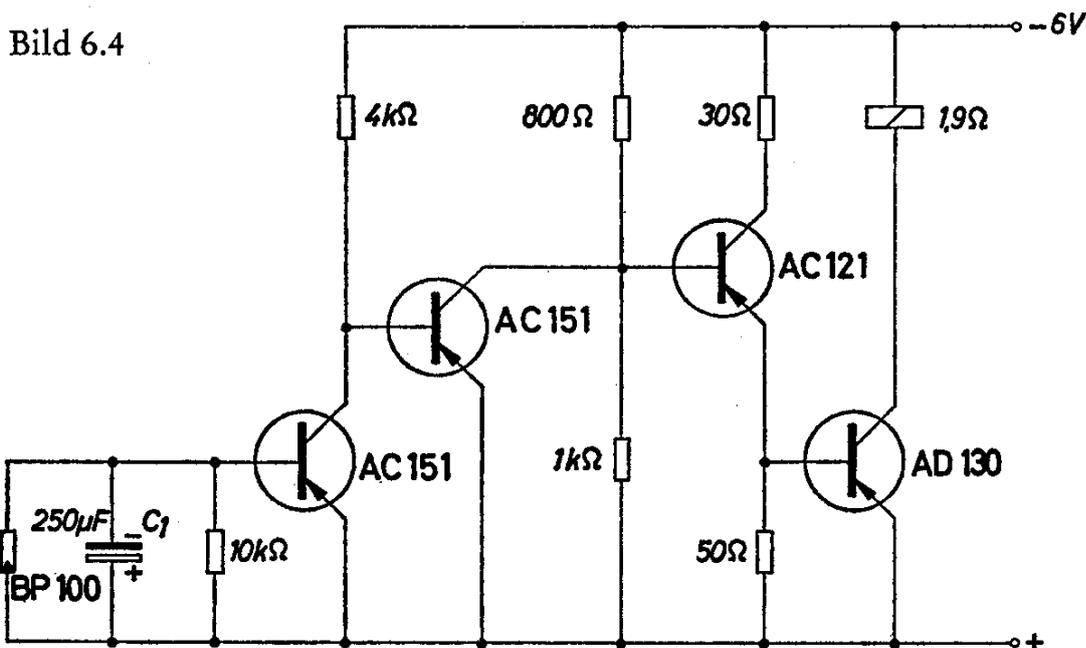
Technische Daten

Relais R: Trls 154c nach TBv 65421/93c

6.4 Fotoelektrischer Schaltverstärker

Die Schaltungen nach Bild 6.4 und 6.5 zeigen Schaltverstärker, mit deren Hilfe bei Beleuchtung eines Fotoelementes BP 100 ein Schaltmagnet zum Ansprechen gebracht wird.

Der Kondensator C_1 verhindert, daß bei kurzen Lichtblitzen die Schaltung bereits anspricht. Der Verstärker arbeitet stabil bis zu einer Umgebungstemperatur von 50 °C. Bei der Verwendung von Schaltmagneten mit hoher Induktivität müssen Vorkehrungen getroffen werden, damit beim Abschalten am Transistor keine zu hohe Sperrspannung auftritt. Dies geschieht am einfachsten dadurch, daß parallel zum Schaltmagnet ein Kondensator oder eine Diode geschaltet wird. Dadurch wird allerdings die Schaltzeit des Magneten beeinflusst.



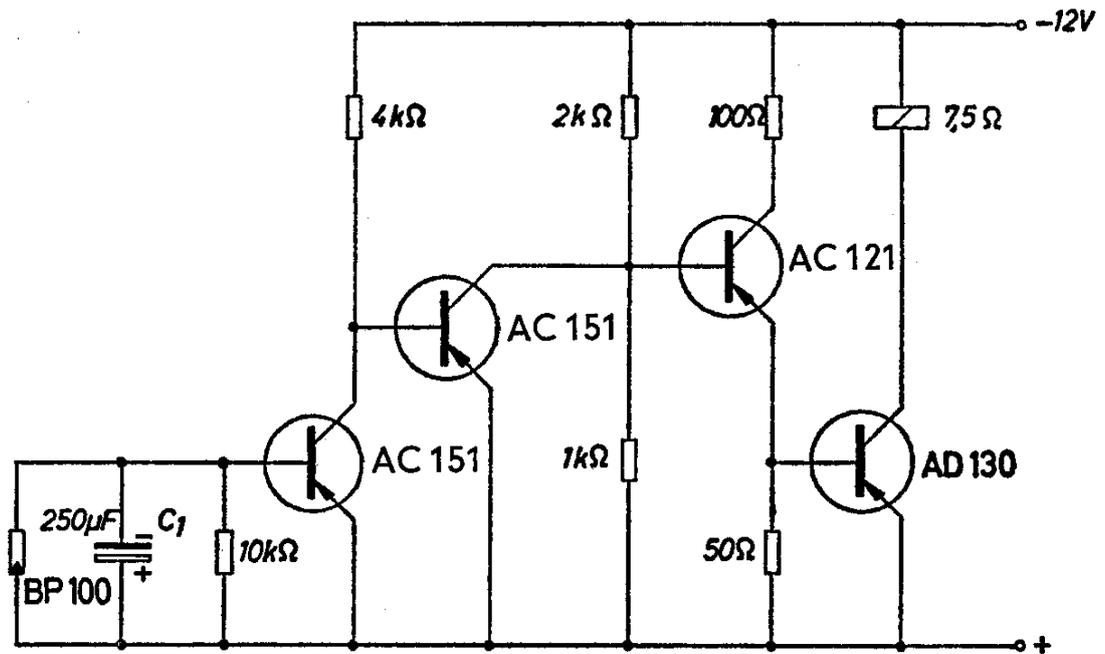


Bild 6.5

<i>Technische Daten</i>	Bild 6.4	Bild 6.5
Batteriespannung	6 V	12 V
Betriebsstrom	etwa 3,3 A	etwa 1,7 A
Widerstand des Schaltmagneten	1,9 Ω	7,5 Ω
Schaltleistung	20 W	20 W
Empfindlichkeit	100 µA	100 µA
Erforderliche Beleuchtungsstärke	2000 Lux	2000 Lux
Maximale Umgebungstemperatur	50 °C	50 °C

6.5 Abtastung von Instrumentenzeigern

In der Schaltung nach Bild 6.6 spricht das Relais am Ausgang an oder fällt ab, je nachdem, in welcher Reihenfolge die beiden Fotoelemente D_1 und D_2 abgedeckt werden. Der Ansprech- und Abfallwert kann bei gegebenem Meßinstrument durch die Lage der Fotoelemente beliebig verändert werden. Man kann diese Anordnung auch als elektronischen Endschalter mit Auslösung durch den Instrumentenzeiger betrachten.

Die für beide Fotoelemente gemeinsame Lichtquelle muß so stark sein, daß ein Fotostrom von mindestens 150 µA fließt. Die Transistoren T_1 und T_2 sind dann bis zur Restspannung durchgesteuert. Der Trigger, bestehend aus den Transistoren T_3 und T_4 , nimmt beim Einschalten eine solche Stellung ein, daß das Relais stromlos, der Transistor T_4 also gesperrt ist.

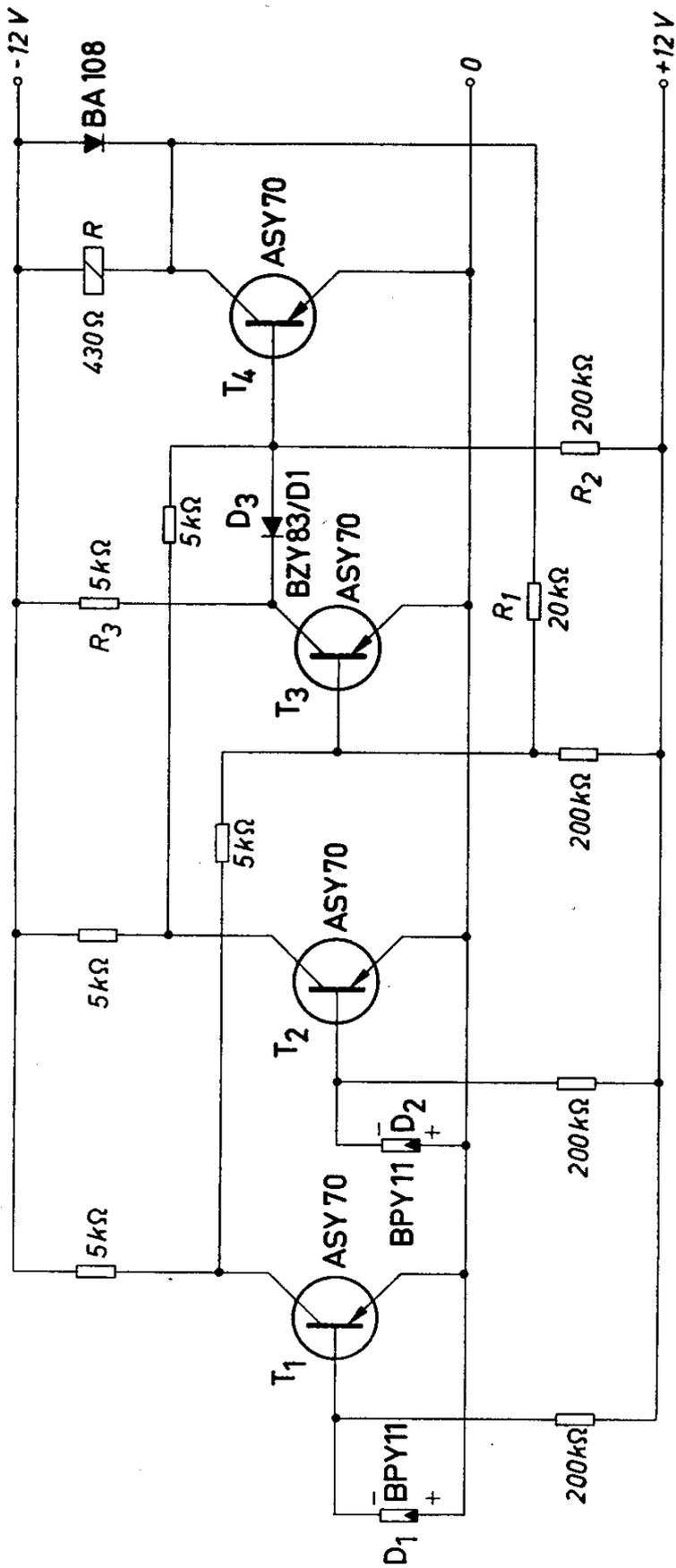


Bild 6.6

Die Basis des Transistors T_3 ist über den Widerstand R_1 und das Relais mit dem Minuspol der Batterie verbunden. Der Transistor T_3 ist durchgesteuert. Die Spannung an dessen Kollektor ist sehr klein, weshalb der Transistor T_4 über den Widerstand R_2 mit positiver Spannung gesperrt ist.

Wird nun das Element D_1 abgedeckt, so verschwindet am Transistor T_1 der zur Durchsteuerung erforderliche negative Basisstrom, und er wird mit positiver Spannung gesperrt. Die Potentialänderung am Kollektor überträgt sich auf die Basis des Transistors T_3 , der dadurch weiterhin durchgeschaltet bleibt. Wandert nun der Instrumentenzeiger weiter und wird das Fotoelement D_2 abgedeckt, so bewirkt der Potentialsprung am Kollektor des Transistors T_2 eine Durchsteuerung des Transistors T_4 und damit ein Ansprechen des Relais R . Über den Widerstand R_1 gelangt nun keine ausreichend hohe negative Spannung an die Basis des Transistors T_3 , weshalb dieser mit positiver Spannung gesperrt wird. Vom Kollektor des Transistors T_1 wird ja nun auch keine hohe negative Spannung mehr zugeführt, weil das Fotoelement D_1 inzwischen nicht mehr abgedeckt und der Transistor T_1 deshalb wieder bis zur Restspannung durchgesteuert ist. Es kann nun durchaus sein, daß sich der Zeiger in der gleichen Richtung weiterbewegt und erst später zurückwandert. Zuerst wird dabei wieder das Element D_2 abgedeckt. An der Stellung des Triggers ändert sich nichts. Erst wenn das Element D_1 abgedeckt wird, steuert die jetzt negative Spannung am Kollektor des Transistors T_1 den Transistor T_3 durch. Über den Widerstand R_2 wird der Transistor T_4 gesperrt, und das Relais fällt ab. Anstelle eines Instrumentenzeigers kann zur Auslösung der geschilderten Vorgänge auch ein anderes bewegtes Teil verwendet werden. Bringt man die beiden Fotoelemente sehr nahe zusammen, so kann diese Anordnung z. B. auch für eine elektrisch gesteuerte mechanische Justierung verwendet werden.

Technische Daten

Eingangsempfindlichkeit 150 μ A

Relais R: Trls 154c nach TBv 65420/93c

6.6 Dämmerungsschalter mit Verzögerung

Mit Siliziumfotoelementen können sehr sicher arbeitende Dämmerungsschalter hergestellt werden. Das Bild 6.7 zeigt die Schaltung eines solchen Dämmerungsschalters, bei dem sowohl für das Einschalten als auch für das Ausschalten eine Verzögerung eingebaut ist. Diese Verzögerung ist erforderlich, damit der Dämmerungsschalter auf kurze

Lichtblitze oder kurze Abdunkelung, z. B. durch Vorbeifliegen eines Vogels, nicht anspricht.

Bei hellem Licht sperrt das Fotoelement D_1 den Transistor T_1 . Der Kondensator C_1 ist über den Widerstand R_2 aufgeladen, und der Transistor T_2 ist durchgesteuert. Der Transistor T_3 ist gesperrt und das Relais nicht erregt. Wird nun das auf das Fotoelement auffallende Licht schwächer, so steigt der Kollektorstrom des Transistors T_1 . Das Potential an dessen Kollektor verändert sich gegen positive Werte, und der Kondensator C_1 entlädt sich über den Eingang des Transistors T_2 . Dadurch bleibt dieser Transistor zunächst durchgesteuert, obwohl die Diode D_2 den Steuerstrom sperrt.

Bei fortschreitender Entladung des Kondensators C_1 sinkt der Kollektorstrom des Transistors T_2 , wodurch der Transistor T_3 aufgesteuert wird. Über die Rückkopplung mit dem Widerstand R_5 wird die Umschaltung beschleunigt. Durch diese Trigger-Charakteristik erreicht man trotz der langsamen Entladung des Kondensators C_1 ein plötzliches Ansprechen des Relais nach Ablauf der Verzögerungszeit. Durch die Rückkopplung mit dem Widerstand R_4 wird gleichzeitig der Transistor T_1 voll durchgesteuert.

Steigt nur die Helligkeit wieder an, so sinkt der Kollektorstrom des Transistors T_1 , da das Fotoelement positives Sperrpotential an dessen Basis bringt. Der Kondensator C_1 wird aufgeladen. Erreicht die Spannung an ihm einen bestimmten Wert so wird der Transistor T_2 durchgesteuert. Der Transistor T_3 sperrt und das Relais fällt ab. Kurzzeitige Helligkeitsänderungen reichen nicht aus, um den Kondensator C_1 ausreichend zu laden bzw. zu entladen. Seine Kapazität bestimmt als die Größe der Verzögerungszeit. Sie beträgt 3 s beim Einschalten und 4 s beim Ausschalten des Relais. Eine Vergrößerung der Verzögerungszeit kann durch proportionale Kapazitätserhöhung des Kondensators C_1 oder durch Anschalten eines monostabilen Multivibrators erreicht werden.

Mit dem Potentiometer R_1 kann ein unterer Helligkeitswert von 70 Lx für das Ansprechen des Relais bzw. das Einschalten der Beleuchtung und mit dem Potentiometer R_4 ein oberer Helligkeitswert von 300 bis 500 Lx eingestellt werden.

Die Ansprechempfindlichkeit ist etwas temperaturabhängig, allerdings derart, daß im Winter erst bei einer kleineren Beleuchtungsstärke eingeschaltet wird als im Sommer, was der physiologischen Empfindung entspricht, da man sich an dunklen Tagen auf die auch tagsüber geringere Helligkeit einstellt.

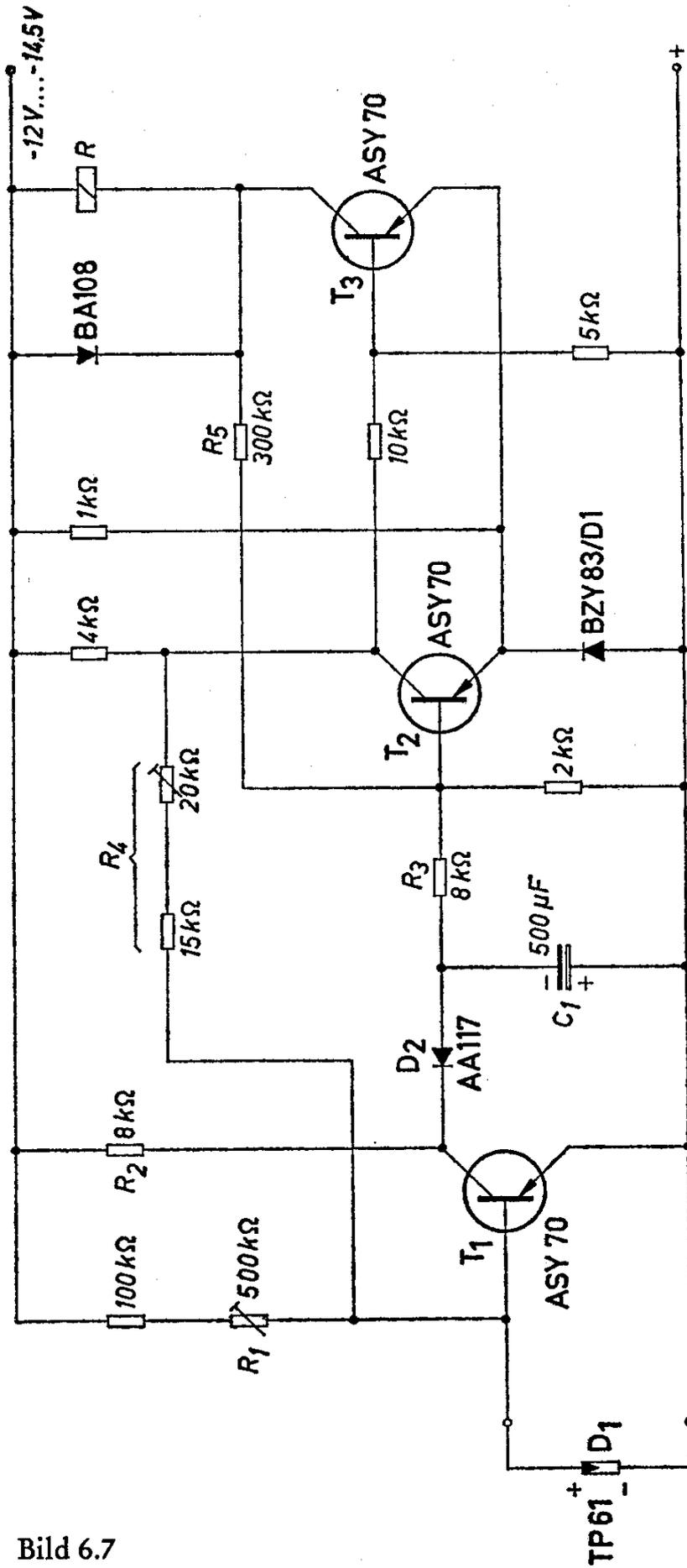


Bild 6.7

Technische Daten

Ansprechempfindlichkeit

für das Einschalten des Relais	70 Lux
für das Ausschalten des Relais	300 bis 500 Lux

Relais R: Trls 154c nach TBv 65421/93d

6.7 Parklichtschalter

Für im Freien abgestellte Kraftfahrzeuge hat ein automatischer Parklichtschalter, der bei Unterschreitung einer Mindesthelligkeit das Parklicht einschaltet, große Vorteile. Ein solcher Dämmerungsschalter kann mit Halbleiterbauteilen auf recht einfache Weise hergestellt werden. Die Schaltung zeigt das Bild 6.8. Solange das Silizium-Fotoelement TP 61 ausreichend belichtet ist, sperrt es mit positiver Spannung den Transistor T_1 . Der Transistor T_2 ist dann durchgesteuert und der Transistor T_3 wieder gesperrt. Die Parkleuchte brennt nicht. Sinkt die Helligkeit, so gelangt an die Basis des Transistors T_1 über den Widerstand R_S negatives Potential, wodurch er leitend wird. Dadurch wird der Transistor T_2 gesperrt. Dieser Umschaltvorgang wird durch die Rückkopplung mit dem Widerstand R_K beschleunigt. Wenn der Transistor T_2 gesperrt ist, wird der Transistor T_3 leitend und die Parkleuchte brennt. Sobald die Helligkeit einen bestimmten Wert überschreitet, wird der Transistor T_1 wieder gesperrt und die Parkleuchte erlischt. Um den Transistor T_3 vor einem zu hohen Einschaltstromstoß zu bewahren, wird die Lampe über den Widerstand R_7 ständig etwas vorgeheizt. Der Stromverbrauch von 60 mA spielt für Autobatterien keine Rolle. Dieser Dämmerungsschalter ist so ausgelegt, daß die Parkleuchte bei einer Helligkeit von 20 bis 30 Lx eingeschaltet wird. Das Abschalten erfolgt bei einer um etwa 50% höheren Lichtstärke.

Daten der Schaltung nach Bild 6.8 für eine Batteriespannung von 12 V:

R_S 500 k Ω	R_4 300 Ω	L: 12 V, 3 W
R_K 200 k Ω	R_5 200 Ω	
R_1 10 k Ω	R_6 100 Ω	
R_2 2 k Ω	R_7 200 Ω	
R_3 2 k Ω		

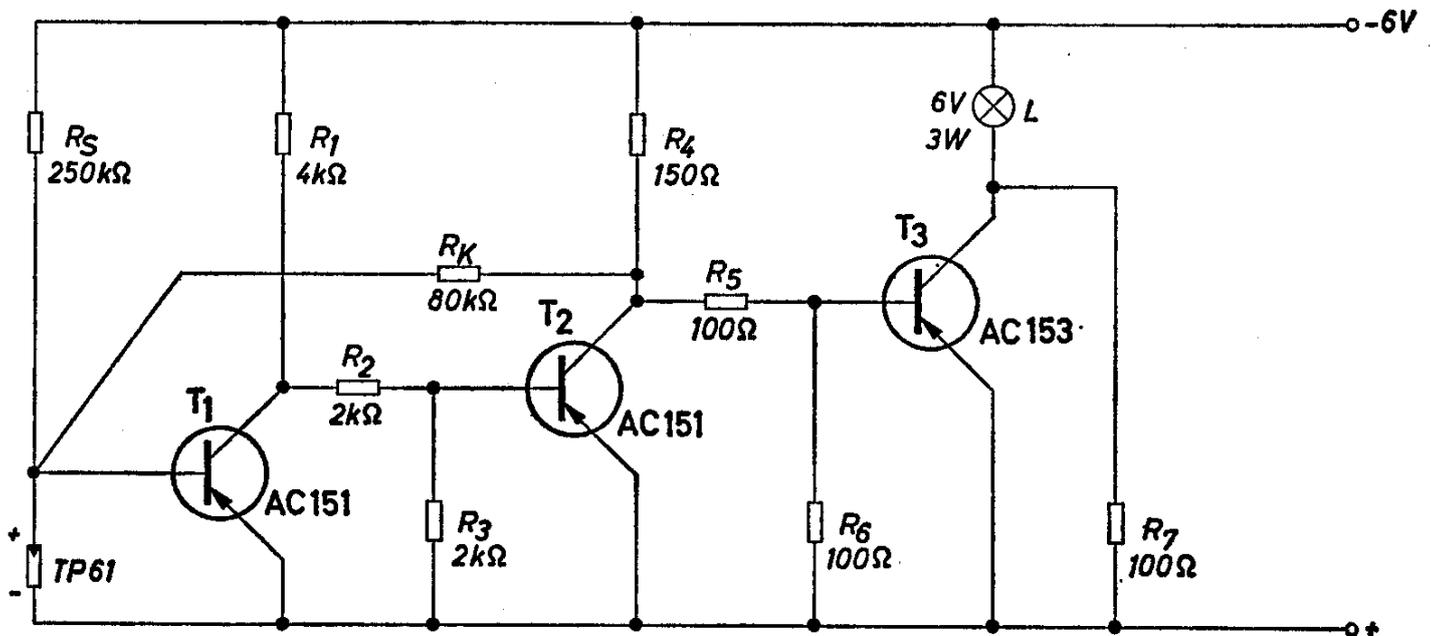


Bild 6.8

6.8 Lichtschranke

Die Schaltung einer Lichtschranke, die bereits auf sehr kleine Helligkeitsunterschiede anspricht, ist im Bild 6.9 dargestellt. Sie ist z. B. geeignet für das Feststellen von Aufdrucken auf durchsichtigen Folien. Der empfindlichste Punkt der Schaltung wird folgendermaßen eingestellt: Man verändert bei beleuchtetem Fotoelement das Potentiometer $100\text{ k}\Omega$ derart, daß am Eingangstransistor ein Basisstrom von $130\text{ }\mu\text{A}$ fließt. Eine Verringerung des Fotostromes um nur 10 bis $15\text{ }\mu\text{A}$ bewirkt dann bereits eine Sperrung des Transistors und damit ein Kippen des über eine Verstärkerstufe angeschalteten Schmitt-Triggers. Dieser hat symmetrische Lastwiderstände. Es kann deshalb das Ausgangsrelais wahlweise in einen der beiden Kollektorkreise geschaltet werden, und man erhält dadurch entgegengesetzte Aussagen. Einmal spricht also das Relais beim Übergang von klarer Folie zum Aufdruck an, das andere Mal beim Übergang vom Aufdruck zur durchsichtigen Folie oder von einer gefärbten Folie zu einer klaren Stelle oder einem Loch. Eine einfache Lösung für diese Umschaltung ist im Schaltbild eingetragen.

Technische Daten

Batteriespannung 24 V
 Lichtquelle Lämpchen 6 V, 5 W
 Relais R: Trls 6a nach TBv 62016/20a

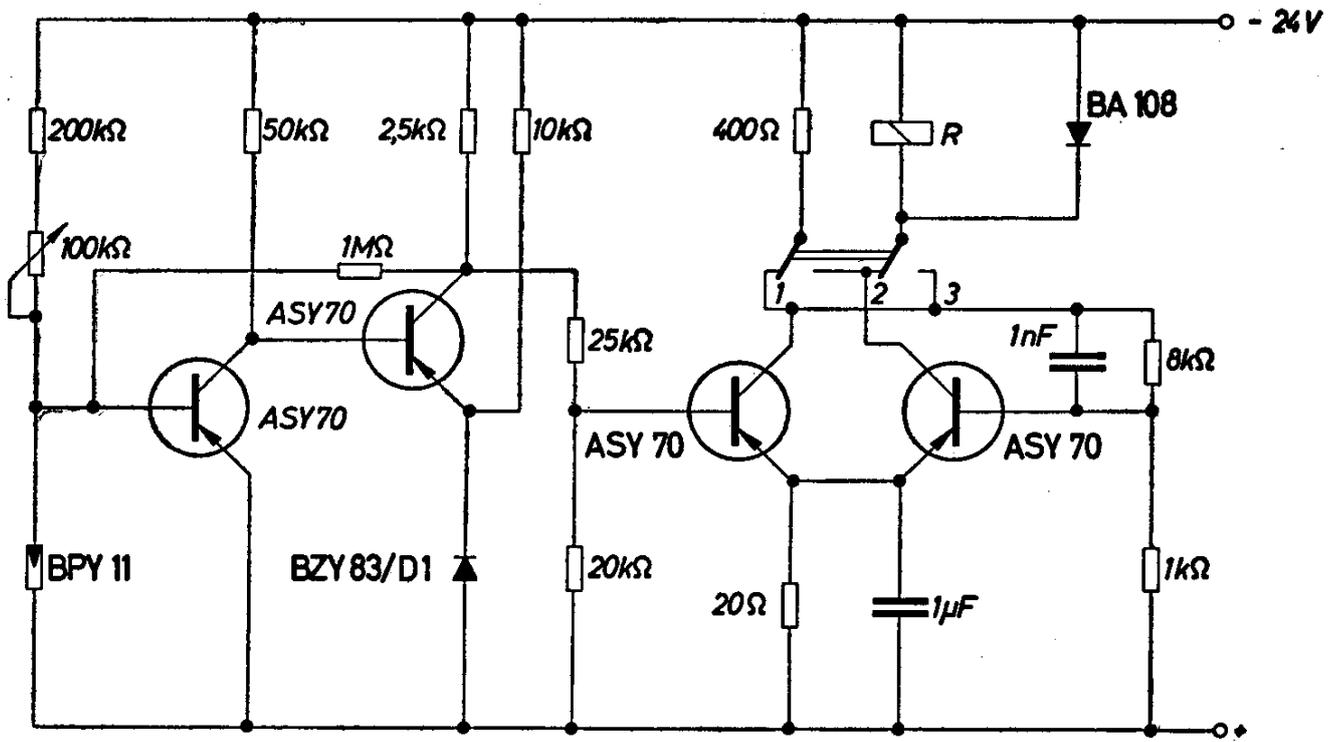


Bild 6.9

7. Schaltverstärker

In Schaltverstärkern sind die Transistoren immer entweder vollständig gesperrt oder durchgeschaltet. Transistoren, die in solchen Verstärkern verwendet werden, sollen eine kleine Restspannung, also einen niedrigen Durchlaßwiderstand, und einen kleinen Reststrom haben.

7.1 Lampenschalter

Glühlampen haben im kalten Zustand einen sehr kleinen Widerstand, deshalb tritt beim Einschalten ein hoher Stromstoß auf. Will man Glühlampen mit Transistoren einschalten, so muß dieser Umstand berücksichtigt werden. Um zu einer wirtschaftlichen Lösung zu kommen, muß man Wege finden, um die Beanspruchung der Transistoren im Einschaltmoment zu verringern. Die Begrenzung des Kollektorstromes auf einen zulässigen Wert durch einen kleinen Basisstrom ist nicht zu empfehlen. Die Einschaltzeit wird dadurch stark erhöht und die am schaltenden Element auftretende hohe Verlustleistung zwingt zur Verwendung von mehreren parallelgeschalteten Leistungstransistoren. Die einfachste Möglichkeit ist das Vorheizen der Glühlampen z. B. durch einen Widerstand, der parallel zur Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors liegt. Trotz des dadurch stark verringerten Einschaltstromstoßes muß darauf geachtet werden, daß der Transistor immer bis zur Restspannung durchgesteuert wird. Wäre dies nicht der Fall, so würde die Verlustleistung am Transistor stark ansteigen, weil neben einem hohen Kollektorstrom am Transistor auch noch ein relativ hoher Spannungsabfall auftritt. Dies ist ein weiterer Grund dafür, warum die eingangs erwähnte Lösung ungünstig ist.

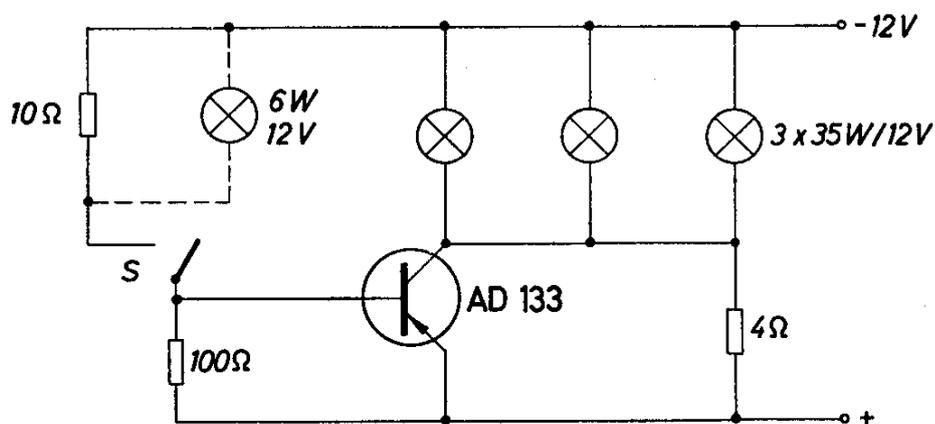


Bild 7.1

Das Bild 7.1 zeigt eine Schaltung, mit der drei Lampen mit einer Leistung von je 35 W bei einer Spannung von 12 V geschaltet werden können. Der Vorheizwiderstand von 4 Ω erhöht den Widerstand der 3 Lampen auf 0,8 Ω . Der Kollektorstrom kann deshalb nicht größer als 15 A werden. Die Durchsteuerung des Transistors AD 133 wird dadurch erreicht, daß seine Basis über einen niedrigen Widerstand (10 Ω) mit dem Minuspol der Batterie verbunden ist.

Nach dem Einschalten sinkt der Kollektorstrom auf etwa 9 A ab. Der Basisstrom ist nun größer als der zur Durchsteuerung dieses Stromes erforderliche Wert; der Transistor arbeitet im Sättigungsbetrieb. Ein gesättigter Transistor schaltet langsamer ab als ein ungesättigter. Wenn die Abschaltzeit länger wird, steigt die am Transistor bei diesem Vorgang auftretende Verlustleistung.

Wird in der Schaltung nach Bild 7.1 an Stelle des Widerstandes von 10 Ω die strichliert eingetragene Glühlampe eingesetzt, so tritt im Einschaltmoment wegen des kleinen Kaltwiderstandes der Lampe zwar der erforderliche hohe Basisstrom auf, aber der Sättigungsbetrieb wird im geschalteten Zustand vermieden, da gleichzeitig mit dem Widerstand der 3 Lampen auch der Widerstand dieser Lampe größer wird. Der Basisstrom sinkt bei richtiger Dimensionierung auf den erforderlichen Wert.

Es muß darauf geachtet werden, daß bei Inbetriebnahme erst die Versorgungsspannung angelegt und dann erst der Schalter geschlossen wird.

7.2 Gegentaktschaltverstärker

Mit dem Verstärker nach Bild 7.2 wird erreicht, daß eines von zwei Relais am Ausgang anspricht, je nachdem mit welcher Polarität die Steuerspannung an den Eingang angelegt wird. Um einen hohen Eingangswiderstand zu erhalten, ist die erste Stufe des Gegentaktverstärkers in Kollektorschaltung ausgeführt.

Technische Daten

Batteriespannung	50 V
Eingangsspannung	± 50 V
Eingangswiderstand	50 k Ω
Lastwiderstand	2 \times 250 Ω
Schaltleistung	10 W

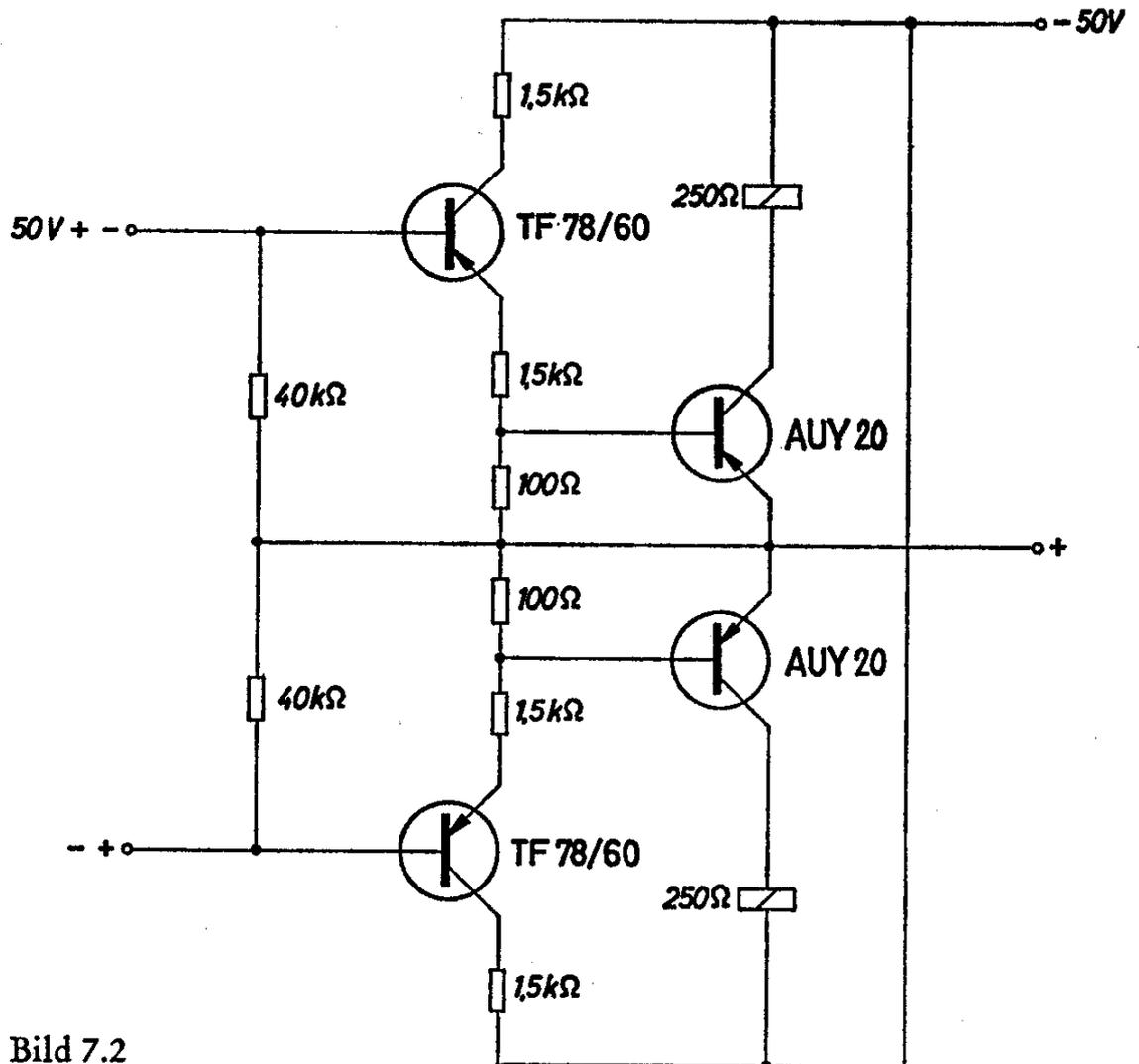
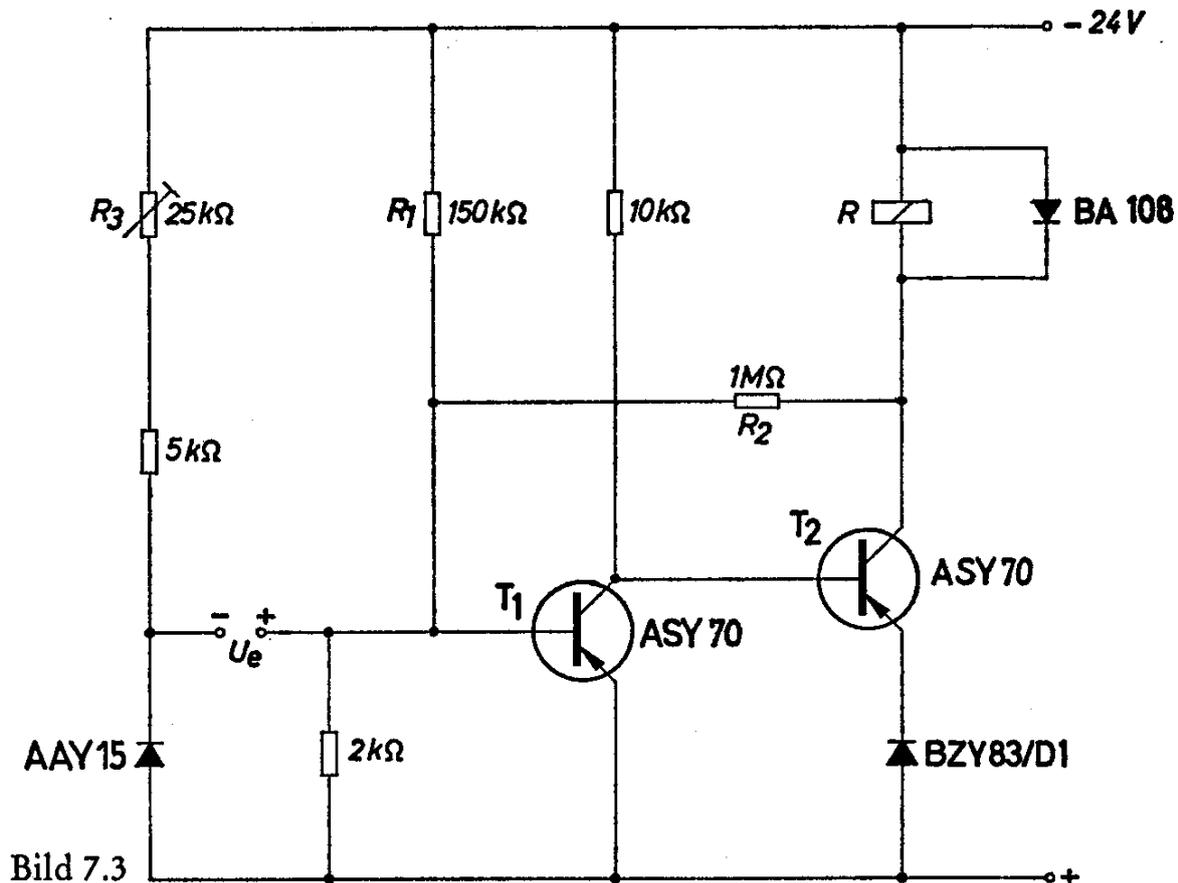


Bild 7.2

7.3 Schaltverstärker mit konstanter Empfindlichkeit

Bei dem Schaltverstärker nach Bild 7.3 ist im Ruhezustand der Transistor T_1 durchgeschaltet und der Transistor T_2 gesperrt. Eine sichere Sperrung dieses Transistors wird dadurch erreicht, daß das Potential an seinem Emitter durch die in Durchlaßrichtung betriebene Siliziumdiode BZY 83/D 1 etwas angehoben ist. Die Durchsteuerung des Transistors T_1 erfolgt über den Widerstand R_1 . Die Steuerspannung wird so angeschaltet, daß positives Potential an die Basis des Transistors T_1 gelangt. Dadurch wird dieser gesperrt und der Transistor T_2 durchgeschaltet; das Relais spricht an. Die Rückkopplung über den Widerstand R_2 beschleunigt diesen Vorgang. Dadurch erhält dieser Verstärker eine ähnliche Charakteristik wie ein Schwellenwertverstärker.



Die Verstärkung und der Eingangswiderstand eines Transistors ändern sich mit der Temperatur. Deshalb würde ohne zusätzliche Schaltungsmaßnahmen die Ansprechspannung nicht über den ganzen interessierenden Temperaturbereich den gleichen Wert haben.

Eine sehr gute Kompensation erhält man mit Hilfe der Golddrahtdiode AAY 15. Die Durchlaßspannung dieser Diode hat etwa den gleichen Temperaturkoeffizienten wie die Basisspannung eines Transistors. Das Potential am Fußpunkt der Eingangsspannung liegt hier also nicht fest, sondern ändert sich mit der Temperatur. Dadurch kann erreicht werden, daß die Ansprechspannung des Schaltverstärkers bei Temperaturänderung nahezu konstant bleibt.

Das Bild 7.4 zeigt die Abhängigkeit der Eingangsspannung von der Temperatur. Der erforderliche Eingangsstrom ändert sich stärker, wie im Bild 7.5 zu sehen ist. Die stabilisierende Wirkung dieser Schaltung kann deshalb nur ausgenützt werden, wenn die Steuerquelle einen niedrigen Innenwiderstand hat.

Anstelle der Golddrahtdiode kann auch die Basis-Emitter-Strecke eines Transistors, z. B. des ASY 70, verwendet werden. Es muß nur in jedem Fall darauf geachtet werden, daß die Durchlaßspannung der Diode etwas größer ist als die Basis-Emitter-Spannung des Transistors,

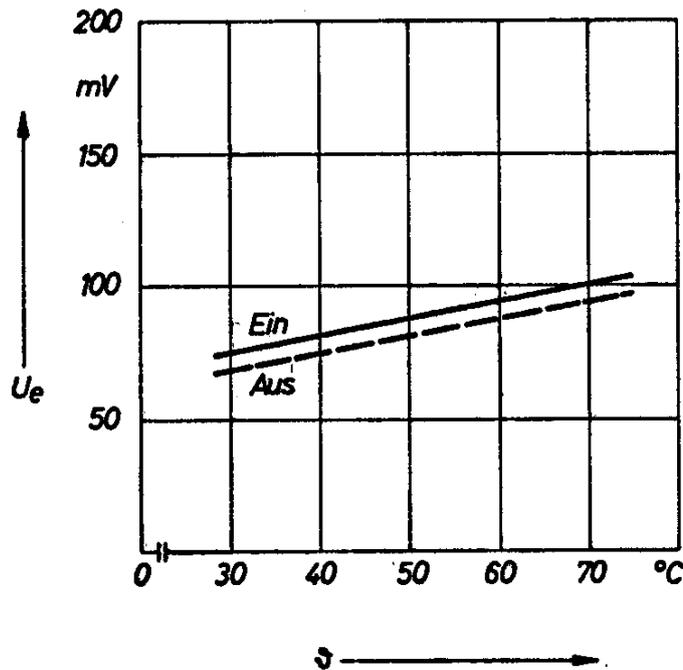


Bild 7.4

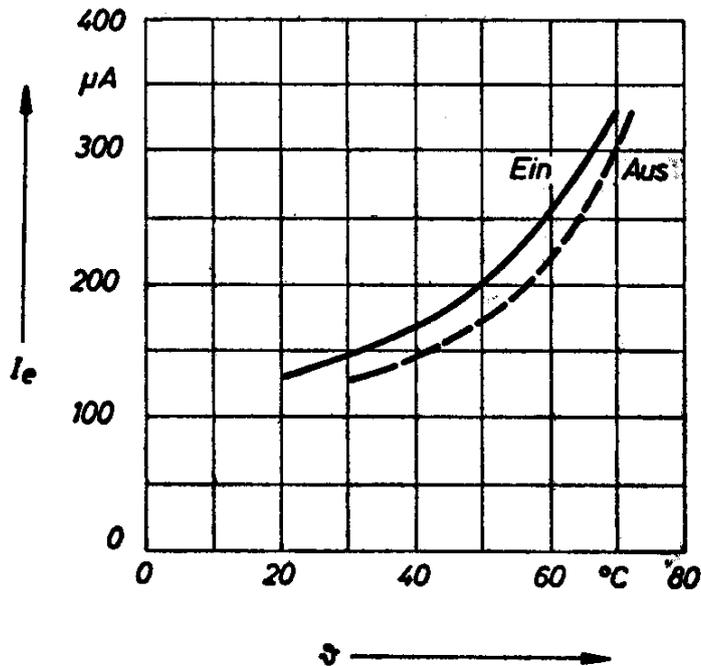


Bild 7.5

damit bei einer Steuerquelle mit kleinem Innenwiderstand nicht bereits ohne Steuerspannung der Schaltverstärker anspricht. Die Durchlaßspannung der Diode kann mit Hilfe des Widerstandes R_3 eingestellt werden. Eine Änderung der Batteriespannung hat keinen nennenswerten Einfluß auf die Eingangsempfindlichkeit (Steuerspannung) der Schaltung.

Technische Daten

Batteriespannung	24 V
Eingangsspannung	75 mV
Relais R: Trls 154c nach TBv 65426/93c	

7.4 Empfindlicher Schaltverstärker mit Rückkopplung

Ein Transistor ist nur dann sicher gesperrt, wenn an seiner Basis, bezogen auf den Emitter, eine positive Spannung liegt. Man erhält dann sehr kleine Transistorrestströme bzw. hohe Sperrwiderstände. Die positive Sperrspannung kann z. B. dadurch gewonnen werden, daß

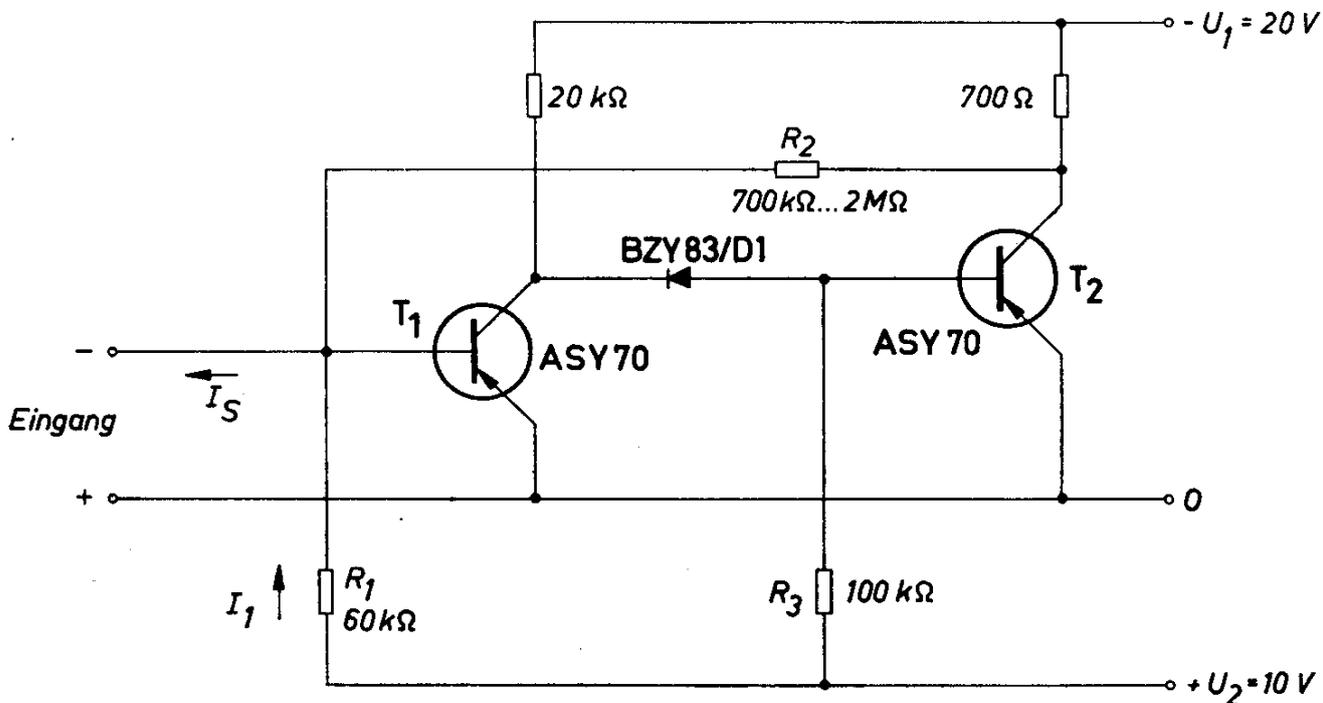


Bild 7.6

man in den Emitterstromkreis eine in Durchlaßrichtung gepolte Siliziumdiode schaltet und die Basis mit dem Pluspol der Batterie verbindet. Durch den Spannungsabfall an der Siliziumdiode (Schwellenspannung) ist dann das Potential am Emitter gering negativ, bezogen auf die Basis.

Eine andere Möglichkeit, die erforderliche Sperrspannung zu erzeugen, zeigt die Schaltung nach Bild 7.6. Eine zusätzliche positive Spannungsquelle $+U_2$ ist über Widerstände mit der Basis der beiden Transistoren verbunden. Der Steuerstrom I_S muß über den Wert des Stromes I_1 ansteigen, damit der Transistor T_1 leitend wird. Gleichzeitig sinkt der Kollektorstrom des Transistors T_2 , und über den Rückkopplungswiderstand R_2 wird der Transistor T_1 weiter aufgesteuert. Dadurch muß die Steuerquelle nicht den ganzen für die vollständige Durchsteuerung des Transistors erforderlichen Basisstrom liefern. Die Siliziumdiode BZY 83 D 1 sorgt hier dafür, daß die positive Sperrspannung über den Widerstand R_3 an der Basis des Transi-

stors T_2 wirksam wird, da am Kollektor des Transistors T_1 auch bei dessen vollständiger Durchsteuerung immer eine kleine negative Spannung liegt.

Technische Daten

Steuerstrom I_s , 150 μA

7.5 Kontaktloses Schalten von Wechselstrom

Während durch einen Relaiskontakt Ströme beliebiger Richtung geschaltet werden können, ist der Transistor auch im durchgeschalteten Zustand im Normalfall nur für einen Strom bestimmter Richtung durchlässig. Es kann zwar auch ein Strom in Gegenrichtung fließen, der sogenannte Inversstrom, es ist aber dann ein sehr hoher Steuerstrom erforderlich, und man kann deshalb eine solche Lösung zumindest nicht bei Leistungsschaltern anwenden. Die sogenannte Inversstromverstärkung eines üblichen Transistors ist nämlich wesentlich kleiner als die Stromverstärkung im Normalfall. Kontaktlose Wechselstromschalter kann man jedoch mit zwei Transistoren herstellen, wie es die Prinzipschaltung Bild 7.7 zeigt. Die Wechselspannung liegt an den Klemmen 1 und 2. Die Transistoren erhalten von einer Hilfsspannungsquelle eine Steuergleichspannung. Die Steuerleistung muß so groß sein, daß die Transistoren noch bei dem durch den Lastwiderstand R_a begrenzten maximalen Wechselstrom (Spitzenwert!) bis zur Restspannung durchgesteuert sind. Die eine Halbwelle der Wechselspannung fließt dann über die Diode D_1 und den Transistor

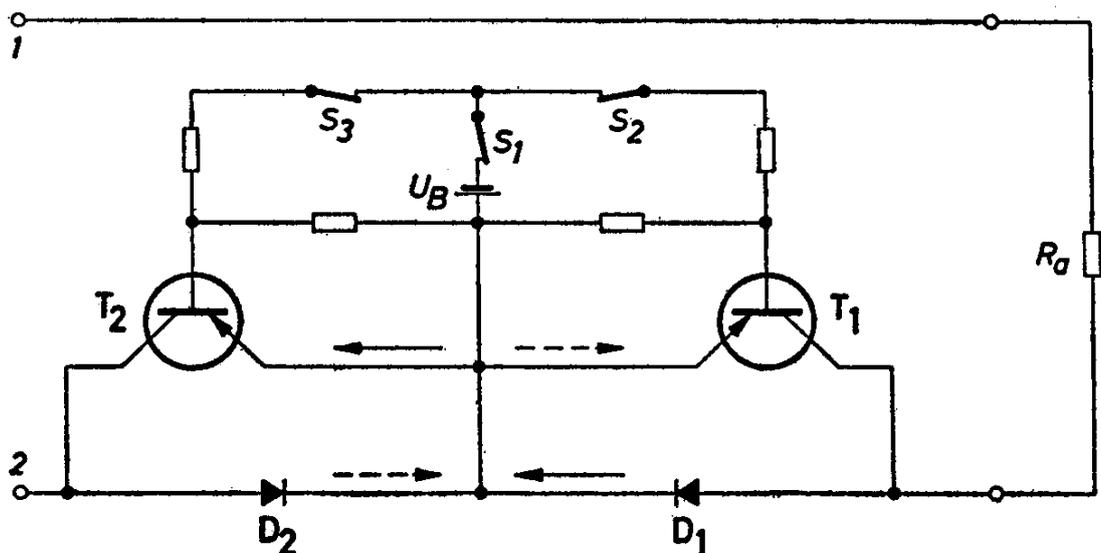


Bild 7.7

8. Steuer- und Regelschaltungen

Wegen ihrer geringen Abmessungen, der sofortigen Betriebsbereitschaft und noch anderer Eigenschaften werden Halbleiterbauelemente, wie Transistoren, Dioden, Fotodioden, Hallgeneratoren und Heißleiter, vielfältig in Steuer- und Regelschaltungen verwendet. Die zuletzt genannten Bauteile sind besonders zur Umwandlung von Meßwerten geeignet.

8.1 Impulsverstärker für Kernmatrizen

Die in Digitalrechnern zur Informationsspeicherung verwendeten Ringkerne aus Ferrit benötigen für das Einschreiben wie für das Lesen nur einen kurzen Stromimpuls von wenigen Mikrosekunden Dauer, allerdings mit verschiedener Polarität. Das Einschreiben der Information kann z. B. durch positive Magnetisierung entweder mit Vollstrom oder mit 2 Halbströmen in Koinzidenzschaltung erfolgen. Wird ein derart magnetisierter Ringkern durch einen kurzen, entgegengesetzt gerichteten Stromimpuls ummagnetisiert, so wird im Lese draht eine kleine Spannung $\approx V_1$ induziert, die im Leseverstärker verstärkt wird. Zum Schreiben und Lesen sind also Impulsverstärker erforderlich, die verhältnismäßig hohe, aber sehr kurze Stromimpulse beider Richtungen abgeben. Eine solche Schaltung zeigt das Bild 8.1. Der Schreibstrom sei hier I_1 und der Lesestrom I_2 . Diese beiden Ströme haben für den Ringkern zueinander entgegengesetzte Richtung. Angesteuert wird der Impulsverstärker von einem Impulsgenerator, beim Versuch mit einer Taktfrequenz von 100 kHz. Die Anstiegszeit der Ströme I_1 und I_2 ist $0,5 \mu\text{s}$. Bis zu dieser Anstiegszeit erreicht bei den verwendeten Ringkernen B64512 A1 R501 der Strom im Lesedraht noch seinen maximalen Wert. Bei einer größeren Anstiegszeit sinkt dieser Strom. Die Anstiegszeit darf allerdings auch nicht zu kurz sein, weil sonst die Störsignale größer werden. Die Impulsdauer kann bis $1,5 \mu\text{s}$ verringert werden, ohne daß sich der Lesedrahtstrom verringert. Die Amplitude der Spannung am Lese draht ist 40 mV im Leerlauf und 20 mV an einem Lastwiderstand von 10Ω .

Die Steuerströme des Impulsverstärkers müssen sowohl für das Anschalten wie für das Ausschalten groß gewählt werden, um die kurzen Schaltzeiten zu erreichen. Dies ist durch niederohmige Vorwiderstände und die Verwendung von Hilfsspannungen in der Schaltung nach Bild 8.1 erreicht.

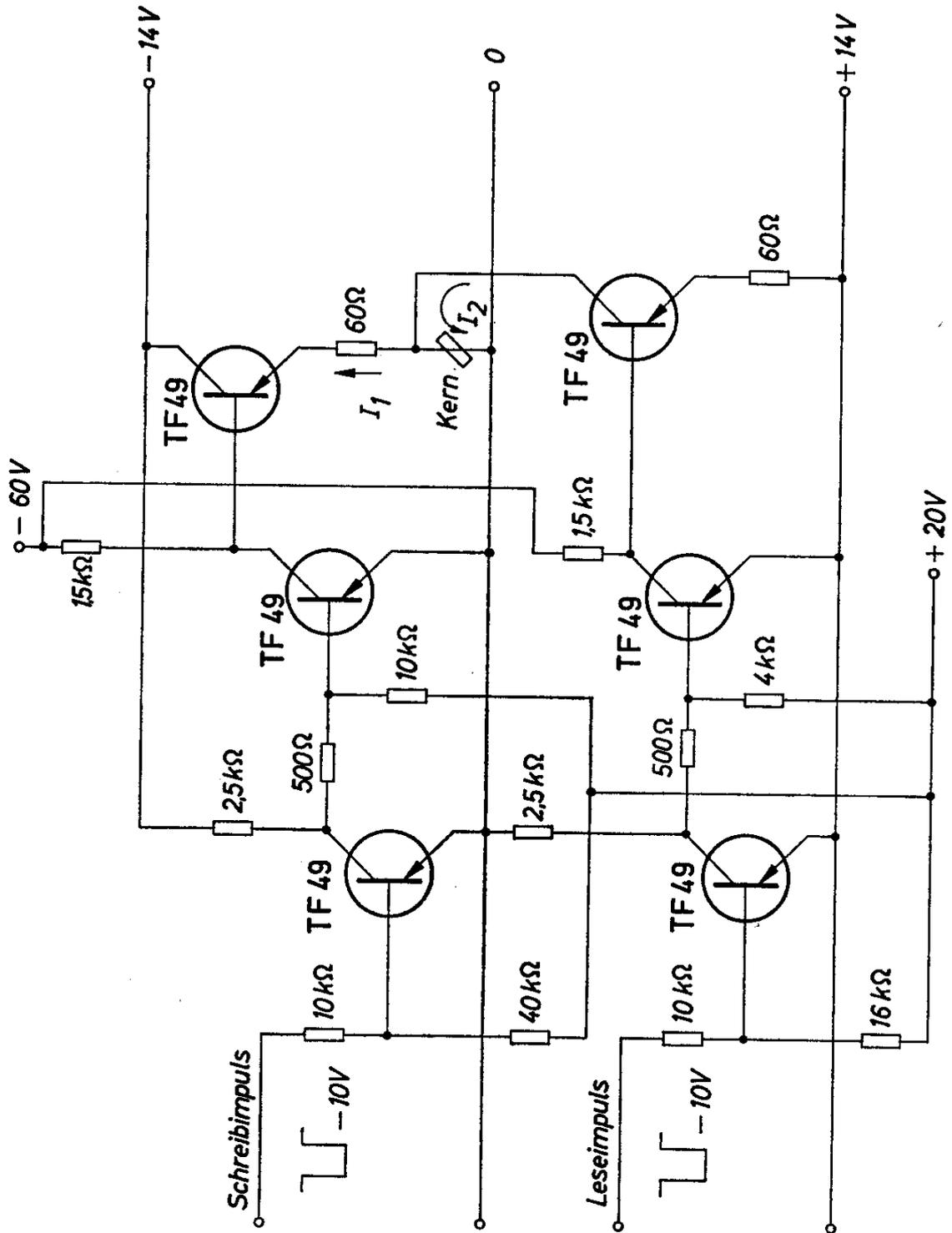


Bild 8.1

Technische Daten

Steuerimpuls	—10 V
Schreib- bzw. Lesestrom	220 mA
Anstiegszeit	$\leq 0,5 \mu\text{s}$
Signal am Lesedraht	
Leerlauf	etwa 40 mV
an $R_a = 10 \Omega$	etwa 20 mV
Siferrit-Ringkern	B 64512 A1 R 501

8.2 Leseverstärker für Kernmatrizen

Zum Verstärken der in Kernmatrizen vom Lesedraht abgegebenen Signale werden zweckmäßig Leseverstärker mit integrierender Charakteristik verwendet, um den Einfluß der Störsignale auszuschalten. Die Schaltung nach Bild 8.2 ist für die Verstärkung von Signalen negativer Spannung geeignet und besteht aus einem Vorverstärker und einem bistabilen Trigger.

Der Transistor T_1 wird in Basisschaltung betrieben und verstärkt die Lesespannung mit nur geringer Verzögerung. Der Kollektorstrom des Transistors T_1 lädt über den Kondensator C_1 und die Diode D_1 den Kondensator C_2 . Bei Verwendung des Ferrit-Ringkernes B 64512 A1 R 501 erreicht die Spannung am Kondensator den Wert von 0,8 V. Störsignale von kurzer Dauer haben auf diesen Spannungswert keinen Einfluß. Diese negative Spannung steuert den bis dahin mit positiver Spannung gesperrten Transistor T_2 durch, und der bistabile Trigger kippt. Die Diode D_2 begrenzt die positive Sperrspannung auf etwa 0,2 V. Der Kondensator C_2 wird nun entladen. Danach kann mit einem negativen Rückstellimpuls von 10 V und einer Dauer von mindestens $2 \mu\text{s}$ der Trigger wieder in die Ausgangsstellung gebracht werden.

Einen Leseverstärker für Signale beliebiger Richtung zeigt das Bild 8.3. Diese Schaltung ist gegenüber der im Bild 8.2 gezeigten um einen Integrationszweig mit positiver Gleichrichtung erweitert. Dieser sperrt den Transistor T_3 , wenn am Eingang ein positives Signal erscheint. Werden Kerne mit einer höheren Lesedrahtspannung verwendet, so kann die Empfindlichkeit der Verstärker durch Vorschalten eines Widerstandes (R_1) oder durch Vergrößerung des Widerstandes R_2 , bzw. auch R_3 im Falle der Schaltung nach Bild 8.3 verringert werden.

Technische Daten

Siferrit-Ringkern: B 64512 A1 R 501

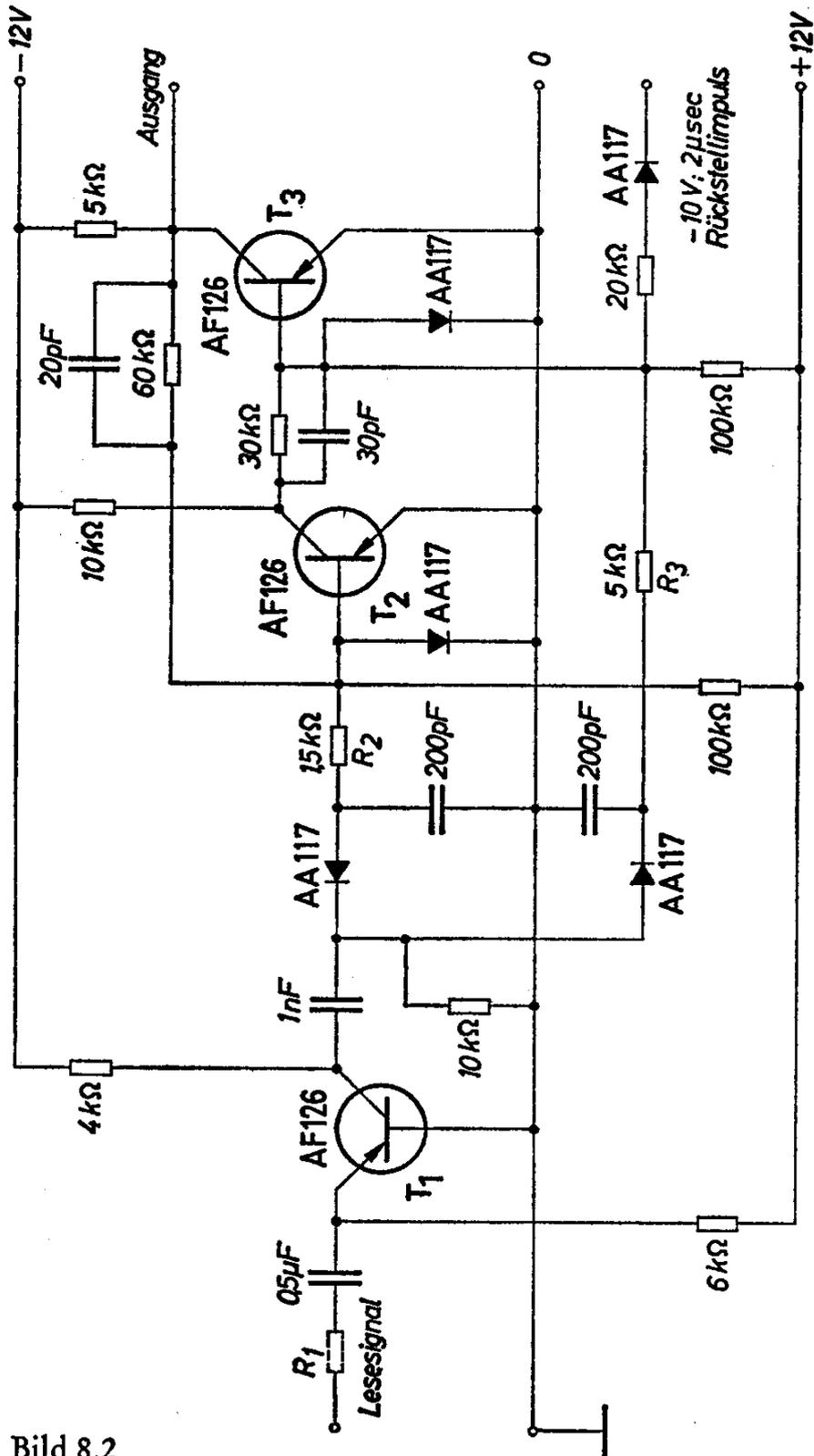


Bild 8.2

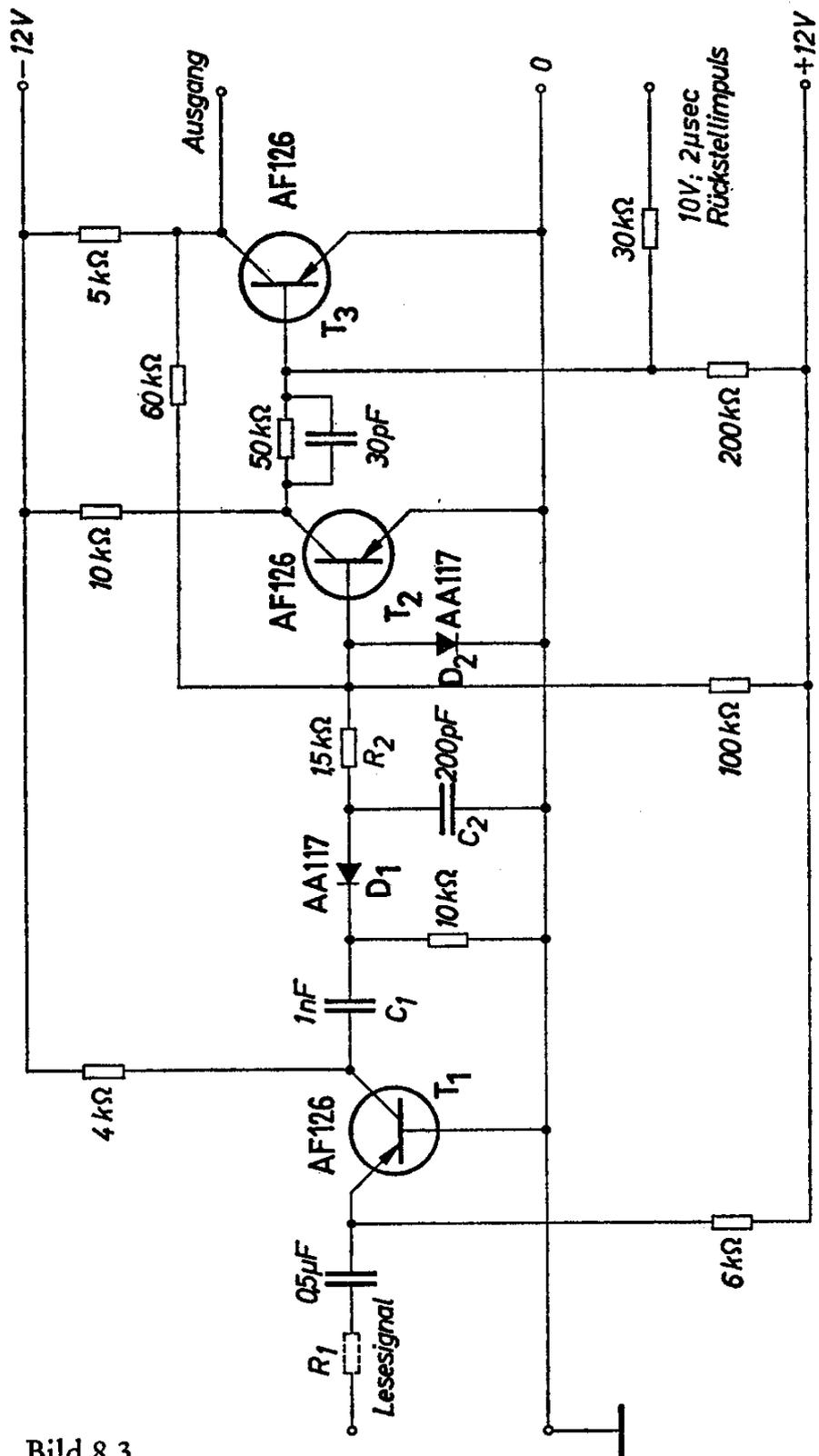


Bild 8.3

8.3 Decodierung eines Binärcodes

In der Digitaltechnik ist die binäre Darstellung von Zahlen fast durchweg üblich. Als binäres Element bezeichnet man eine Einheit mit 2 stabilen Schaltzuständen. Das ist im einfachsten Falle ein Schalter mit 2 Stellungen: Ein und Aus. Ein binäres Element ist z. B. auch ein Relaiskontakt (offen—geschlossen) eine Diode (gesperrt—leitend) oder ein bistabiler Multivibrator.

Die jeweilige Schalterstellung eines binären Elementes bezeichnet man mit den Ziffern "0" und "1" oder, um Verwechslungen mit Zahlen des Dezimalsystems auszuschließen, mit "O" und "L". Dabei wird für den Fall, daß das binäre Element leitend ist "L" und für den Sperrfall, bzw. Kontakt offen, symbolisch "O" geschrieben.

Eine Größe, die nur Werte "O" und "L" annehmen kann, bezeichnet man als 1 bit. Mit einem Binärcode von 2 bit lassen sich 2^2 Zustände beschreiben:

LO OL OO LL

Allgemein gilt: mit n bit sind

$$N = 2^n$$

Funktionen darstellbar, bzw. zur Darstellung von N Funktionen sind $n = \log_2 N$ bit nötig.

Zur Entschlüsselung eines Binärcodes, also einer Folge der Variablen "O" und "L", kann eine Anordnung von Diodengattern herangezogen werden. Die Gatter werden dabei so verknüpft, daß am Ausgang einer solchen Anordnung für jede vorkommende Kombination der Eingangsvariablen eine gesonderte Leitung vorhanden ist (wenn alle aufgrund der Anzahl von bit vorhandenen Möglichkeiten genutzt werden).

Die Schaltung wird meist in der Art eines orthogonalen Netzes dargestellt, weswegen solche Anordnungen als „Matrizes“ bezeichnet werden.

Für die Zahl der benötigten Dioden zur Decodierung von Binärcodes von n bit gilt die Beziehung:

$$D = n \cdot 2^n$$

Das ergäbe eine Matrix mit $D = 384$ Dioden für $n = 6$ bit. Durch eine sinnvolle Unterteilung der Matrix in 2 Eingangs- und 1 Verbundgatter läßt sich diese Zahl stark reduzieren, im vorliegenden Falle ($n = 6$ bit) genügen dann 176 Dioden (Bild 8.4.1 und 8.4.2).

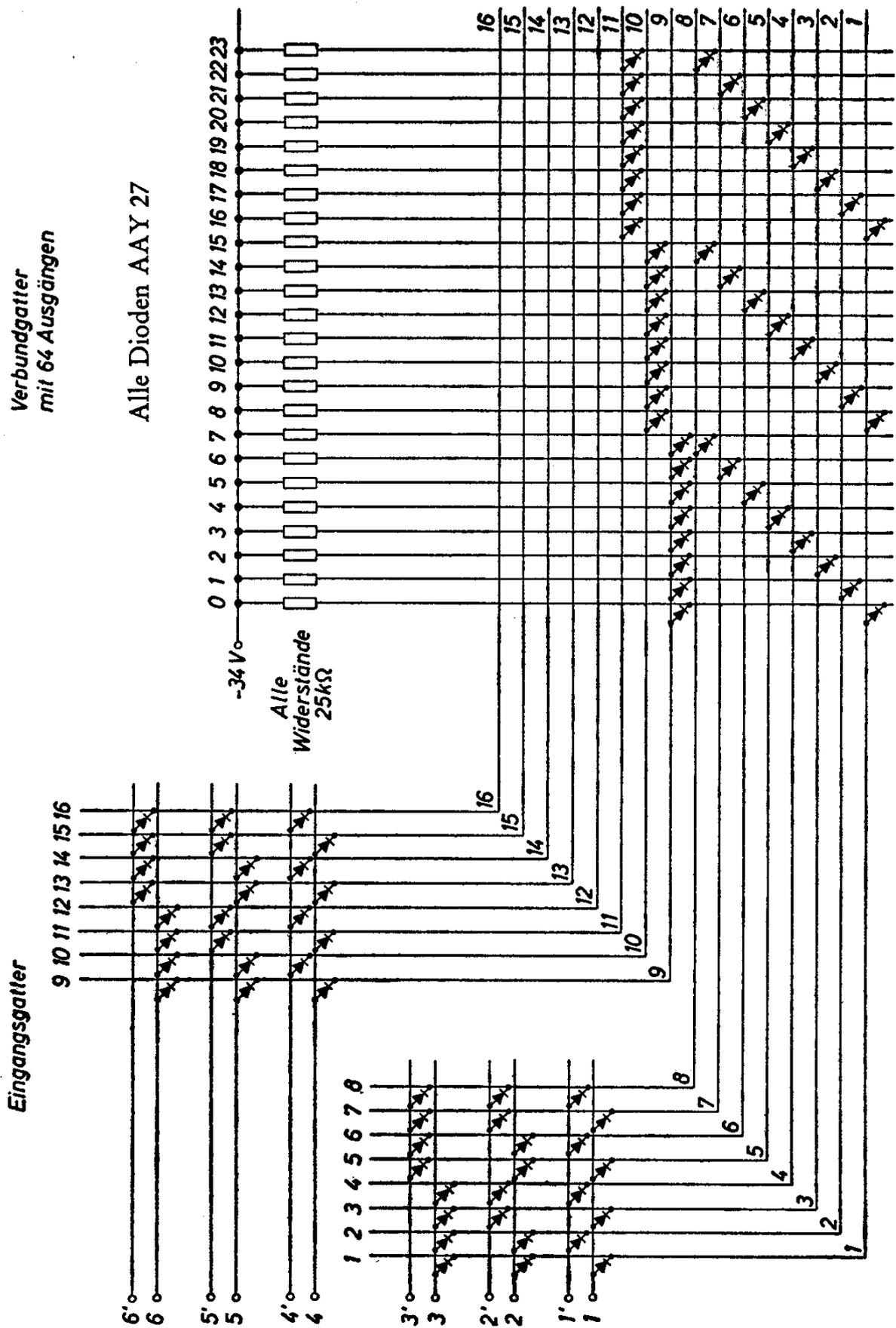


Bild 8.4.1

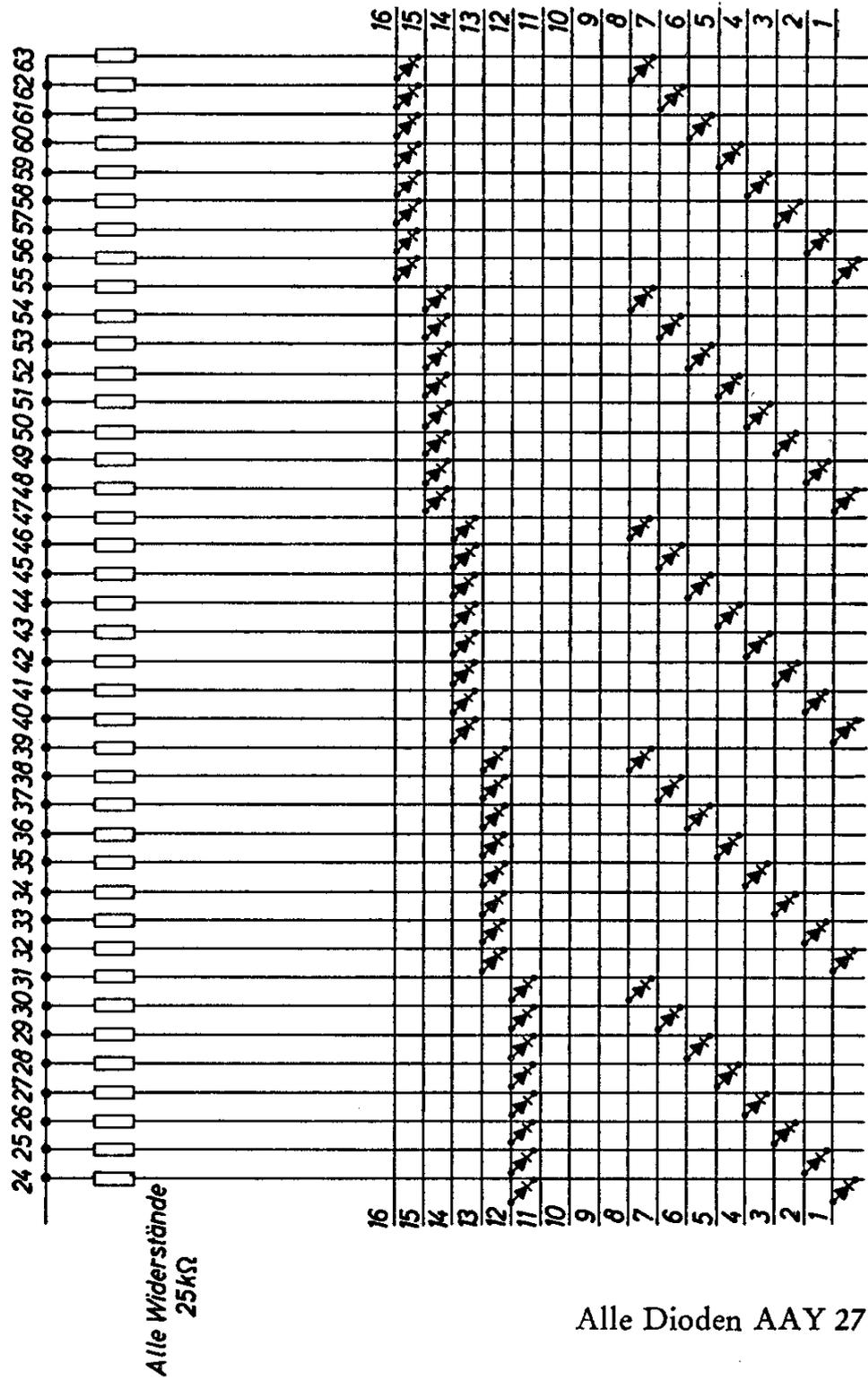


Bild 8.4.2

In den 2 parallelgeschalteten Eingangsgattern werden jeweils 3 Stellen des insgesamt 6stelligen Binärcodes entschlüsselt, und in dem darauffolgenden Verbundgatter geschieht dann die Zuordnung an eine der 64 Ausgangseinheiten. Im Verbundgatter sind auf diese Weise nur noch 2 Dioden je Ausgang enthalten, gegenüber 6 (entsprechend $n = 6$ bit) bei nicht vorgenommener Unterteilung. Eine weitere Einsparung an Dioden ist möglich, wenn nicht alle der bei n bit verfügbaren Ausgänge benötigt werden, was ja in der Praxis häufig der Fall sein wird.

Die ankommenden Impulse gelangen an die Schmitt-Trigger, welche an den 6 Eingängen angeschlossen sind. Negative Impulse schalten die Schmitt-Trigger um. Im Ruhezustand haben die Ausgänge 1 bis 6 der Trigger negatives Potential und die Ausgänge 1' bis 6' liegen ungefähr auf Potential 0 (Bild 8.5). Beim Umschalten eines Triggers vertauschen die beiden Ausgänge ihr Potential.

Bei den Ausgangseinheiten handelt es sich um lauter gleichartige Schaltstufen mit einer Relaiswicklung im Kollektorkreis der Transistoren (Bild 8.5). Zum Durchschalten ist es erforderlich, daß alle 8 der Matrix dieser Schaltstufe zugeordneten Dioden über die in den Eingangseinheiten enthaltenen $8\text{-k}\Omega$ -Kollektorwiderstände mit dem Minuspol der Batterie verbunden sind.

Im Ruhezustand, wenn also keine Impulse an die Eingänge gelangen, hat die Schaltstufe 0 durchgeschaltet und das zugehörige Relais angezogen (Bild 8.6). Denn nur für diese Stufe trifft die obengenannte Bedingung zu, daß alle zugehörigen Dioden auf Minuspotential liegen. Das Auftreten eines negativen Impulses an irgendeinem der 6 Eingänge hat sogleich den Abfall des Relais O zur Folge. Eine Diode aus einem Eingangsgatter liegt dann, so wie im Bild 8.7 gezeichnet, am Eingang der Schaltstufe und sperrt den Transistor. Ein anderes Relais zieht an. Für die Impulsfolge LOLOLO sind die in Frage kommenden Dioden und Leitungen im Bild 8.8 gezeichnet.

Die Grenzfrequenz dieser Anordnung wird von den Anzugs- und Abfallzeiten der Relais bestimmt. Die Grenzfrequenz der gesamten Schaltung ohne Relais läge bei etwa 10 kHz.

Die einwandfreie Arbeitsweise der Schaltung wird bis zu Umgebungstemperaturen von $60\text{ }^{\circ}\text{C}$ nicht beeinflusst.

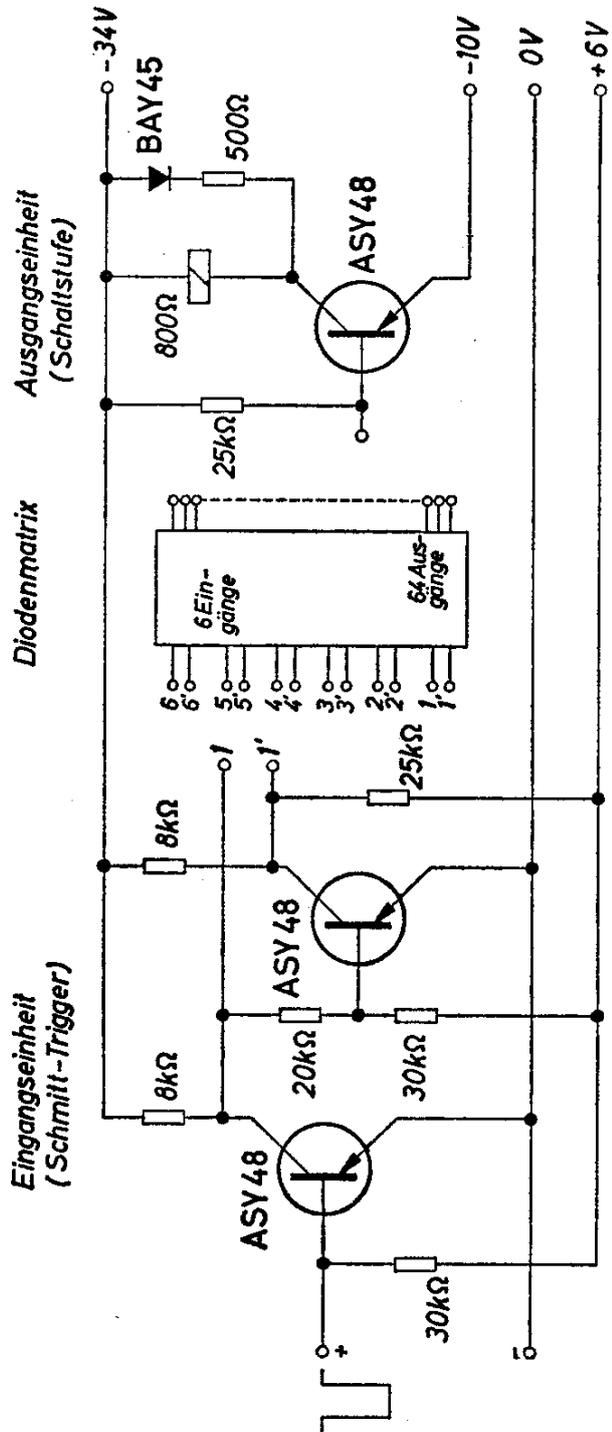


Bild 8.5

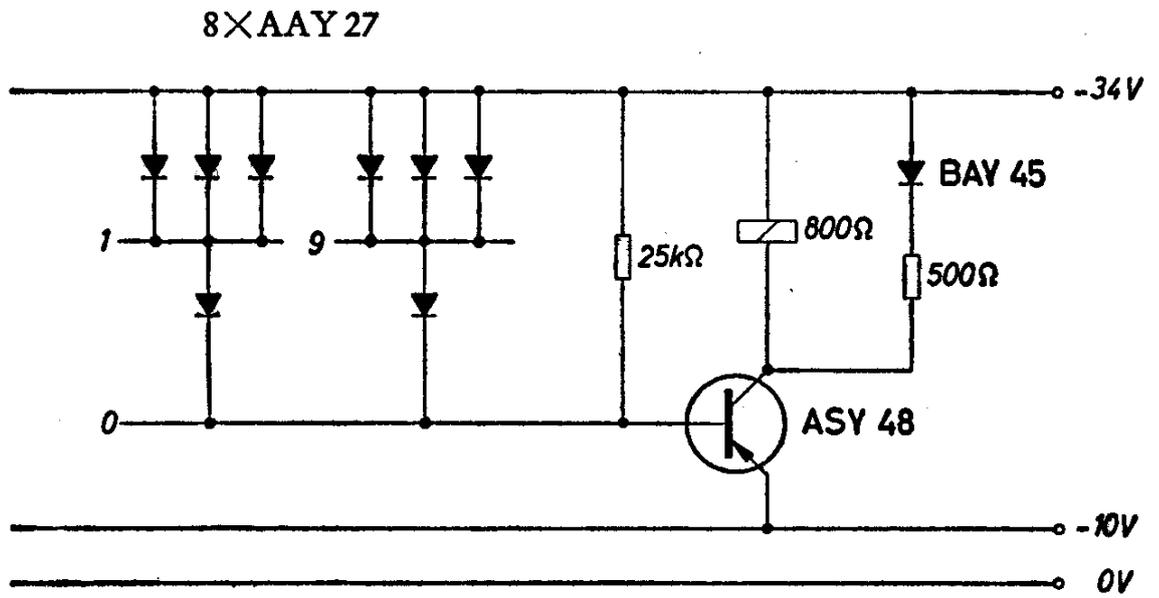


Bild 8.6

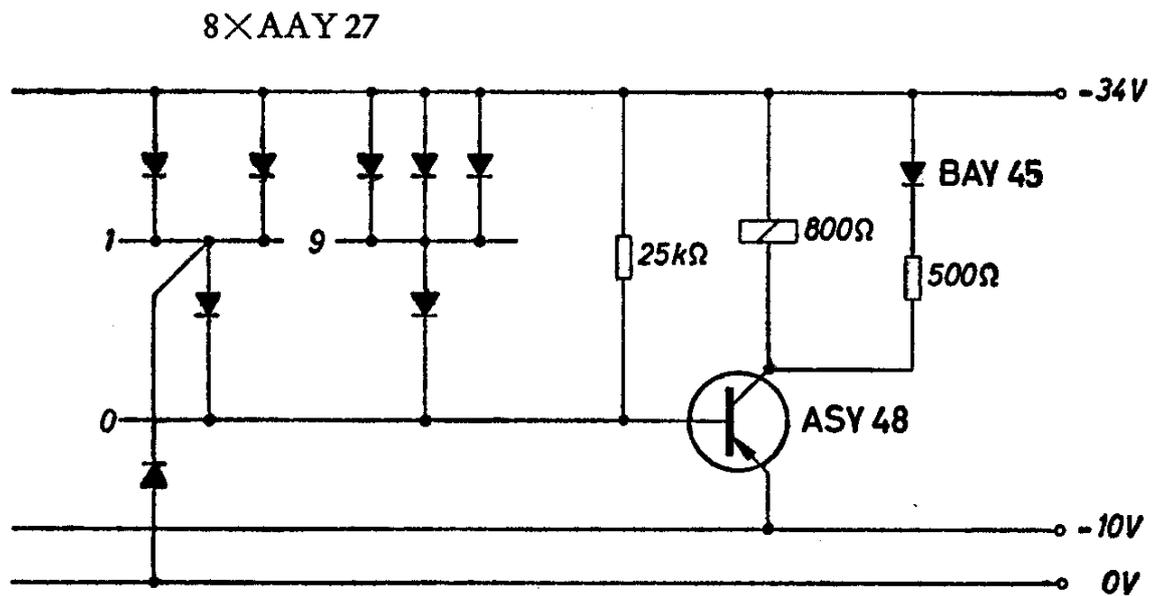
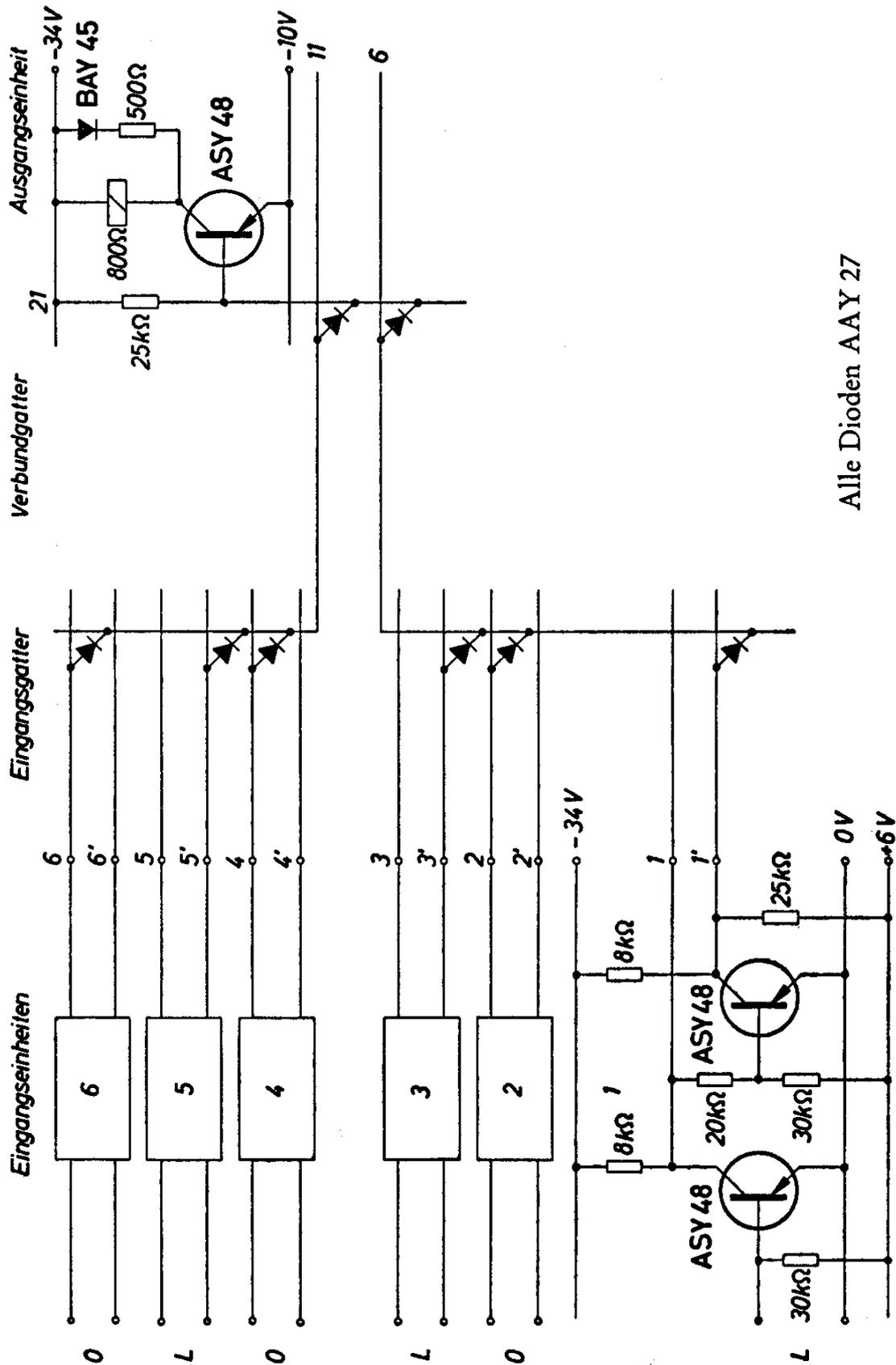


Bild 8.7



Alle Dioden AAY 27

Bild 8.8

8.4 Elektronische Zählereinheit mit Vorwahl und Schaltverstärker

Eine Zählerschaltung, die zusammen mit Geiger-Müller-Zählrohren zur Stückzahlermittlung an Fließbändern oder als dekadischer Untersetzer verwendet werden kann, zeigt das Bild 8.9. Die Zählereinheit zählt jeden am Eingang ankommenden Impuls. Die Impulse müssen rechteckförmig sein; sinusförmige Impulse werden nicht gezählt. Nach jedem 10. Zählimpuls wird am Ausgang ein positiver Impuls abgegeben, der zur Aussteuerung einer 2. Zähldekade verwendet werden kann. Dem Hintereinanderschalten derartiger dekadischer Zählereinheiten ist keine Grenze gesetzt. Jede Zählereinheit zählt eine Zehnerpotenz. Bei kleineren Zählgeschwindigkeiten können als zweite und folgende Zählereinheiten 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 wieder hergestellt wird. In vielen Fällen ist es erwünscht, durch Vorwahl eine bestimmte Zahl einstellen zu können, bei deren Erreichen der Zählvorgang beendet werden soll 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 können die Ziffern 0 bis 9 vorgewählt werden. Sind so viele Zählimpulse am Eingang angekommen, wie der vorgewählten Zahl entspricht, so wird ein Ausgangssignal abgegeben. Damit wird ein Schaltverstärker angesteuert, der dann die gewünschten Vorgänge auslöst. Nach einer durch ein *RC*-Glied festgelegten Verzögerungszeit liefert der Schaltverstärker einen positiven Sperrimpuls an die Zählkette, die dadurch wieder in die Ausgangsstellung kippt.

Wenn die Eingangsimpulse nicht rechteckförmig sind, muß der Zählerschaltung eine Vorstufe, wie die im Bild 8.10 gezeigte, vorgeschaltet werden. Dieser monostabile Multivibrator wandelt Impulse, die von nicht prellfreien Kontakten erzeugt werden oder Sinusform haben, in Rechteckimpulse um.

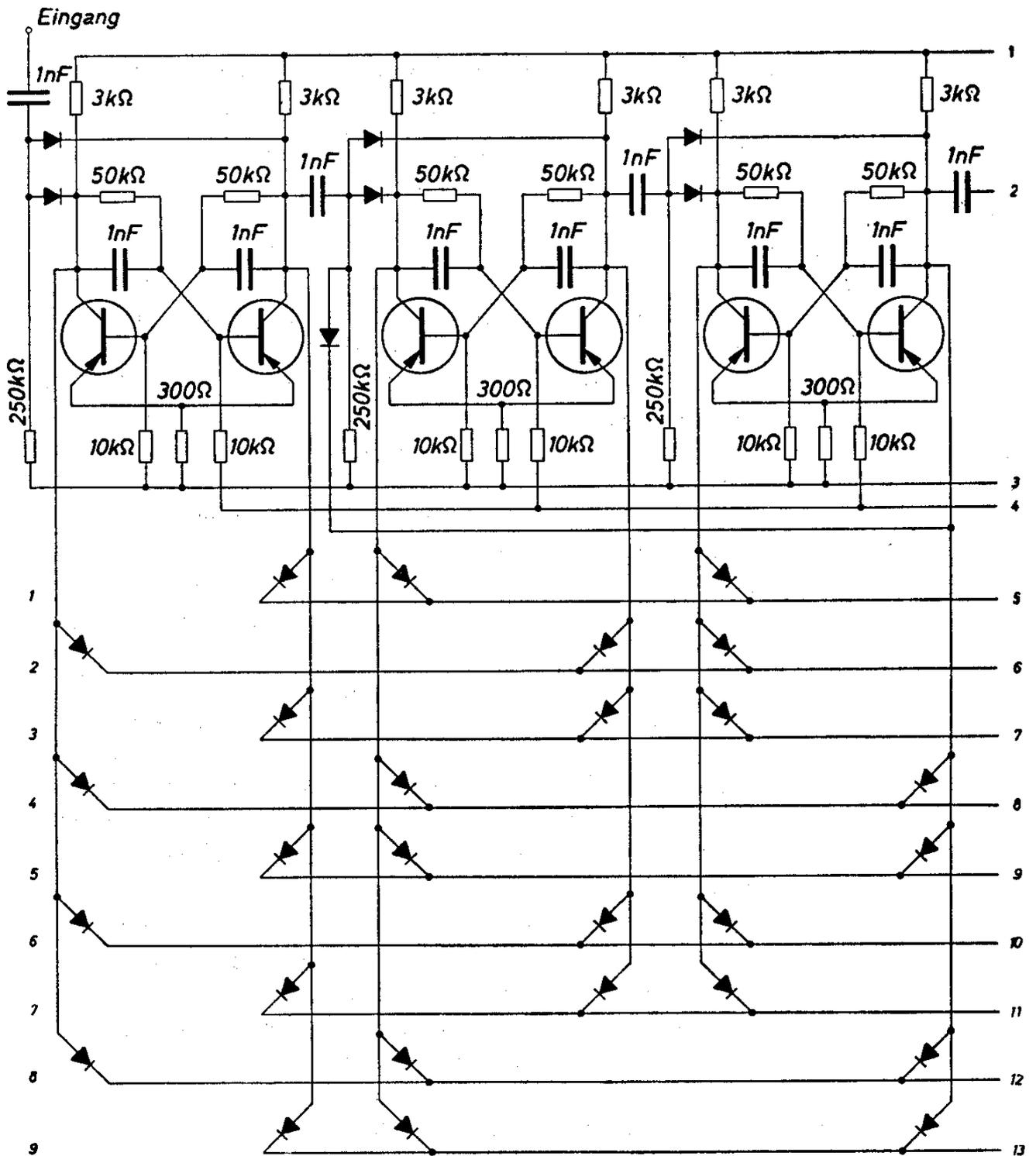
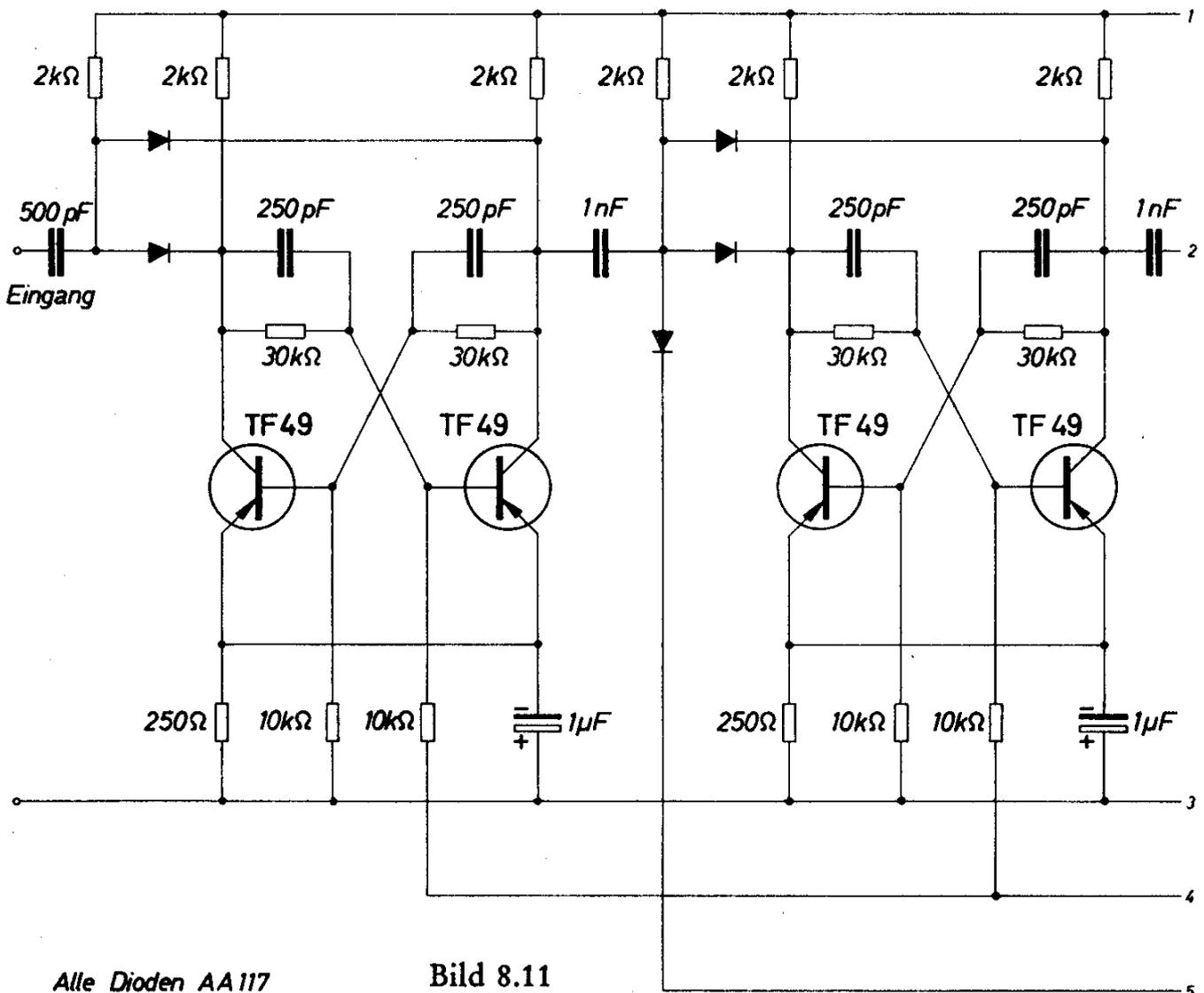
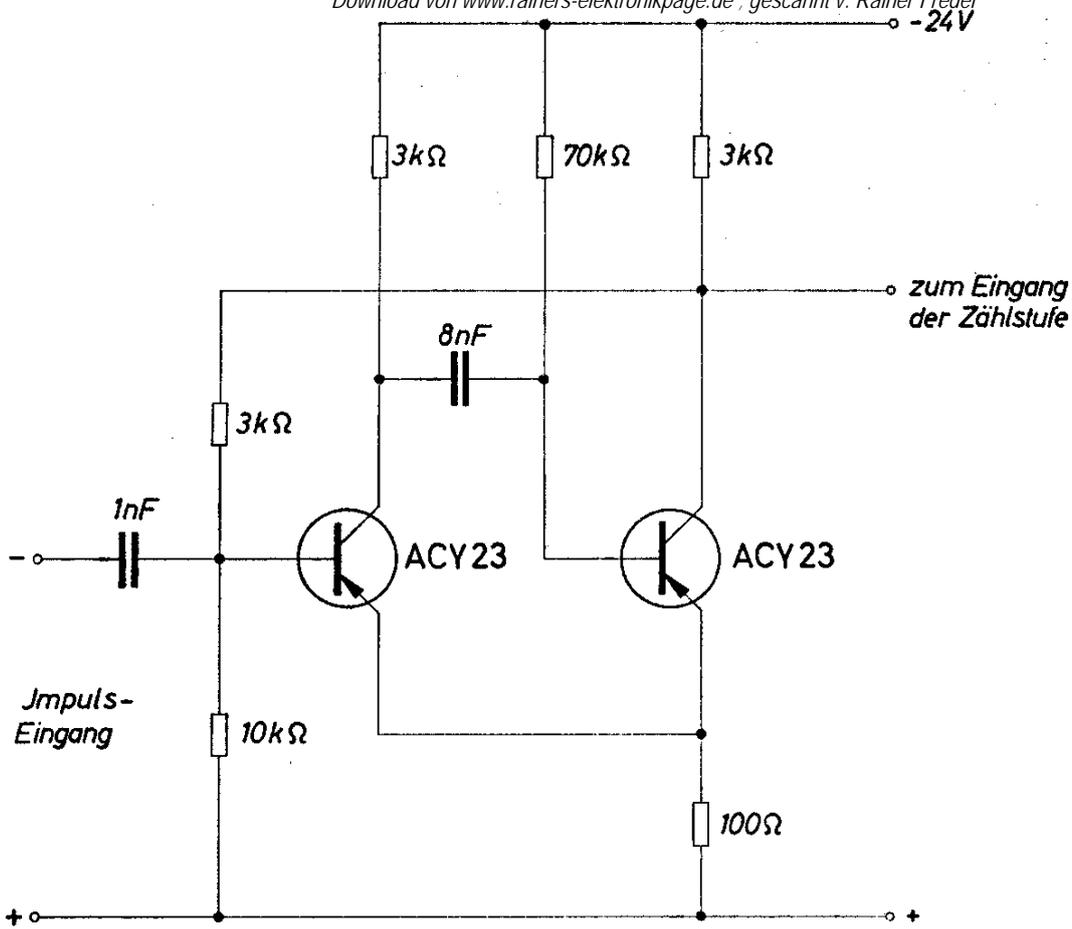


Bild 8.9

Alle Dioden: AA 117
 Alle Transistoren: ACY 23

Technische Daten

Batteriespannung	24 V
Mindestspannung der Steuerimpulse	
ohne Vorstufe	12 V
mit Vorstufe	5 V



Alle Dioden AA117

Bild 8.11

8.5 Zählkette für 100 kHz

Durch die Verwendung von schnell schaltenden Transistoren und durch sorgfältige Dimensionierung der Koppelglieder können nach dem Prinzip, das in der Schaltung nach Bild 8.9 angewendet wurde, auch Zählaltungen für höhere Frequenzen gebaut werden.

Das Bild 8.11 zeigt eine Zähldekade, die für Zählfrequenzen bis 100 kHz geeignet ist. In den ersten Stufen wurde der legierte HF-Schalttransistor TF 49 verwendet. Die Entladewiderstände für die Koppelkondensatoren zwischen den einzelnen Stufen sind sehr klein gewählt und mit dem Minuspol der Batterie verbunden. Dadurch wird erreicht, daß sich jeder Kondensator bei positiven und negativen Impulsen mit etwa gleicher Zeitkonstante entlädt. Außerdem ist jeweils nur eine der beiden Dioden gesperrt. Die andere Diode ist nicht in Sperrichtung vorgespannt und gibt deshalb den Steuerimpuls mit nur geringer Verzögerung an den durchzusteuern den Transistor weiter.

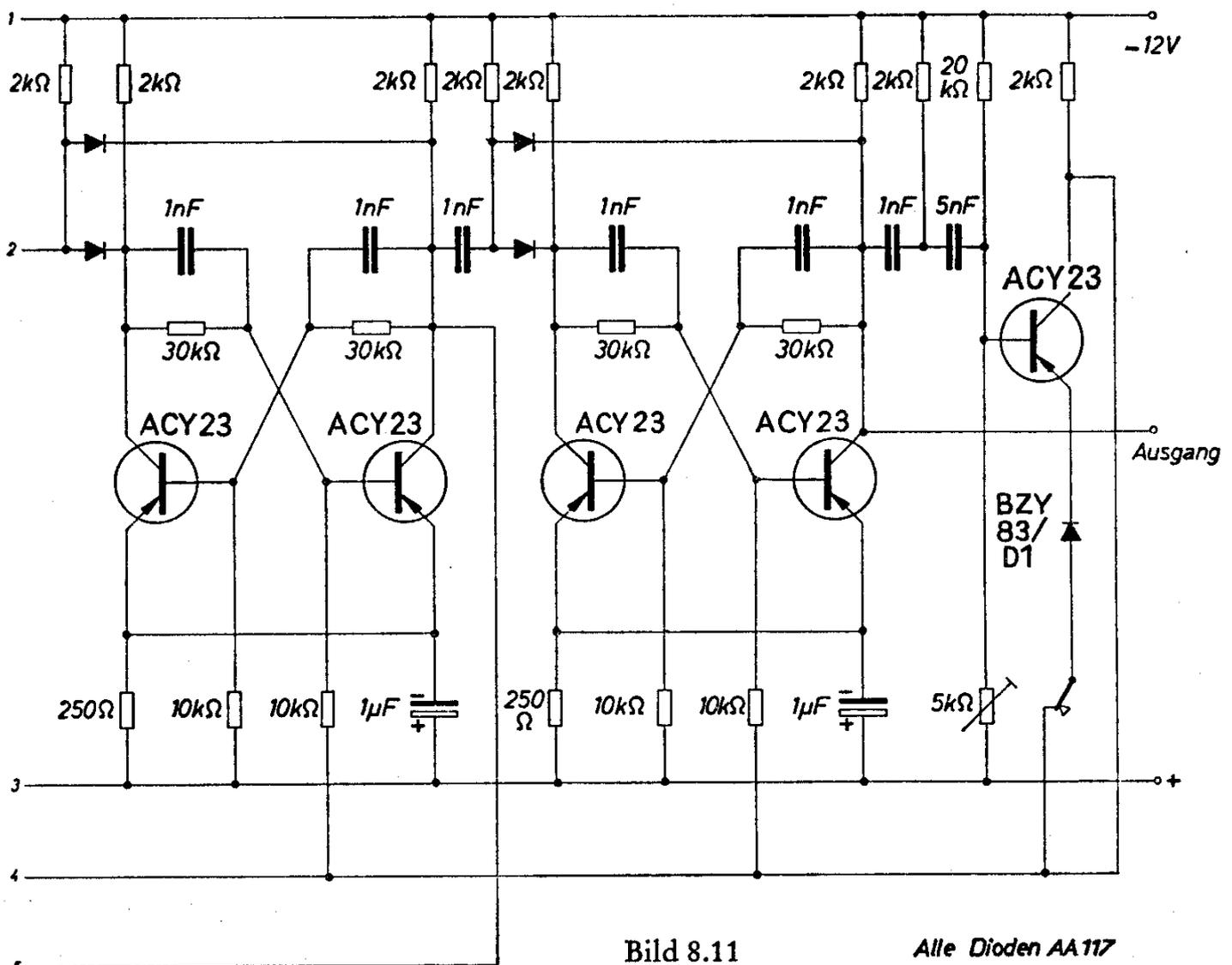


Bild 8.11

Alle Dioden AA117

Jede Diode benötigt eine bestimmte Zeit, um vom Sperrzustand in den Durchlaßzustand überzugehen. Diese Zeit, Durchlaßträgheit genannt, ist um so größer, je höher die vorher anliegende Sperrspannung war.

Die rechteckförmigen Steuerimpulse müssen sehr steile Flanken haben. Deshalb empfiehlt es sich, der Zählschaltung den Schmitt-Trigger nach Bild 8.12 vorzuschalten.

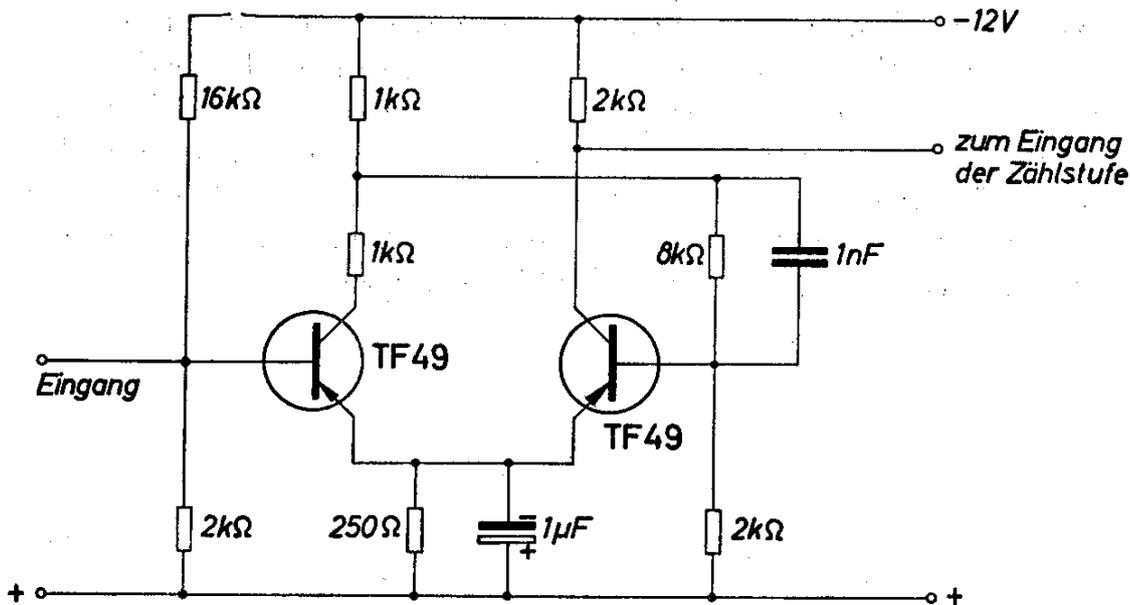


Bild 8.12

Technische Daten

Batteriespannung	12 V
Batteriestrom	30 mA
Mindestspannung der Steuerimpulse	
ohne Schmitt-Trigger	etwa 10 V
mit Schmitt-Trigger	etwa 2 V
Anstiegszeit der Steuerimpulse	2 μ s
Maximale Zählfrequenz	100 kHz
Maximale Umgebungstemperatur	50 °C

8.6 Funktionsgesicherte Temperaturregelschaltung

Werden Heißleiter als Meßfühler für Temperaturregelschaltungen verwendet, so ergibt sich eine Schwierigkeit. Die Meßfühler sind meist an exponierter Stelle angeordnet und entsprechend mechanischen

Belastungen ausgesetzt. Bricht aber der Heißleiter oder eine Zuleitung, so täuscht der dann hohe Widerstand dieses Brückenweiges eine niedrige Temperatur vor, da der Widerstand eines Heißleiters bei sinkender Temperatur steigt (negativer Temperaturkoeffizient). Die Heizung wird also bei Heißleiterbruch eingeschaltet und nicht wieder ausgeschaltet. Im Bild 8.13 oben ist eine für solche Regelschaltungen übliche Heißleiterbrücke dargestellt. Die Temperatur, bei der die Heizung geschaltet werden soll, wird am Potentiometer eingestellt. Sinkt die Temperatur, so wird das Potential am Punkt A negativ gegen das am Punkt B. Bei entsprechender Ausführung des Verstärkers wird die Heizung eingeschaltet. Nun steigt die Temperatur wieder. Sobald der Heißleiterwiderstand ausreichend klein geworden ist, verschwindet die Potentialdifferenz zwischen den Punkten A und B, und über den Verstärker wird die Heizung wieder abgeschaltet. Bricht nun der Heißleiter, so liegt am Punkt A ständig volles negatives Signal. Abhilfe kann am einfachsten dadurch geschaffen werden, daß man auch den Strom durch den Brückenweig $R_3 - R_4$ unterbricht. Im Bild 8.13 unten ist die Brückenschaltung entsprechend erweitert. Der Transistor ist im Normalbetrieb bis zur Restspannung durchgesteuert. Diese Brückenschaltung arbeitet dann genauso wie die oben gezeigte. Unterbricht der Heißleiter den Steuerstrom, so sperrt der Transistor auch den Strom durch den rechten Brückenweig. Seine Basis ist mit dem Pluspol der Batterie verbunden, und das Emitterpotential ist mit einer in Durchlaßrichtung betriebenen Siliziumdiode etwas angehoben. Der Transistorreststrom verursacht jedoch im rechten Brückenweig noch einen kleinen Spannungsabfall. Dieser wird durch den Spannungsteiler $R_1 - R_2$ überkompensiert, so daß auf jeden Fall das Potential am Punkt A positiv ist gegenüber dem am Punkt B. Der Einstellbereich dieser Brücke ist 20 bis 120 °C. Der Heißleiter verändert in diesem Bereich seinen Widerstand zwischen 50 und 1 k Ω .

Wenn der als Temperaturfühler verwendete Heißleiter nur gering belastet werden darf, muß ein kleiner Brückenstrom eingestellt werden. Der angeschlossene Verstärker muß dann eine hohe Eingangsempfindlichkeit haben. Es gilt hier das gleiche wie bei Fotoverstärkern: daß dann nur mehr Wechselstromverstärker verwendet werden können. Im Bild 8.14 oben ist eine mit Wechselstrom betriebene Brückenschaltung dargestellt. Abhängig von der Richtung der Verstärkung ändert sich die Phasenlage der im Nullzweig abzunehmenden Spannung. Ein empfindlicher phasenabhängiger Verstärker schaltet dann die Heizung ein oder aus.

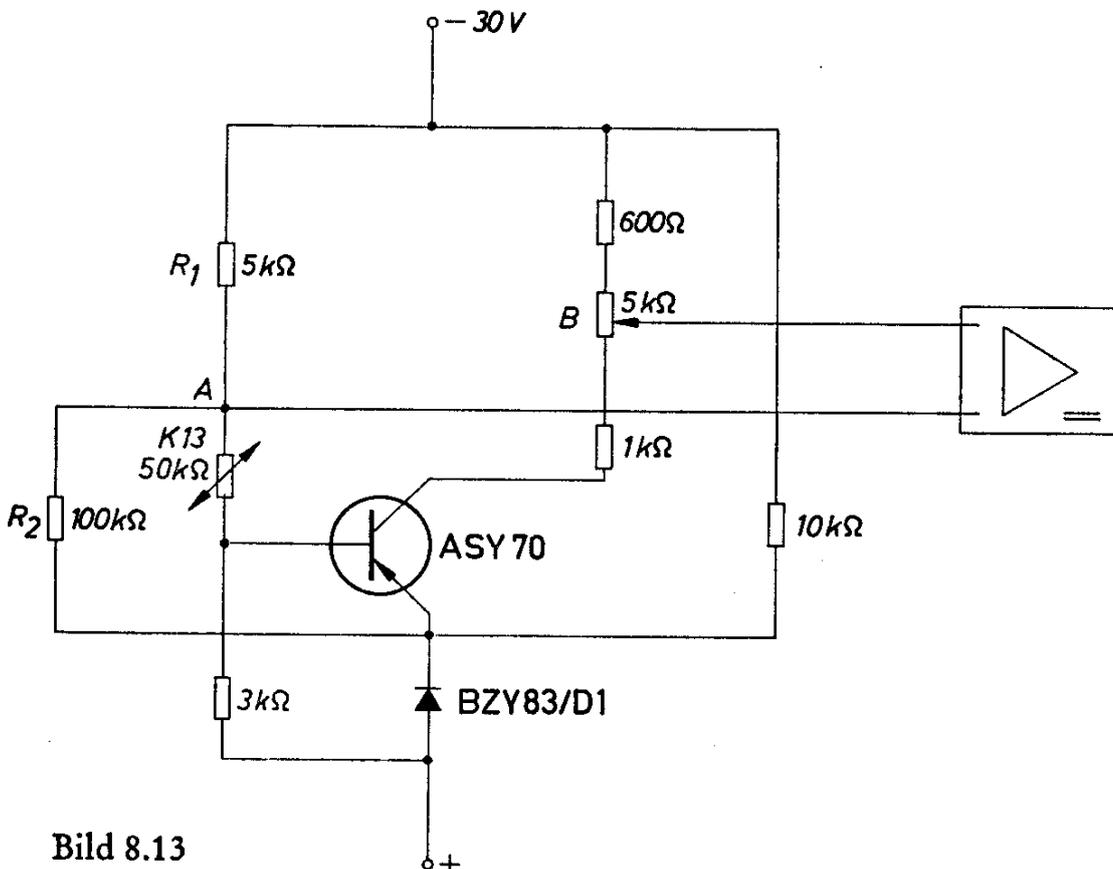
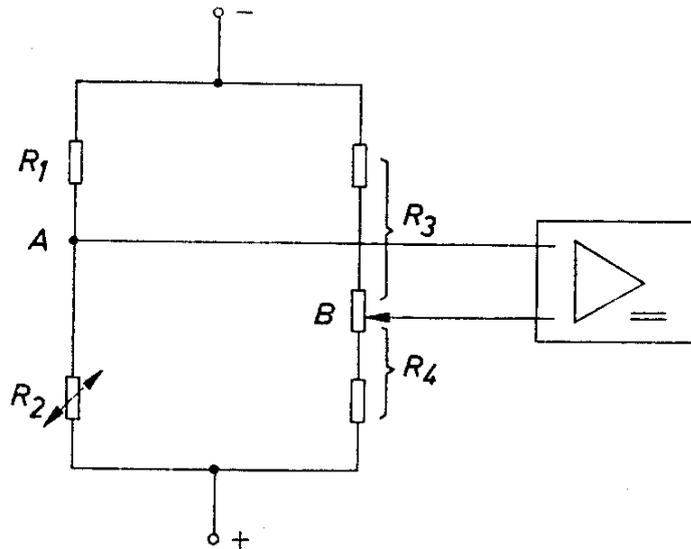


Bild 8.13

Auch diese Brückenschaltung kann bruchgesichert werden.

Das Bild 8.14 unten zeigt die entsprechend erweiterte Schaltung. Der Transistor ist im Normalbetrieb durch die Hilfsspannung +20 V gesperrt. Der einzige Gleichstromweg von der Hilfsspannung zum

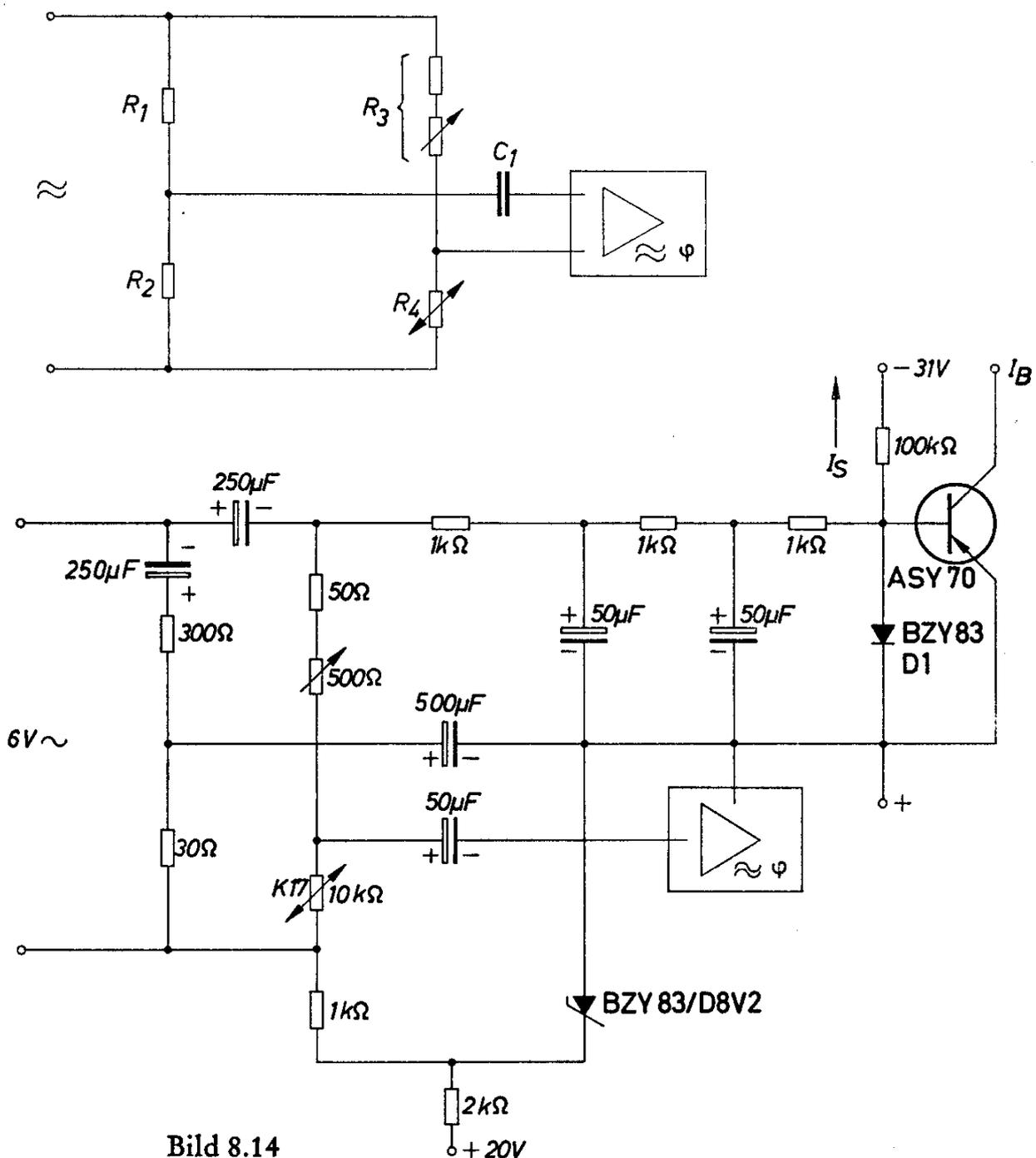


Bild 8.14

Transistor führt über den Heißleiter. Durch den zusätzlichen Gleichstrom wird das Wechselstromverhalten der Brücke nicht gestört. Der Spannungsabfall an den Widerständen dieses Gleichstromweges muß so klein sein, daß am Transistor noch eine zur Sperrung ausreichende positive Spannung auftritt. Die Höhe dieser Spannung wird durch eine Diode begrenzt. Wird der Heißleiterkreis unterbrochen, so wird die den Transistor sperrende positive Spannung abgetrennt. Die negative Hilfsspannung -31 V schaltet den Transistor durch. Die

Brücke gibt zwar an den Verstärker den Befehl zum Einschalten der Heizung weiter, mit dem jetzt durchgeschalteten Transistor kann aber an geeigneter Stelle im Verstärker ein Kurzschluß hergestellt werden, so daß die Heizung trotzdem abgeschaltet wird. Der Einstellbereich der Brücke ist 120 bis 250 °C.

8.7 Temperatursicherung für eine Herdplatte

Die Temperaturregelung von Herdplatten kann entweder so erfolgen, daß sie bei Erreichen einer bestimmten Temperatur ausgeschaltet und erst bei Absinken der Temperatur unter einen Schwellenwert wieder eingeschaltet werden, oder so, daß die Heizleistung nach Erreichen der Endtemperatur verringert wird. Die zuletzt genannte Lösung ergibt eine sehr gleichmäßige Temperatur der Platte. Das Vorschalten eines weiteren Heizwiderstandes zur Leistungsminderung ist möglich, viel besser ist aber das periodische Ausschalten der Herdplatte. Eine dafür geeignete Steuerschaltung zeigt das Bild 8.15. Sie besteht aus einem astabilen Multivibrator (Transistoren T_2 und T_3), der mittels einer Heißleiterbrücke und einer Vorstufe blockiert werden kann. Das Tastverhältnis des Multivibrators kann mit dem Widerstand R_1 eingestellt werden, und zwar so, daß die Herdplatte 0,6 bis 4 s eingeschaltet, aber konstant 5 s lang ausgeschaltet ist. Damit kann ein mittlerer Temperaturwert eingestellt werden. Der genaue Wert wird mit dem Widerstand R_2 in der Brücke festgelegt. In der hier gezeigten Anordnung kann eine Temperatur zwischen 90 und 130 °C eingestellt werden. Sinkt die Temperatur unter diesen Wert, so gelangt an die Basis des Transistors T_1 eine negative Spannung, weil der Widerstand des Heißleiters größer wird. Der Transistor T_1 wird durchgeschaltet und blockiert den Multivibrator in einer solchen Stellung, daß das Relais R ständig erregt und die Heizung voll eingeschaltet ist. Bei Erreichen der gewünschten Temperatur wird der Transistor T_1 wieder gesperrt, und der Multivibrator beginnt wieder zu schwingen, wodurch die Heizleistung herabgesetzt wird. Anstelle des Relais kann natürlich auch ein Leistungstransistor verwendet werden. Die Dimensionierung dieser Schaltstufe hängt aber stark von der jeweiligen Gegebenheit ab.

Die Germaniumdioden D_1 und D_2 schützen die Emitterdiode der Transistoren T_2 und T_3 vor den bei Multivibratoren im Umschaltmoment auftretenden hohen Spannungsspitzen.

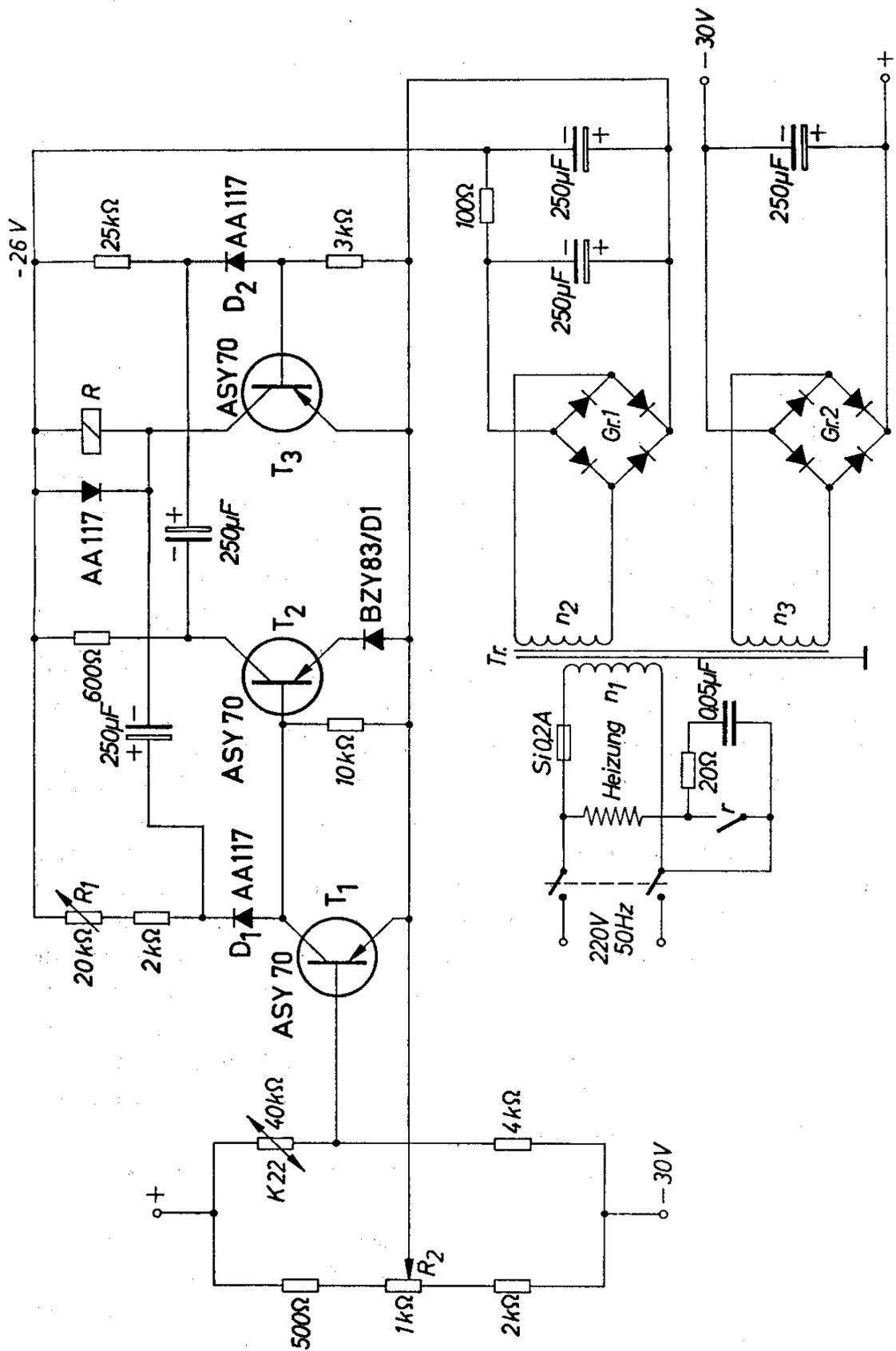


Bild 8.15

Technische Daten

Tr: M 42/14 Dyn.-Bl. III/0,35 wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 4300$ Wdg 0,1 CuL

$n_2 = 570$ Wdg 0,22 CuL

$n_3 = 550$ Wdg 0,1 CuL

Gr. 1 und Gr. 2: SSF B 30 C 250

Tastverhältnis des Multivibrators 0,6 bis 4 : 5 s

Temperaturbereich 90 bis 130 °C

Relais R: Trls 6a nach TBv 62017/20 a

8.8 Elektronischer Kleinthermostat

Eine konstante Temperatur läßt sich in kleinsten Räumen nur durch eine kontinuierliche Regelung der Heizleistung erzielen. Die Wärmeträgheit des Heizkörpers ist im allgemeinen größer als die des zu stabilisierenden Raumes. Eine kontinuierliche Regelung der Heizleistung ist auf einfache Weise dann möglich, wenn man als Heizkörper einen Transistor verwendet. Das Bild 8.16 zeigt eine solche Anordnung. Abhängig von der Verstimmung der Brückenschaltung durch den Heißleiter ändert sich die Verlustleistung am Transistor T_2 . Ist die Temperatur z. B. niedriger als 45 °C, für welchen Wert die Brücke abgeglichen ist, so gelangt an die Basis des Transistors T_1 positives Potential und er wird gesperrt. Der Transistor T_2 wird über den Widerstand R_1 durchgesteuert, und sein Kollektorstrom steigt. Die dadurch hervorgerufene höhere Verlustleistung am Transistor heizt den zu stabilisierenden Raum, bis die eingestellte Temperatur erreicht ist. Am Widerstand R_2 fällt nur ein geringer Teil der Versorgungsspannung ab. Der Kollektorstrom des Transistors könnte abhängig von seiner Stromverstärkung unzulässig hoch ansteigen. Deshalb sind parallel zum Eingang zwei in Durchlaßrichtung betriebene Siliziumdioden geschaltet, welche die Basisspannung auf etwa 1,2 V begrenzen. Der Kollektorstrom des Transistors T_2 wird auf etwa 100 mA wirksam begrenzt.

Steigt die Temperatur über den eingestellten Wert an, so wird der Transistor T_1 mit negativer Eingangsspannung immer stärker durchgesteuert. Die Potentialänderung an dessen Kollektor führt zu einer Verringerung des Kollektorstromes bzw. der Verlustleistung oder Heizleistung des Transistors T_2 . Bei der Dimensionierung solcher Anordnungen muß darauf geachtet werden, daß die für den Transistor T_2 zulässige maximale Sperrschichttemperatur nicht überschritten wird. Von diesem Wert hängen die einstellbare Temperatur und die Heizleistung ab.

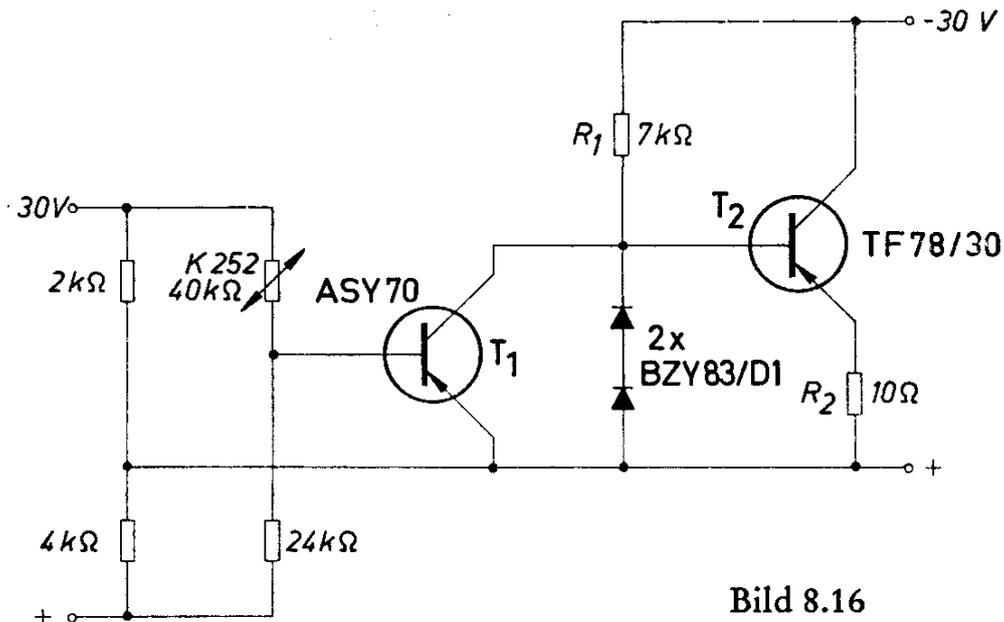


Bild 8.16

Es empfiehlt sich, die mechanische Anordnung so zu wählen, daß der Thermostat nach Bild 8.16 und die auf konstanter Temperatur zu haltenden Bauteile auf einem Aluminiumblech untergebracht werden. Gegen die Umgebung soll diese Anordnung möglichst gut wärmeisoliert werden. Die beiden Versorgungsspannungen müssen voneinander galvanisch getrennt sein. Der Heißleiter und die Transistoren müssen stets die gleiche Temperatur haben, sie sollen deshalb möglichst nahe zusammen montiert werden.

8.9 Kleinthermostat mit Netzteil

Im Bild 8.17 ist auch die Schaltung des dazugehörigen Netzgerätes angegeben. Das Blech oder der Metallklotz, auf dem der Transistor TF 78/30 montiert ist, wird auf einer konstanten Temperatur von 50 °C gehalten. Bei einer Schwankung der Raumtemperatur zwischen 10 und 40 °C ändert sich die Temperatur des Thermostatblocks nur um $\pm 0,25$ grad. Er kann z. B. für die Herstellung der Bezugstemperatur von Thermoelementen verwendet werden.

Technische Daten

Betriebsspannung	220 V, 50 Hz
Konstante Temperatur	50 °C \pm 0,25 grad

Netztransformator

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

$n_1 = 4700 \text{ Wdg } 0,1 \text{ CuL}$

$n_2 = 505 \text{ Wdg } 0,22 \text{ CuL}$

$n_3 = 480 \text{ Wdg } 0,08 \text{ CuL}$

Th: Heißleiter (Thernewid), K 252, $40 \text{ k}\Omega$

Gr. 1 und Gr. 2: Selen-Flachgleichrichter SSF B 30 C300/150

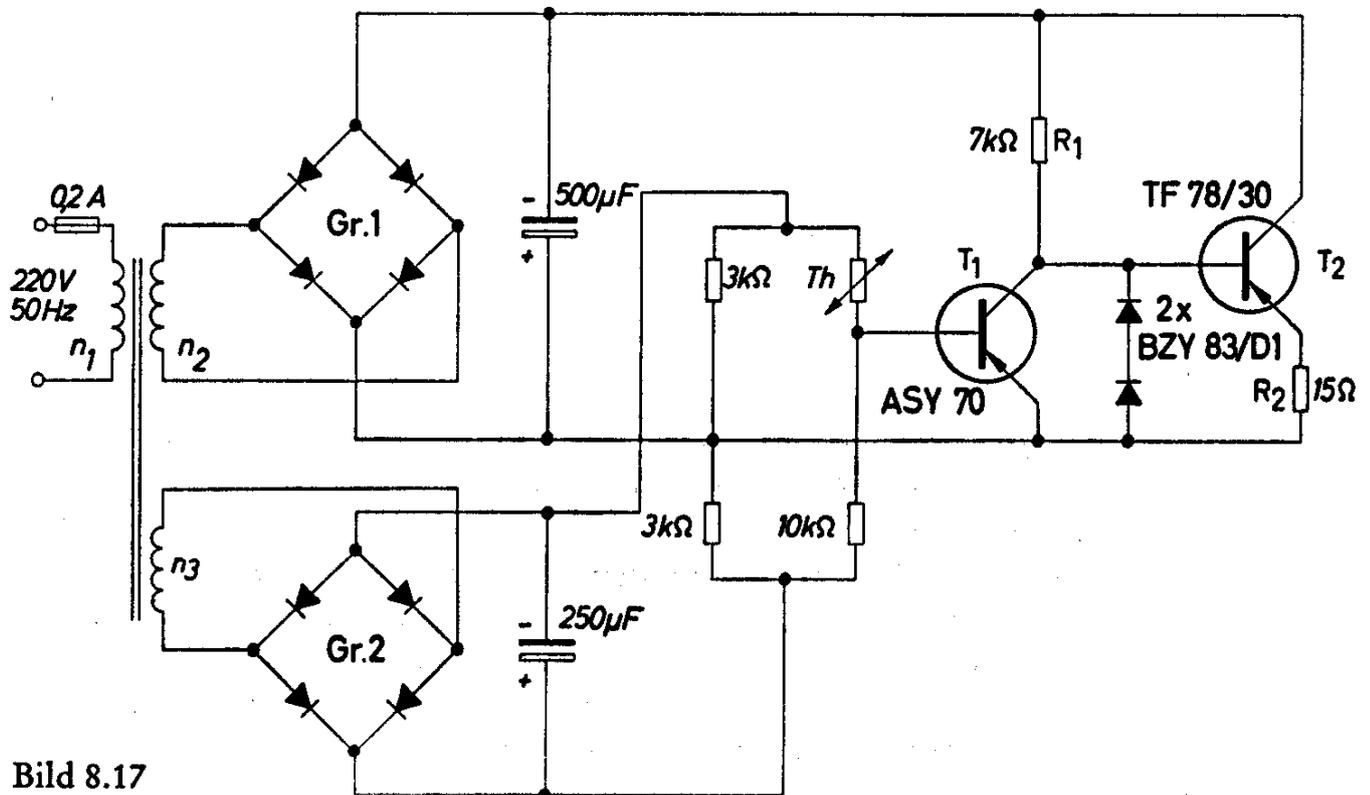


Bild 8.17

8.10 Temperaturregler hoher Genauigkeit

Wegen des Unterschiedes zwischen Ansprech- und Abfallerregung muß ein Relais über einen Schaltverstärker gesteuert werden, wenn es bei einer kleinen Differenz des Eingangssignals ansprechen bzw. abfallen soll. Die Schaltung Bild 8.18 enthält einen Differentialverstärker, der schon auf sehr kleine Änderungen der Nullspannung der vorgeschalteten Heißleiterbrücke reagiert. Die Ansprechgenauigkeit ist praktisch temperaturunabhängig. Bei einer durch das Potentiometer R_1 einstellbaren Schalttemperatur zwischen 20 und $80 \text{ }^\circ\text{C}$ schaltet das Relais bei einer Temperaturdifferenz von nur $0,1 \text{ grd}$ um. Die Spannung an der Brücke, die durch die Widerstände R_1 , R_2 , R_3 und R_4 gebildet ist, wird durch eine Zenerdiode konstant gehalten.

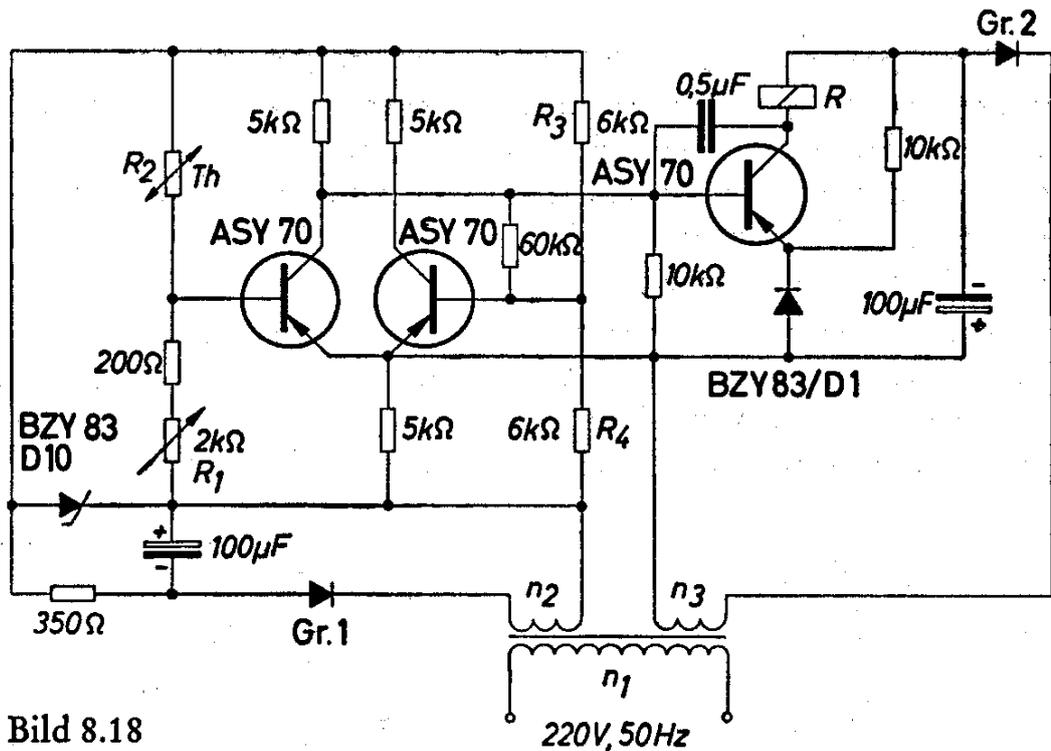


Bild 8.18

Technische Daten

Betriebsspannung	220 V, 50 Hz	oder 2×24 V
Temperaturregelbereich	20 bis 80 °C	
Regelgenauigkeit	± 0,1 grad	
Maximale Umgebungstemperatur	50 °C	

Transformator

EI 42/14, Dyn.-Bl. IV/0,35, wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 4500$ Wdg 0,06 CuL

$n_2 = 530$ Wdg 0,10 CuL

$n_3 = 530$ Wdg 0,16 CuL

Th: Heißleiter (Thernewid), K 13, 2 k Ω

Gr. 1 und Gr. 2: Selen-Flachgleichrichter SSF E30 C200

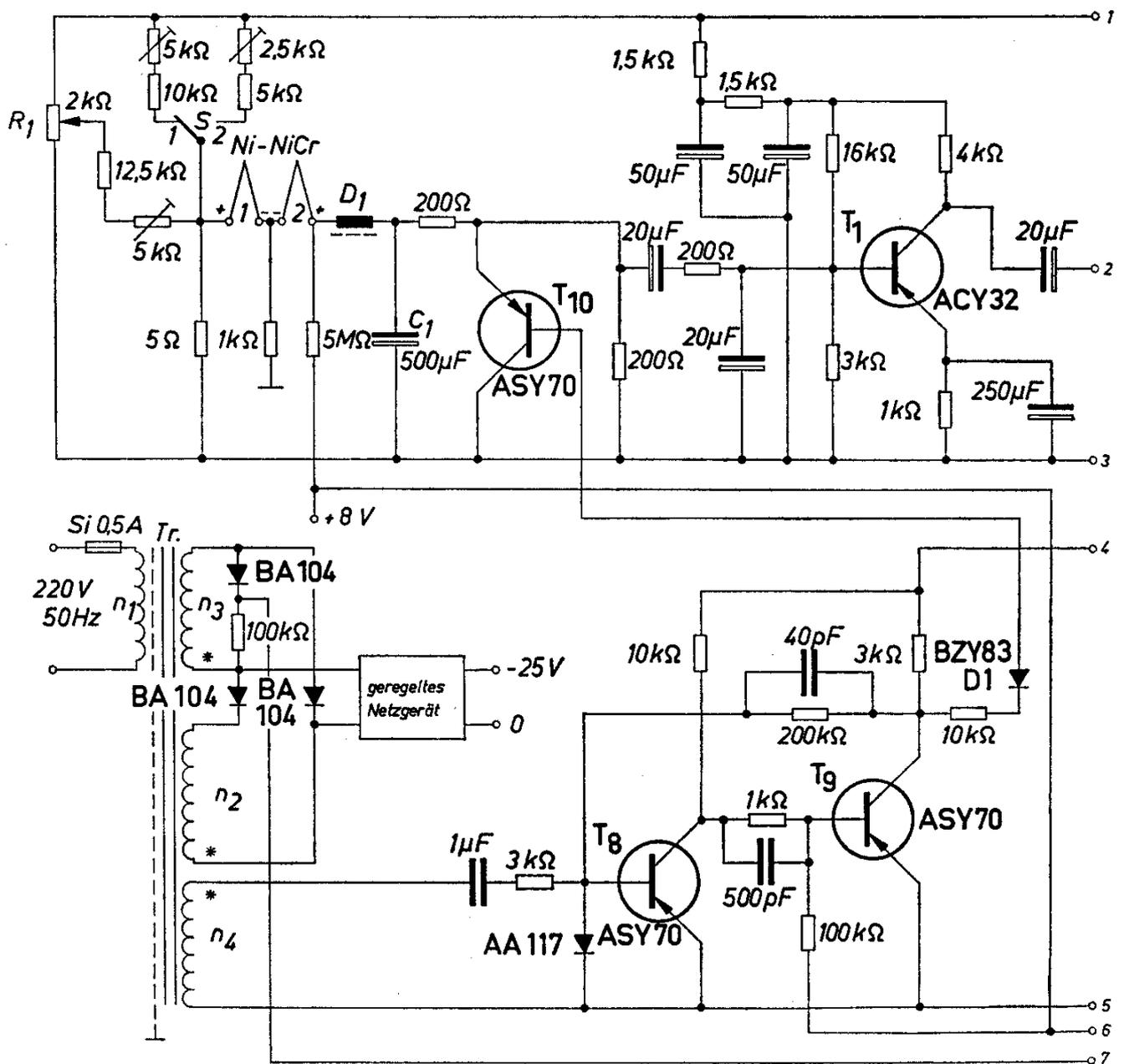
Relais R: Trls 154 c nach TBv 65422/97 d

8.11 Temperaturregler mit Thermoelement

Die höchste für Heißleiter zulässige Temperatur liegt bei 250 °C. Sollen noch höhere Temperaturen geregelt werden, so können Thermoelemente verwendet werden. Die von diesen abgegebene sehr kleine Spannung verlangt sehr empfindliche Verstärker. Das Bild 8.19 zeigt einen solchen Verstärker, bei dem das Gleichstromsignal mit einem

Transistorchopper zerhackt und mit einem Wechselstromverstärker verstärkt wird. Als Temperaturfühler können Ni-NiCr-Elemente verwendet werden. Die Vergleichsspannung wird mit dem Potentiometer R_1 eingestellt. Es wird das Thermoelement 1 in einem Thermostaten, z. B. in dem vorher beschriebenen, angebracht und das Thermoelement 2 an der Meßstelle.

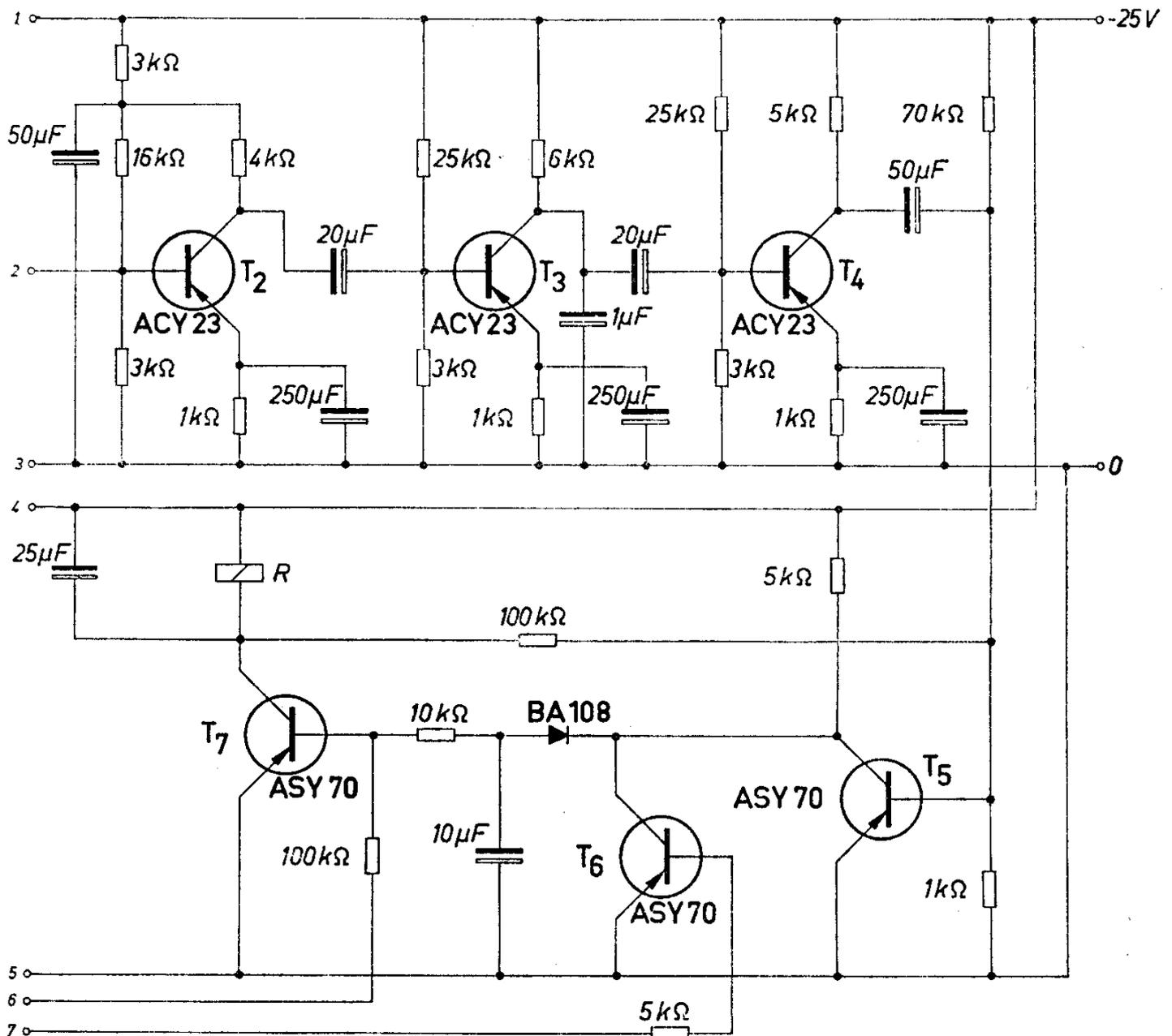
Der Transistorchopper (Transistor T_{10}) wird durch einen von der Netzspannung synchronisierten Multivibrator (Transistoren T_8 und T_9) angesteuert. Das vom Chopper gelieferte, der Eingangsspannung proportionale Wechselstromsignal wird in 4 Stufen verstärkt. Die



* Punkte gleicher Polarität

Bild 8.19

Polarität der Gleichspannung wird ausgedrückt durch die Phasenlage der Wechselspannung. Deshalb muß im Schaltverstärker (Transistoren T_5 bis T_7) die Phasenlage dieser Wechselspannung ausgewertet werden. Dies geschieht mit Hilfe des Transistors T_6 . Er wird, ebenso wie der Chopper, synchron zum Netz geschaltet. Nur wenn positives Potential gleichzeitig an der Basis der Transistoren T_5 und T_6 auftritt, kann der Transistor T_7 durchgeschaltet werden und das Relais ansprechen. Diese gleiche Phasenlage tritt nur auf, wenn die gemessene Temperatur niedriger ist als die eingestellte. Ist sie höher, so ändert das verstärkte Signal um 180° die Phase. Die Transistoren T_5 und T_6



sind nie gleichzeitig gesperrt, und das Relais bleibt ständig stromlos. Die Versorgungsspannung soll konstant sein. Gegebenenfalls kann der Relaisstromkreis abgetrennt und von einer unregelmäßigen Stromquelle versorgt werden, wenn ein leistungsschwächeres geregeltes Netzteil verwendet wird.

Die Regelanordnung ist gegen Fehlanzeige bei Bruch des Thermo-elementes gesichert. Dazu wird an den Eingang des Choppers über einen Widerstand eine positive Spannung gelegt. Unterbricht das Thermoelement den Stromkreis, so ist nur mehr diese Spannung wirksam. Am Kondensator C_1 tritt eine kleine positive Spannung auf. Das ist die gleiche Polarität, die auch einer zu hohen Temperatur entspricht. Wegen dieser Gleichheit der Aussage wird auch bei Bruch des Thermo-elementes die Heizung abgeschaltet.

Technische Daten

Temperaturbereich:	Schalterstellung 1	300 bis 500 °C
	Schalterstellung 2	500 bis 700 °C

Regelgenauigkeit ± 1 grd

Relais R: Trls 154 c nach TBv 65426/93 d

Transformator und Drossel

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

$n_1 = 2800$ Wdg 0,2 CuL

Abschirmung mit Cu-Folie $1 \times 0,05$

$n_2 = n_3 = 340$ Wdg 0,2 CuL gemeinsam wickeln

$n_4 = 355$ Wdg 0,16 CuL

D_1 : Siferrit-Schalenkern B 65591 T 26 A

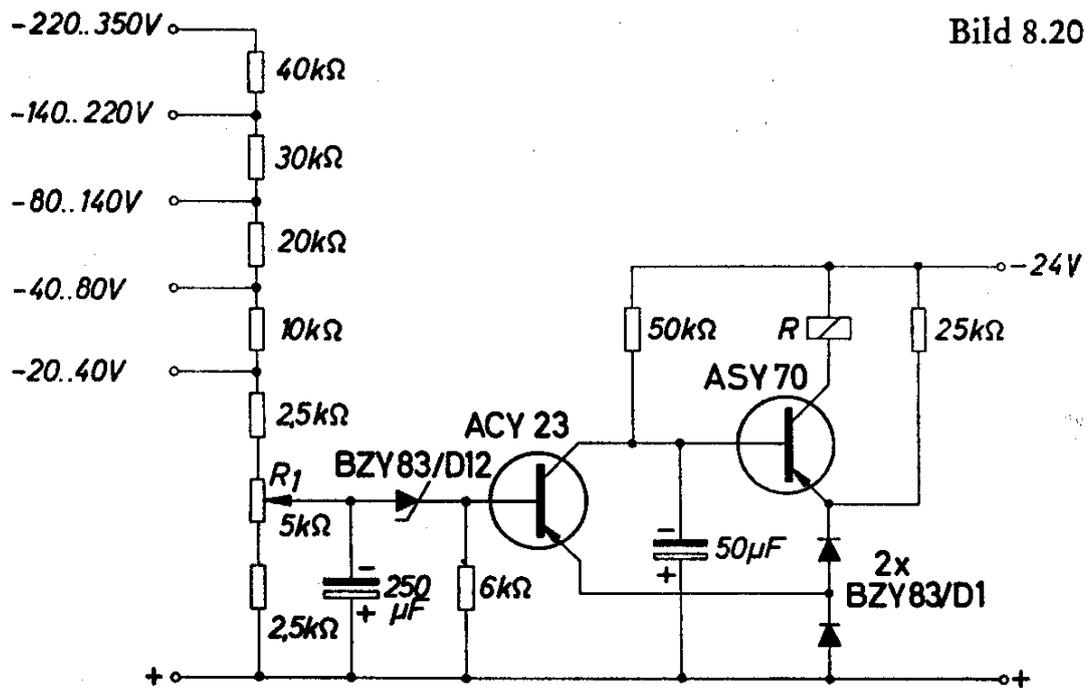
1500 Wdg 0,18 CuL

8.12 Spannungsüberwachung

Die Schaltung nach Bild 8.20 kann zur Spannungsüberwachung bzw. als Schutzschalter verwendet werden. Wenn am Eingang die Spannung so hoch ansteigt, daß die Zenerdiode BZY 83/D 12 stromdurchlässig wird, spricht der Schaltverstärker an. Dieser Schwellenwert kann mit dem Spannungsteiler am Eingang und dem Widerstand R_1 zwischen 20 und 350 V eingestellt werden.

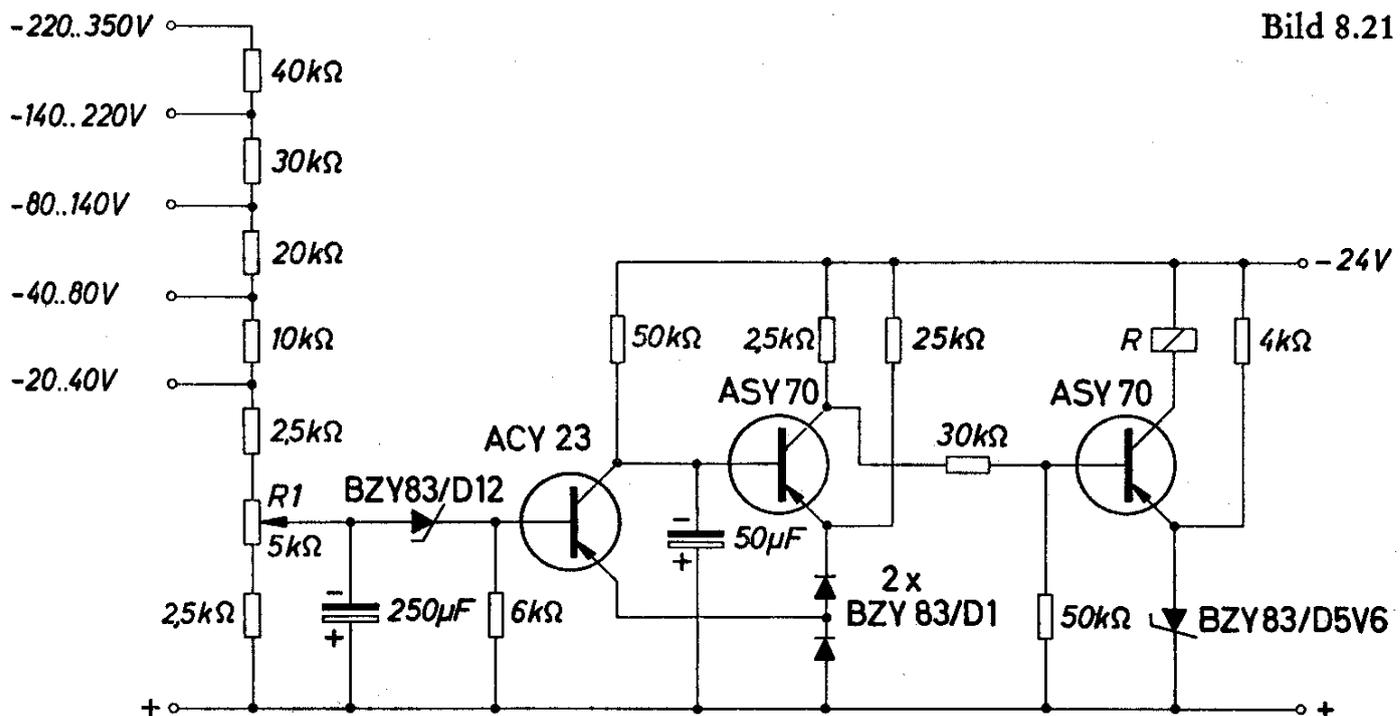
Die Welligkeit der Meßspannung darf bis zu 50% betragen, weil sie in der Schaltung durch Kondensatoren geglättet wird.

In der Schaltung nach Bild 8.20 ist das Relais angezogen, wenn die Größe der zu überwachenden Spannung unter dem Schwellenwert liegt. Sobald die Spannung den Schwellenwert überschreitet, fällt das Relais



ab. Die Siliziumdioden im Emittterkreis der Transistoren verbessern das Schaltverhalten. Sie ermöglichen ein einwandfreies Arbeiten des Verstärkers auch bei höheren Umgebungstemperaturen und vermeiden durch ihre gegenkoppelnde Wirkung labile Schaltzustände.

Eine Möglichkeit, das Relais bei Erreichen der Schwellenspannung zum Ansprechen zu bringen, also die umgekehrte Funktion gegenüber der oben beschriebenen, zeigt die Schaltung nach Bild 8.21. Es wird



eine einfache Umkehrstufe zusätzlich verwendet. Bei Schaltverstärkern muß das Potential am Emitter von aufeinanderfolgenden Stufen immer etwas stärker gegen negative Werte angehoben sein als das Potential am Kollektor der durchgeschalteten vorhergehenden Stufe. Da hier im Emitterkreis der zweiten Stufe bereits zwei Siliziumdioden in Durchlaßrichtung liegen, müssen in der Umkehrstufe drei Siliziumdioden oder eine Zenerdiode verwendet werden.

Technische Daten

Batteriespannung	24 V
Batteriestrom	1,3 bzw. 11 mA
Einstellbarer Schwellenwert	20 bis 350 V
Temperaturabhängigkeit des Schwellenwertes	etwa $6 \cdot 10^{-3}/\text{grad}$
Differenz zwischen Ansprech- und Abfallspannung	etwa 1 %
Maximale Umgebungstemperatur	60 °C
Relais R: Trls 154 c nach TBV 65426/93 c	

8.13 Drehzahlregelung von Kleinmotoren

Das Bild 8.22 zeigt eine Möglichkeit der kontaktlosen Drehzahlregelung von Kleinmotoren. Mit der Motorachse wird ein kleiner Generator (Dynamo) gekoppelt. Dieser liefert eine Spannung, deren Höhe von der Drehzahl abhängig ist. Über eine Zenerdiode wird ein Verstärker angesteuert, der den Motorstrom verändert. Die Siliziumdiode BA 108 kann weggelassen werden, wenn der Geber Gleichspannung liefert.

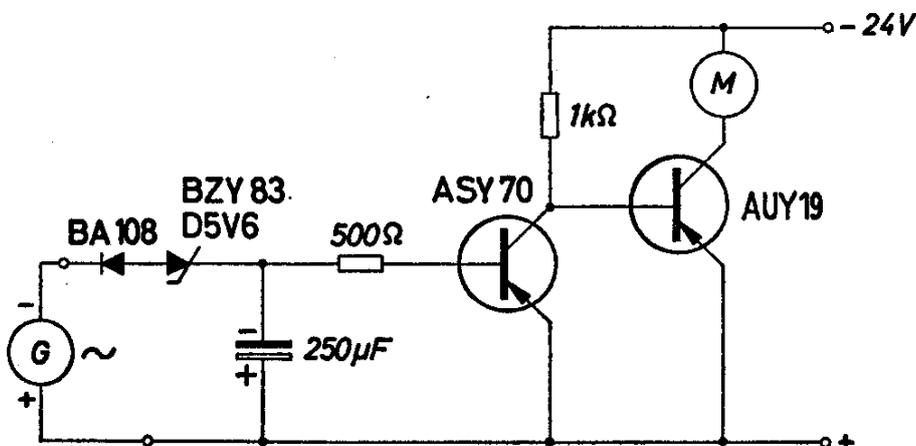


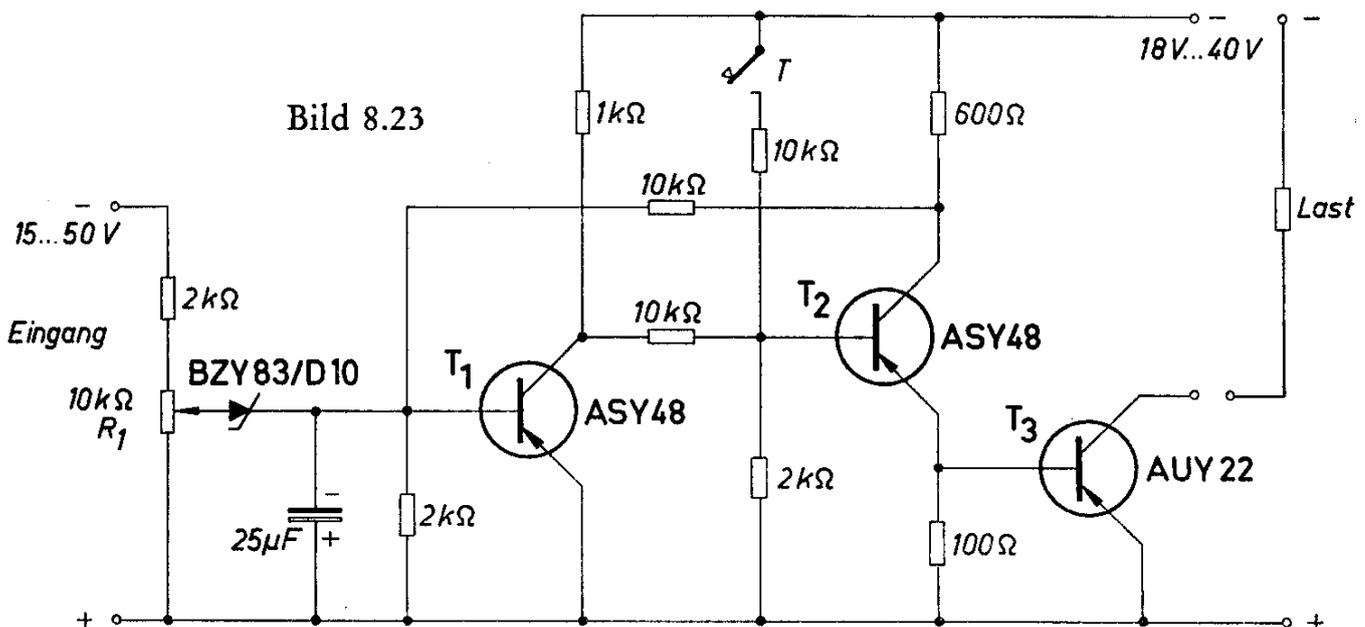
Bild 8.22

8.14 Elektronische Sicherung

Transistoren müssen im Betrieb vor Überspannungen geschützt werden. Viele der als Überspannungsschutz bekannten Elemente sind zu träge oder eignen sich nicht für die bei Transistoren üblichen Spannungen. Die Verwendung von Schmelzsicherungen scheidet wegen ihrer Trägheit aus. Bei Spannungsspitzen sprechen sie ferner nur über die Stromerhöhung an. Eine starke Stromerhöhung tritt bei Überspannung aber oft erst nach Zerstörung der Transistoren auf. Das Bild 8.23 zeigt eine elektronische Sicherung, die bei Überspannung die Last, z. B. ein Transistorgerät, ausreichend schnell abschaltet. Am Eingang kann eine Abschaltspannung von 15 bis 50 V eingestellt werden.

Der Eingang wird für Überspannungsschutz zweckmäßig parallel zur Last geschaltet. Bei Erreichen des Schwellenwertes wird die Zenerdiode leitend, und der rückgekoppelte Schaltverstärker (Transistoren T_1 und T_2) kippt, so daß der Transistor T_3 gesperrt wird. Dieser trennt die Last von der Spannungsquelle. Selbstverständlich muß der Transistor T_3 eine so hohe Sperrspannung haben, wie sie als Überspannung überhaupt auftreten kann. Für die Schaltung nach Bild 8.23 sind bei der Verwendung des Transistors AUY 22 Spitzenspannungen bis 60 V zulässig.

Mit der Taste T kann diese elektronische Sicherung wieder in die Ausgangsstellung gebracht werden. Dieselbe Schaltung kann auch als Sicherung gegen Überstrom verwendet werden. Man wird dann den



Einstellwiderstand am Eingang R_1 in Serie zum Laststrom anordnen. Er muß einen sehr kleinen Wert haben, damit der Spannungsabfall an ihm nicht zu groß wird. Als Schwellenwertgeber verwendet man dann zweckmäßig eine in Durchlaßrichtung betriebene Siliziumdiode.

8.15 Hochempfindlicher Gleichstrom-Nullpunktverstärker

Es bereitet große Schwierigkeiten, Gleichstromverstärker mit Transistoren zu entwickeln, welche bereits auf sehr kleine Signalspannungen ansprechen und dabei eine ausreichend hohe Verstärkung liefern. Einen Ausweg bietet hier die Ausnützung des folgenden Effektes:

Wird der Kollektorstrom eines Transistors konstant gehalten, so genügen bereits kleinste Änderungen des Basisstromes, um eine große Änderung der Kollektorspannung hervorzurufen. Dieser Vorgang ist im Bild 8.24 schematisch im Ausgangskennlinienfeld eines Transistors dargestellt. Konstanter Kollektorstrom bedeutet, daß die Arbeitsgerade einen waagrechten Verlauf hat, was einem unendlich großen Arbeitswiderstand entspricht. Der Schnittpunkt dieser Geraden mit der Kennlinie, die dem einzustellenden Basisstrom entspricht, ergibt den Arbeitspunkt A. Senkt man nun diesen Basisstrom um etwa 20%, wie es im Bild 8.24 durch die strichlierte Kennlinie dargestellt ist, so wandert der Arbeitspunkt zum Punkt A', und die Kollektorspannung ändert sich vom Wert U_{CE1} auf den Wert U_{CE2} , also z. B. von 3 auf 6 V. Eine Schaltung, in der dieser Effekt ausgenützt wird, zeigt das Bild 8.25. Der Kollektorstrom des Transistors T_1 wird durch die Regelschaltung mit dem Transistor T_2 konstant gehalten. Außerdem muß

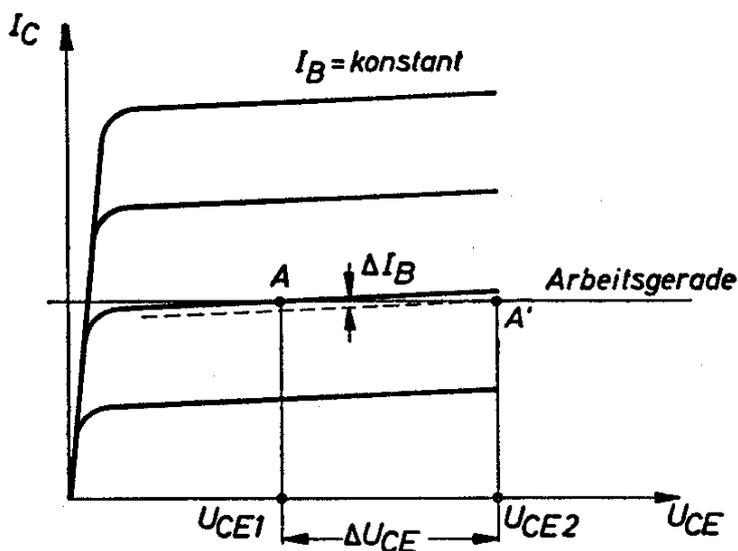


Bild 8.24

die Temperatur des Transistors T_1 konstant gehalten werden, z. B. mit der im Kapitel 8.8 beschriebenen Anordnung. Über die Zenerdiode D_1 wird die Änderung der Kollektorspannung auf einen Schaltverstärker übertragen. Dieser wird durchgesteuert, sobald die Kollektorspannung am Transistor T_1 auf den Wert der Zenerspannung angestiegen ist. Mit dem Potentiometer R_1 wird der Arbeitspunkt A eingestellt. Er soll bei etwa 1 V Kollektorspannung liegen. Legt man nun an den Widerstand R_2 eine Gleichspannung von nur 3 mV mit der im Bild 8.25 angegebenen Polarität, so wird der Schaltverstärker durchgesteuert und das Relais R spricht an.

Man kann jedoch auch mit dem Potentiometer R_1 einen solchen Arbeitspunkt einstellen, bei dem die Kollektorspannung des Transistors T_1 größer ist als die Zenerspannung der Diode D_1 . Dann ist zunächst das Relais angezogen und fällt ab, wenn an den Eingang ein kleines Signal entgegengesetzter Polarität gegeben wird.

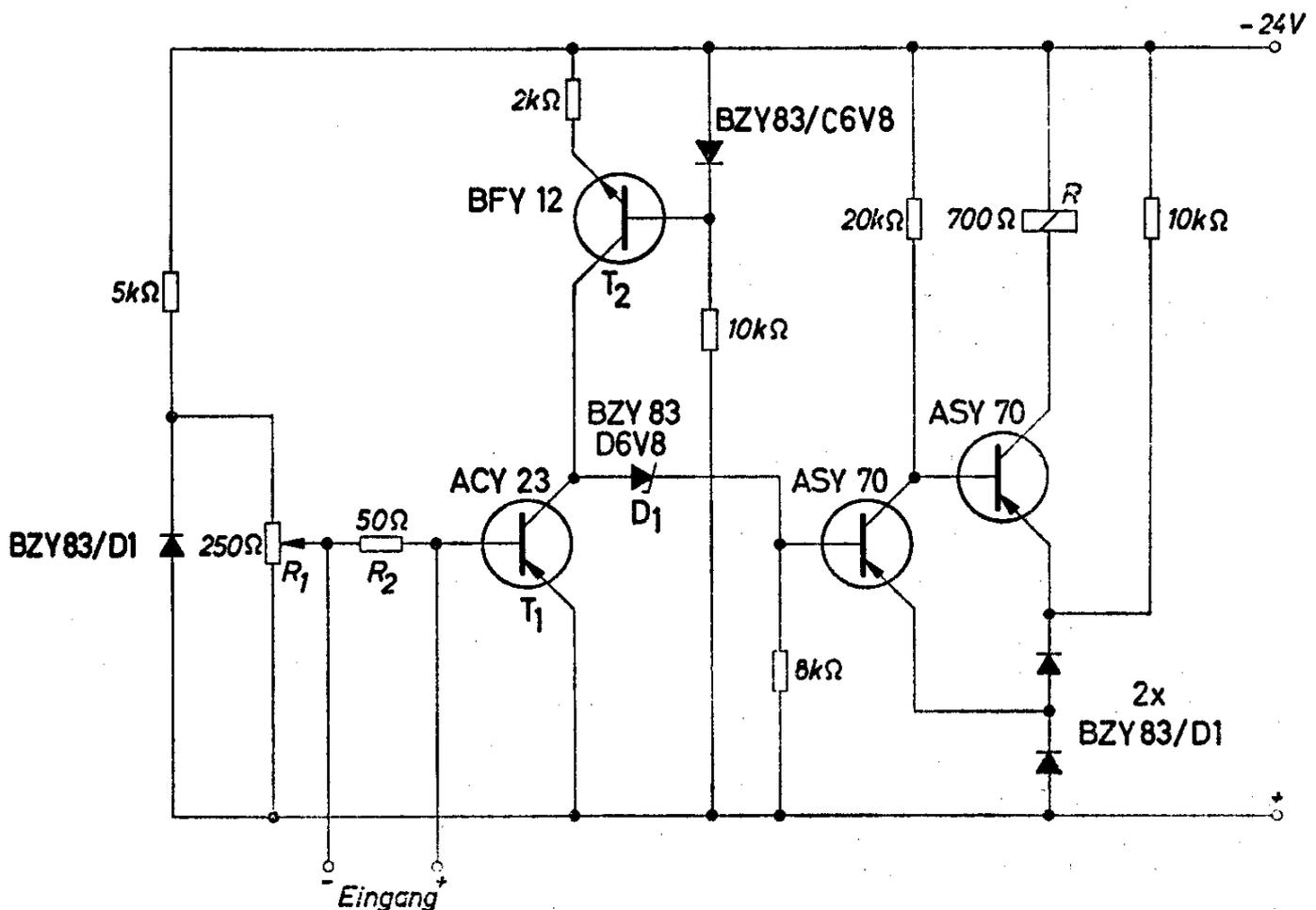


Bild 8.25

9. Digitale Schaltungen

Ein vielseitiges und interessantes Anwendungsgebiet für Transistoren eröffnet sich in der Steuer- und Regeltechnik. Bei den hier auftretenden recht komplizierten und ineinandergreifenden Arbeitsabläufen ist sehr oft auch eine Auswertung bzw. eine Art Rechenvorgang zu erfüllen. Um dabei die sehr umfangreichen Steueranordnungen übersichtlich zu gestalten, setzt sich in diesem Zweig der Transistor-Anwendungstechnik immer mehr die Verwendung charakteristischer Baugruppen durch. Im nachfolgenden Kapitel werden Schaltungshinweise für einige solcher steuernden und „denkenden“ Schaltungen angegeben, die sich hauptsächlich aus Multivibratoren, Schaltverstärkern und Gattereinheiten zusammensetzen.

Den Hauptanteil an steuernden und denkenden Bausteinen stellen die Multivibratoren, welche bekanntlich durch ihre beiden Schaltzustände „Ein“ oder „Aus“ die Aussagen „Ja“ oder „Nein“ simulieren. Unter den Multivibratoren nehmen naturgemäß die bistabilen Kippschaltungen das Hauptfeld ein.

Die im folgenden beschriebenen Bausteine setzen sich aus bistabilen Kippschaltungen mit zugeordneten Schaltverstärkern zusammen. Entsprechend den verschiedenen Aufgabengebieten kommen diesen Bausteinen ganz spezielle Aufgaben zu; z. B. die des Ein- und Ausschaltens eines Arbeits- oder Regelvorganges, das Anschalten eines Relais oder einer Lampe, das Auswerten eines durch die Arbeitsablaufsteuerung bewirkten Vorgangs usw.

9.1 Starter

Der Starter nach Bild 9.1 enthält eine bistabile Kippschaltung (Transistoren T_1 und T_2), der zwei identische Schaltverstärkerstufen (Transistoren T_3 und T_4) nachgeschaltet sind.

Die beiden Schaltverstärker geben gemäß ihrer gegenphasigen Anschaltung an die bistabile Kippschaltung stets zueinander konträre Spannungen an den Ausgängen 9 und 10 ab. Der Baustein läßt sich vorteilhaft zur Steuerung von irgendwelchen Arbeitsschritten verwenden; z. B. als reiner Schalter oder als Verriegelungs-Flip-Flop. Geschaltet wird der Baustein mittels positiver Impulse an den Klemmen 1, 2, 3 und 5, und zwar bewirkt ein kurzzeitiger Stromimpuls von $> 2,5$ mA an den Klemmen 1 oder 2 am Ausgang 10 einen negativen Spannungsimpuls, ein ähnlicher Impuls an den Klemmen 3 oder 5 hingegen bewirkt an der Klemme 9 das gleiche Verhalten.

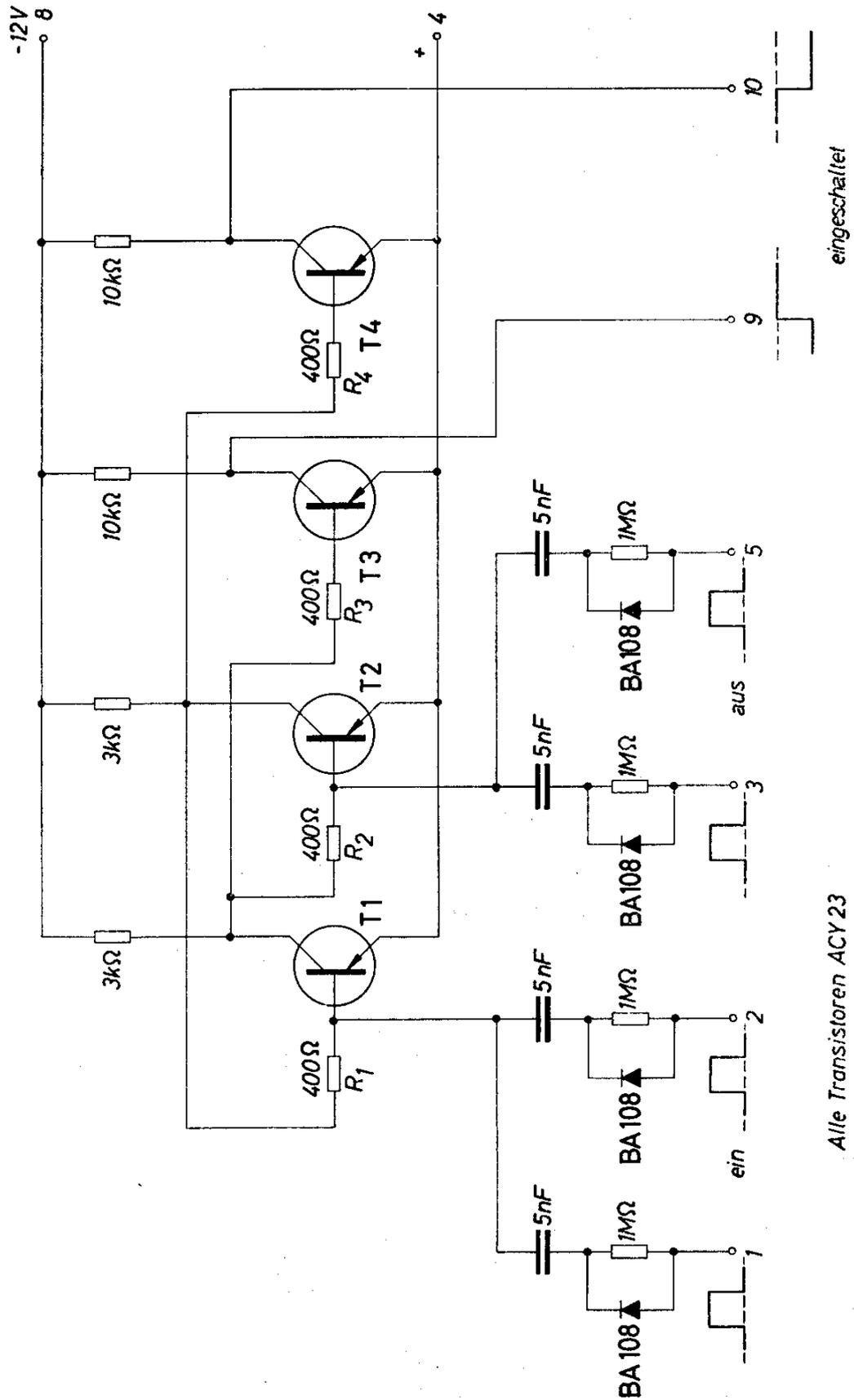


Bild 9.1

Alle Transistoren ACY23

Erfolgt z. B. die Ansteuerung an der Basis des Transistors T_1 mit einem positiven Impuls, so wird dieser Transistor gesperrt. Das Potential an seinem Kollektor verändert sich gegen negative Werte. Über den Widerstand R_2 gelangt das negative Potential an die Basis des Transistors T_2 , der dadurch stromdurchlässig wird. Am Kollektor des Transistors T_2 verändert sich nun das Potential gegen positive Werte. Dadurch wird über den Widerstand R_1 der Transistor T_1 vollständig gesperrt. Die Potentialänderung am Kollektor des Transistors T_2 wird über den Widerstand R auch auf die Basis des Transistors T_4 übertragen. Dieser wird gesperrt, und am Ausgang des Schaltverstärkers entsteht ein negativer Impuls, dessen Amplitude etwa gleich der Batteriespannung ist. Dieser Impuls bleibt nun so lange erhalten, bis ein Signal die Beendigung des Steuer- oder des Meßvorganges meldet. Bis zu diesem Augenblick bleiben weitere Startimpulse mit positivem Potential ohne Einfluß. Das Schlußsignal muß ein positiver Spannungsimpuls sein, der an die Eingänge 3 oder 5 angeschaltet wird. Dadurch kippt der bistabile Multivibrator in den anderen stabilen Schaltzustand. Der Transistor T_2 wird gesperrt und der Transistor T_1 wird geöffnet. Der Transistor T_3 des zweiten Schaltverstärkers wird gesperrt. Die Potentialänderung am Ausgang 9 kann z. B. für eine Anzeige der Beendigung des Vorganges verwendet werden.

Im Bild 9.1 sind je zwei Eingänge für das Einschalten und das Ausschalten angegeben. Selbstverständlich kann eine beliebige Anzahl von Eingängen angeordnet werden. Wenn sie wie im vorliegenden Fall durch Dioden voneinander getrennt werden, können alle Eingänge völlig unabhängig voneinander verwendet werden.

Mit Hilfe eines elektronischen Fortschalters und eines Impulsgenerators kann diese Startschaltung mehrmals hintereinander betätigt werden. Als Beispiel für eine solche Anwendung sei das aufeinanderfolgende Abfragen von Temperaturen an mehreren Meßstellen genannt.

Technische Daten (Bild 9.1)

Batteriespannung	12 V
Maximaler Batteriestrom	6 mA
Einschaltimpuls (Klemmen 1 und 2)	$\geq 2,5$ mA
Abschaltimpuls (Klemmen 3 und 5)	$\geq 2,5$ mA
Maximale Umgebungstemperatur	50 °C

Die Schaltung nach Bild 9.2 enthält zwei vollkommen gleichartige bistabile Kippschaltungen (Transistoren T_2 und T_3 bzw. T_5 und T_6) und je einen nachgeschalteten Schaltverstärker (Transistor T_1 bzw. T_4). Die Anordnung ist der vorher beschriebenen ähnlich, jedoch fehlen die

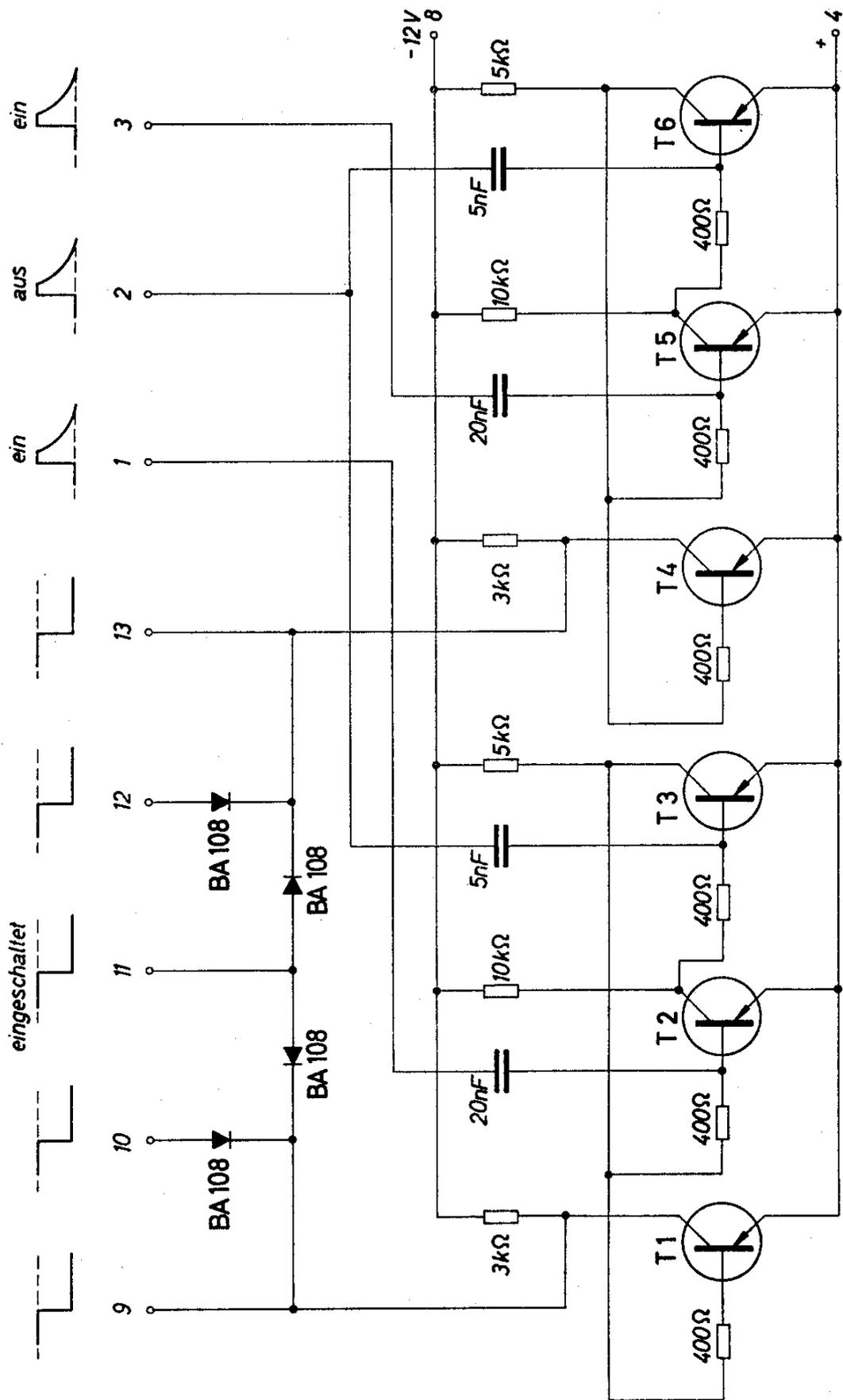


Bild 9.2

Alle Transistoren ACY23

Dioden an den Steuereingängen. Der Baustein läßt sich also sowohl mit positiven als auch mit negativen Impulsen aus- und einschalten. Die Ausgänge der beiden Baugruppen sind miteinander durch Dioden verkoppelt, und zwar so, daß die Ausgänge 9 und 10 jeweils nur vom linken, der Ausgang 11 von beiden und die Ausgänge 12 und 13 nur vom rechten Schaltverstärker aus mit Spannung versorgt werden. Über den Eingang 2 können beide Einheiten parallel aus- bzw. eingeschaltet werden. Die Anwendung dieses Bausteines erstreckt sich wiederum auf die Steuerung von beliebigen Arbeitsvorgängen.

Technische Daten (Bild 9.2)

Batteriespannung	12 V
Maximaler Batteriestrom	15 mA
Einschaltimpuls (Klemmen 1 und 3)	$\geq 2,5$ mA
Ausschaltimpuls (Klemme 2)	≥ 5 mA
Maximale Umgebungstemperatur	50 °C

9.2 Fortschalter

Der Fortschalter nach Bild 9.3 ist ähnlich dem einen Teil der Schaltung nach Bild 9.2 gebaut, enthält also eine bistabile Kippschaltung (Transistoren T_2 und T_3), einen Schaltverstärker (Transistor T_1) und einen Normalspannungsausgang an der Klemme 11 (T_4 und BZY 83/D5V6). Dementsprechend sind die Funktionen ähnlich denen der vorher beschriebenen Bausteine. Der zusätzliche Normalspannungsausgang hingegen gestattet, über die Klemme 11 irgendwelche spezielle Meßvorgänge elektronisch zu steuern. Die an dieser Klemme abgegebene Spannung ist annähernd 0 V, solange der Transistor T_4 durchgeschaltet, der Baustein also ausgeschaltet ist. Sie beträgt hingegen annähernd 6 V, wenn der Transistor T_4 gesperrt ist. Da Zenerdioden mit einer Zenerdurchbruchsspannung von etwa 5,0 bis 6,5 V verwendet werden, ist die abgegebene Normalspannung infolge der speziellen elektrischen Eigenschaften der Zenerdioden in diesem Spannungsbereich temperaturunabhängig. Betriebsspannungsschwankungen sowie Last- und Temperaturänderungen verfälschen die Normalspannung daher nicht. Die störende Restspannung des Transistors T_4 kann während dessen Durchschaltperiode über den Widerstand von 120 Ω an der Klemme 11 durch einen positiven Strom kompensiert werden. An der Klemme 11 beträgt dann die Spannung 0 V.

Technische Daten

Batteriespannung	12 V
Maximaler Batteriestrom	20 mA

Einschaltimpuls (Klemme 1) $\approx 2,5 \text{ mA}$
 Ausschaltimpuls (Klemme 2) $\approx 3 \text{ mA}$
 (Klemme 3) $\approx 0,3 \text{ mA}$
 Maximale Umgebungstemperatur $50 \text{ }^\circ\text{C}$

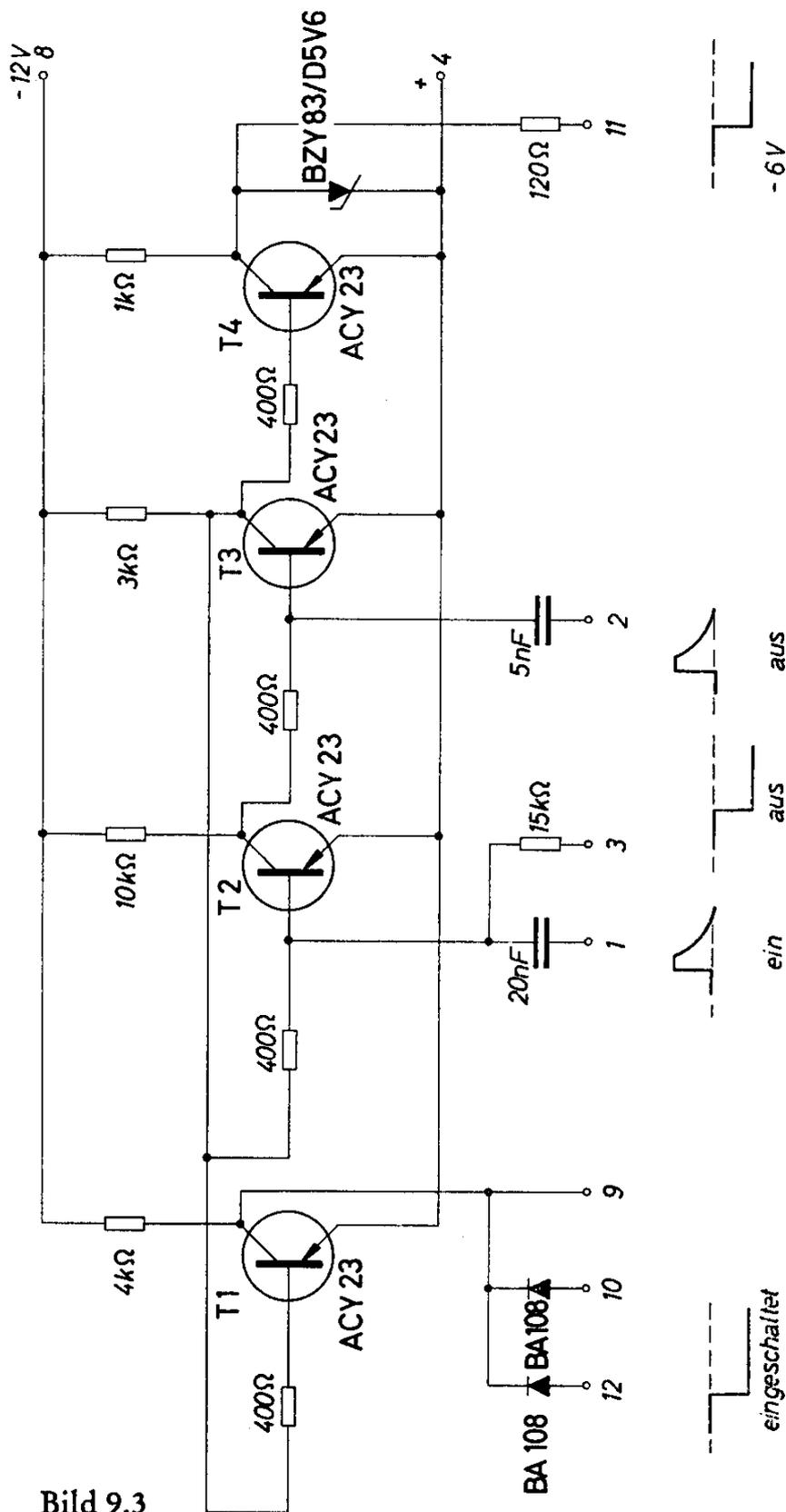


Bild 9.3

9.3 Fortschalter und Gedächtnis

Die Schaltung nach Bild 9.4 besteht aus drei Teilen. Aus einem Steuer-
teil, der die Transistoren T_1 , T_2 und T_3 enthält und seiner Funktion
entsprechend als bistabile Kippschaltung mit nachgeschalteter Verstär-
kerstufe wiederum einen Teil der Arbeitsablaufsteuerung bildet; in
eine Normalspannungsquelle (Transistor T_4 und Zenerdiode BZY 83/
D5V6) und in ein Gedächtnis (Transistoren T_5 bis T_8). Die Anord-
nung, welche die Transistoren T_1 bis T_4 enthält, stimmt mit dem
Fortschalter nach Bild 9.3 weitgehend überein.

Der Fortschalter stellt somit eine Erweiterung der Schaltung nach
Bild 9.3 mit einem Gedächtnis dar. Das nachgeschaltete Gedächtnis
hat die Aufgabe, die Auswertung der verschiedenen Arbeitsvorgänge
bzw. die Speicherung der Prüfergebnisse zu übernehmen. Es zeigt also
in Abhängigkeit von irgendwelchen Meßverstärkern an, ob der ge-
rade durchlaufende Schritt mit dem Prädikat „Gut“ oder „Nicht-
bestanden“ ausgeführt wurde.

Im einzelnen besteht der Fortschalter mit Gedächtnis aus folgenden
Elementen. Die Transistoren T_1 und T_3 bilden zusammen eine bi-
stabile Kippschaltung. Ihnen sind zwei Schaltverstärkerstufen zugeord-
net. Der Transistor T_1 entkoppelt die Ausgänge 9, 10 und 11 vom
bistabilen Multivibrator, und der Transistor T_4 legt entsprechend der
Aussteuerung seiner Basis entweder 0 V (genau genommen etwa
−20 mV) oder −6 V an die Klemme 12 an. Diese Normalspannung
von etwa −6 V wird durch die Zenerdiode BZY 83/D5V6 bestimmt
und auf diesem Wert konstant gehalten.

An der Klemme 1 wird der Steuerteil der logischen Schaltung durch
einen positiven Impuls eingeschaltet, an der Klemme 2 durch einen
positiven Impuls ausgeschaltet. Gleichzeitig mit dem positiven Ein-
schaltimpuls an der Klemme 1 wird über die Diode Gr. 4 ein nega-
tiver Impuls an den Eingang der Speicherschaltung (Basis des Tran-
sistors T_5) gegeben und das Gedächtnis dadurch eingeschaltet. Dieses
bleibt nun in der Stellung „Ein“, auch dann, wenn der Steuerteil über
die Klemme 2 wieder ausgeschaltet wird, da über die Diode Gr. 4
kein positiver Ausschaltimpuls übertragen wird. Hat jedoch der Aus-
sageverstärker, welcher an der Klemme 3 angeschaltet ist, während
der „Ein“-Periode eine hohe negative Spannung angelegt, so hat sich
die linke Seite des Kondensators C_1 auf −12 V aufgeladen (−12 V
wegen der Diode Gr. 3, an deren linken Seite bei eingeschaltetem
Steuerteil −12 V liegt). Schaltet nun der Steuerteil in die Aus-Lage
infolge eines positiven Impulses an der Klemme 2, dann fließt ein
kräftiger, kurzer positiver Stromstoß über die Diode Gr. 3 und den

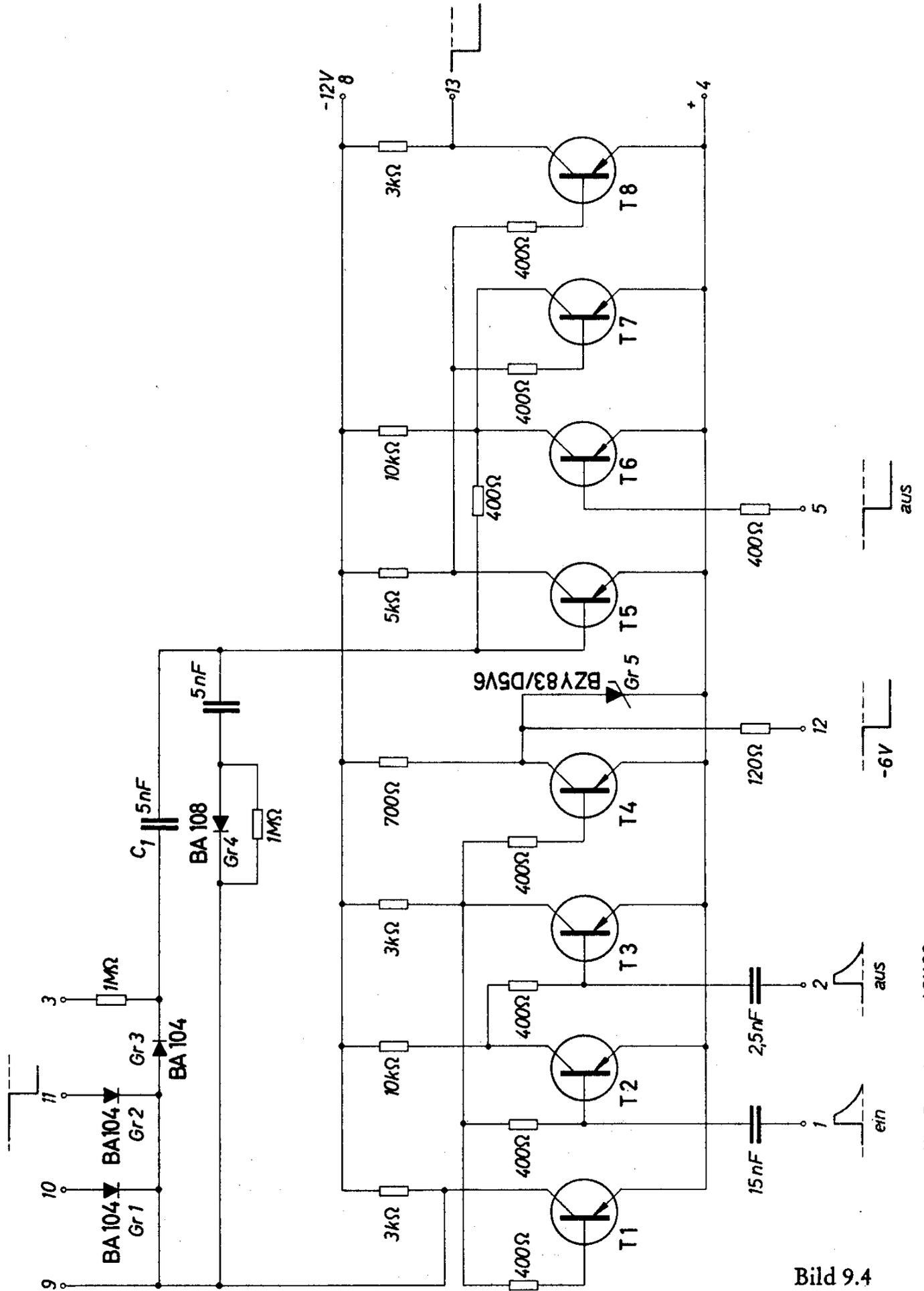


Bild 9.4

Alle Transistoren ACY23

Kondensator C_1 zum Eingang des Gedächtnisses und schaltet dieses wieder ab. Es wird also die Speicherschaltung am Ende des Steuervorganges, also beim Abschalten des Bausteines, zurückgestellt, wenn gleichzeitig an der Klemme 3 ein negatives Signal vorliegt. Sie bleibt jedoch in der Stellung „Ein“, wenn ein positives Signal an der Klemme 3 angelegen hat. Auf den Ausgang der Speicherschaltung (Klemme 13) bezogen, bedeutet eine Spannung von -12 V , daß der Test bestanden ist, die Spannung 0 V bedeutet, daß der Test nicht bestanden ist, bzw. daß ein Steuervorgang noch nicht abgeschlossen ist. Die Ausgangsspannung an der Klemme 13 ist also nach dem Auswerten in Gegenphase zur angelegten Spannung an der Klemme 3. Über die Klemme 5 wird schließlich das Gedächtnis durch einen negativen Spannungsimpuls in seine Ausgangslage zurückgestellt.

9.4 Monostabiler Multivibrator

Monostabile Kippschaltungen werden in der Digitaltechnik dazu verwendet, irgendwelche zeitlich zu verzögernden Vorgänge auszuführen. Es ist dabei gleichgültig, ob während der Verzögerungszeit der eigentliche Arbeitsschritt verzögert oder selbst ausgeführt wird.

Das Bild 9.5 zeigt eine monostabile Kippschaltung (Transistoren T_1 und T_2), an deren Ausgang drei Transistoren mit Schaltverstärkerfunktionen angeschlossen sind, und zwar derart, daß am Ausgang des Transistors T_3 die Phase einmal gedreht, am Ausgang des Transistors T_4 die Phase zweimal gedreht erscheint. Zwischen den Ausgängen 9 und 10 (bzw. 11) besteht also eine Phasendifferenz der Spannungen von 180° .

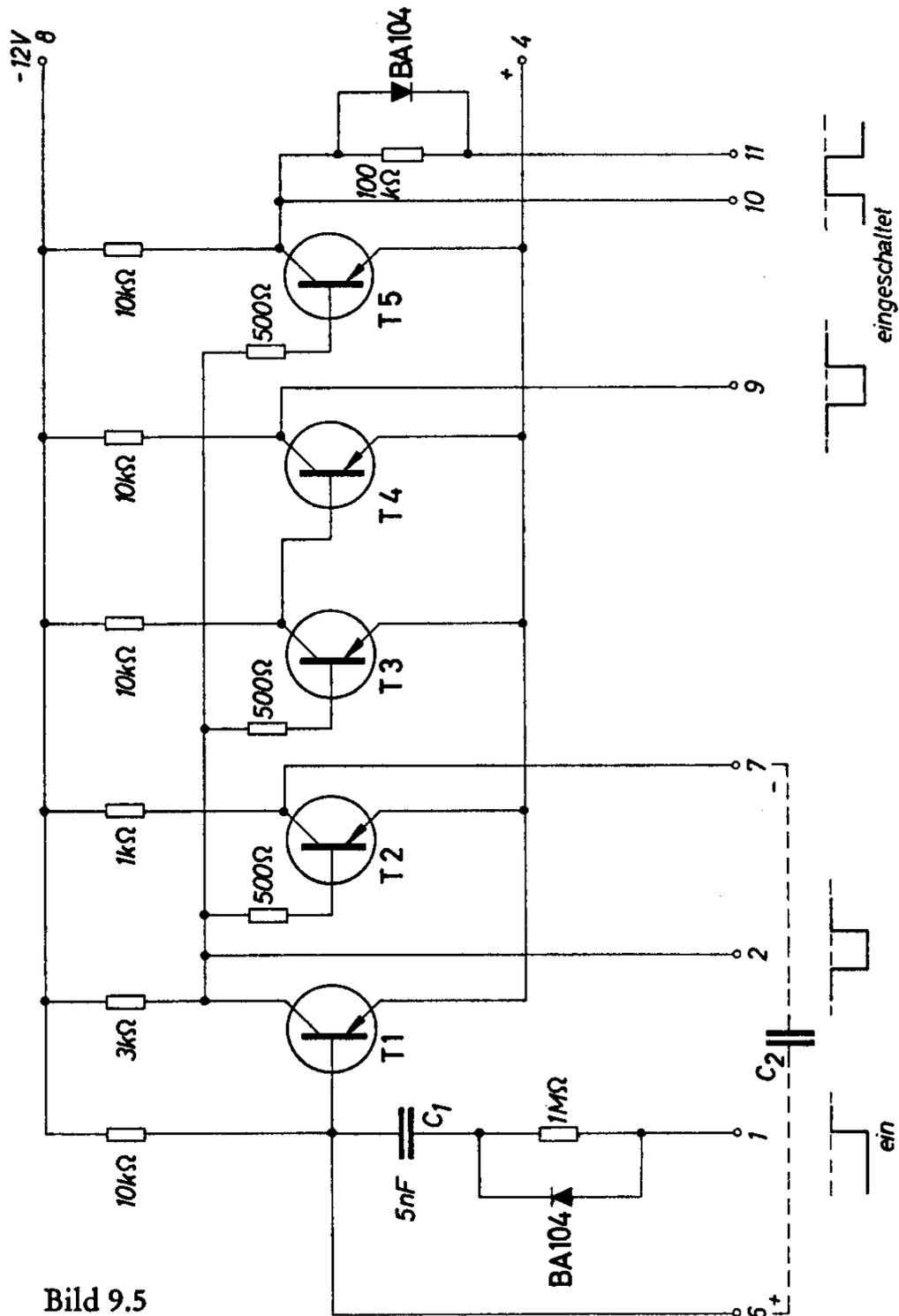
Technische Daten

Batteriespannung	12 V
Eingangsimpuls (Klemme 1)	$\geq 1\text{ mA}$
Stoppimpuls (Klemme 2)	$\geq 4\text{ mA}$
Maximale Umgebungstemperatur	$45\text{ }^\circ\text{C}$

Verzögerungszeit einstellbar mit dem Kondensator C_2 zwischen den Klemmen 6 und 7.

9.5 Astabile Kippschaltung als Zeitgeber

Zur Steuerung von sich regelmäßig wiederholenden Vorgängen oder für die Weiterschaltung der hier in diesem Zusammenhang erwähnten bistabilen Kippschaltungen werden sogenannte Zeitgeber benötigt. Der astabile Multivibrator nach Bild 9.6 (Transistoren T_1 und T_2) liefert in regelmäßigen Abständen kurze Impulse.



Die ganze Anordnung wird durch Anlegen einer negativen Spannung an der Klemme 1 in Betrieb gesetzt. An der Ausgangsklemme 9 können dann die kurzen, mit regelmäßigen Abständen immer wiederkehrenden Spannungsimpulse abgenommen werden.

Astabile Multivibratoren haben die Eigenschaft, beim Einschalten sofort einen Impuls abzugeben. Wenn aus irgendwelchen Gründen

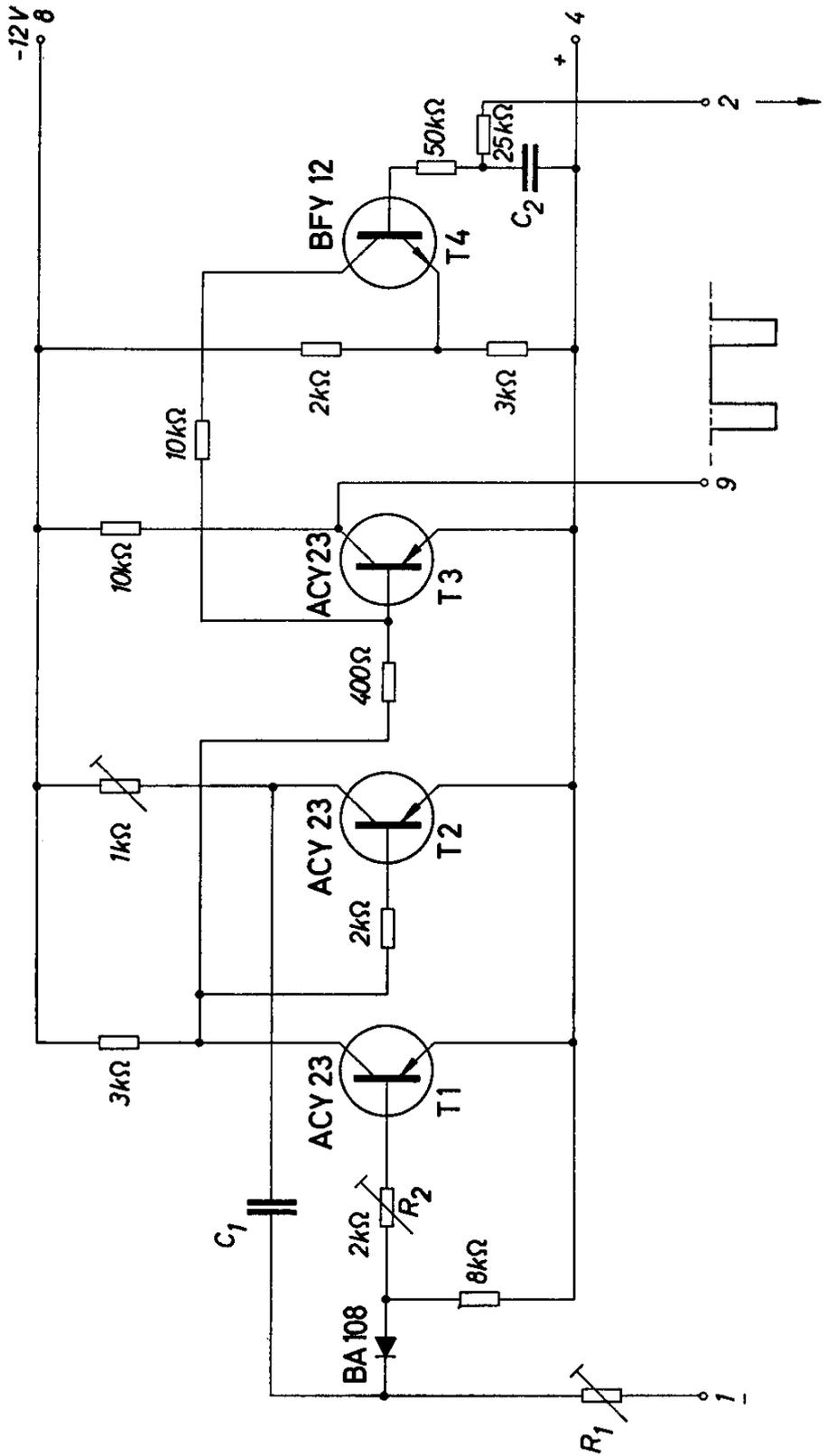


Bild 9.6

gewünscht wird, daß der Betrieb mit einer Impulspause aufgenommen werden soll, so muß der erste Impuls unterdrückt werden. Dies geschieht hier mit dem Transistor T_4 . Wenn die Anordnung durch eine negative Spannung an der Klemme 1 in Betrieb gesetzt wird, erhält gleichzeitig die Klemme 2 negatives Potential. Der Kondensator C_2 wird aufgeladen. Sobald die Spannung am Kondensator einen bestimmten Wert erreicht hat, wird der Transistor T_4 gesperrt und dadurch der Kurzschluß für die Ausgangsimpulse aufgehoben.

Die Länge der Impulspause ist abhängig vom Wert des Widerstandes R_1 und der Kapazität des Kondensators C_1 . Durch die Länge der Impulspause ist auch die erforderliche Größe der Kapazität C_2 bestimmt.

Technische Daten

Batteriespannung	12 V
Tastverhältnis (einstellbar)	1 : 2 bis 1 : 30
Impulsdauer	0,5 ms bis 1 s
Impulspause	1 ms bis 20 s
Maximale Umgebungstemperatur	45 °C

Die hier wiedergegebenen Schaltverstärker haben die Aufgabe, als Koppelglieder zwischen den Multivibratorbausteinen und nachgeschalteten, größere Leistung benötigenden Verbrauchern zu dienen oder ganz spezielle Steuerprobleme, wie z. B. die Umsteuerung eines Impulses, vorzunehmen.

9.6 Anzeigeverstärker

Die abgegebenen Ströme der Steuerbausteine liegen in der Regel bei einigen Milliampere. Um aber ein kräftiges Relais bzw. eine Lampe oder dergleichen zu erregen, sind wesentlich größere Ströme erforderlich. Als Bindeglied wird daher ein Schaltverstärker verwendet (Bild 9.7). Die Anordnung besteht aus zwei Transistoren, von denen der erste in Kollektorschaltung, der zweite in Emitterschaltung arbeitet, um die Phase innerhalb der Verstärkeranordnung nur einmal um 180° zu drehen. Es genügt ein relativ hochohmiges Signal an der Klemme 1, um eine niederohmige Last (bis 100 mA), welche an Klemme 9 geschaltet ist, zu speisen.

Technische Daten

Batteriespannung	12 V
Schaltimpuls (Klemme 1)	$\geq 300 \mu\text{A}$
Laststrom (Klemme 9)	$\leq 100 \text{ mA}$
max. Umgebungstemperatur	50 °C

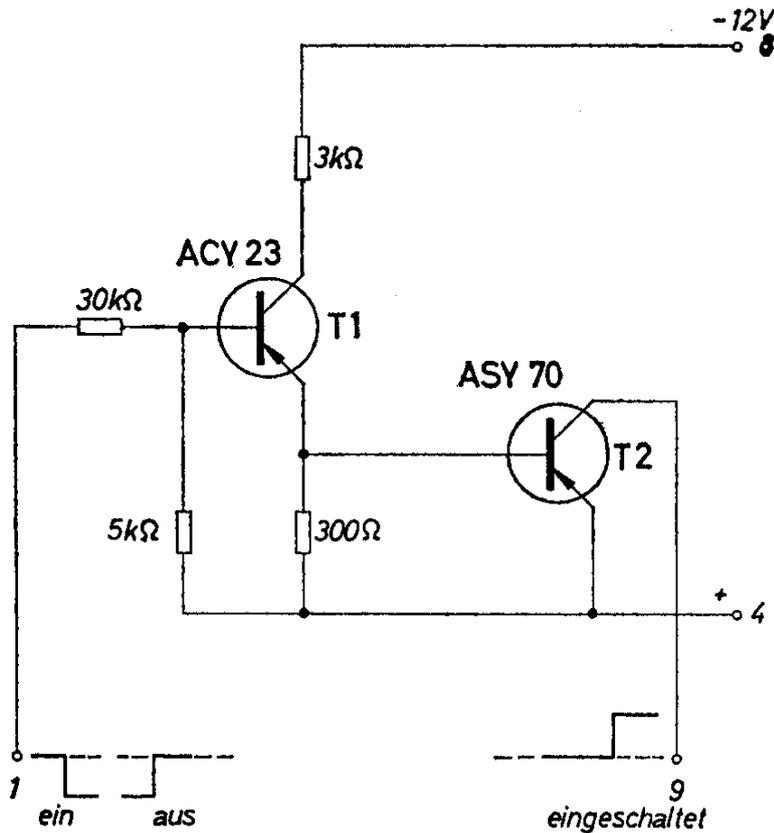


Bild 9.7

9.7 Impulsverstärker

Die Schaltung nach Bild 9.8 enthält eine Impulsverstärkerstufe (Transistor T_1), an deren Ausgang parallel vier Schaltverstärkerstufen geschaltet sind. Gemäß seiner Anordnung läßt sich der Baustein als Impulsverstärker oder als Impulsgabel verwenden. Wird der Kondensator C_1 kurzgeschlossen, so überträgt die Anordnung nicht nur Impulse, sondern läßt sich als reiner Schaltverstärker verwenden.

Technische Daten

Batteriespannung	12 V
Maximaler Batteriestrom	20 mA
Schaltimpuls (Klemme 1)	$\geq 0,5$ mA
Max. Umgebungstemperatur	50 °C

9.8 Schaltverstärkerkaskade

Der Schaltverstärker nach Bild 9.9 besteht aus einer Kaskadenschaltung von sechs hintereinander angeordneten Schaltverstärkerstufen.

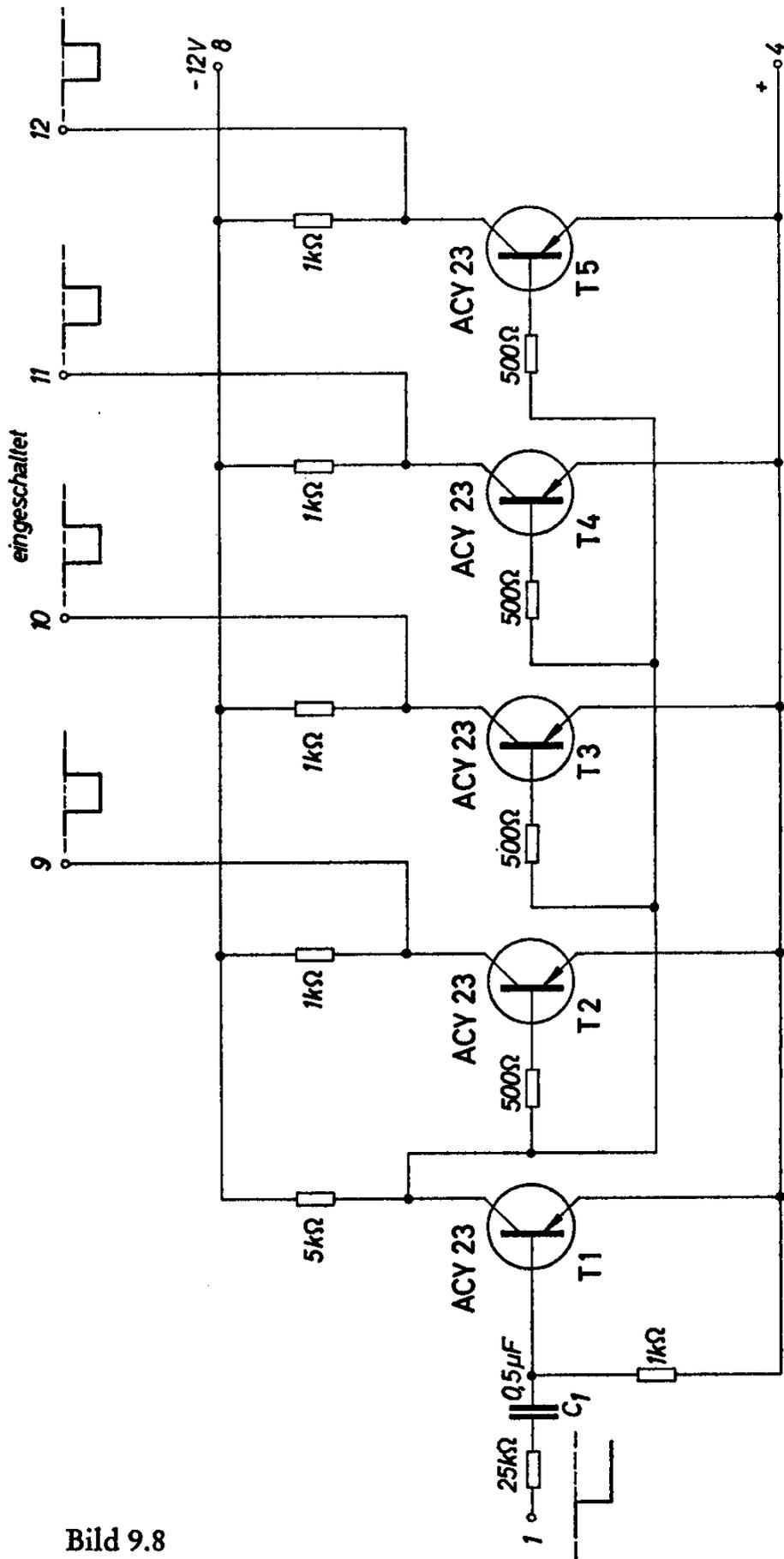
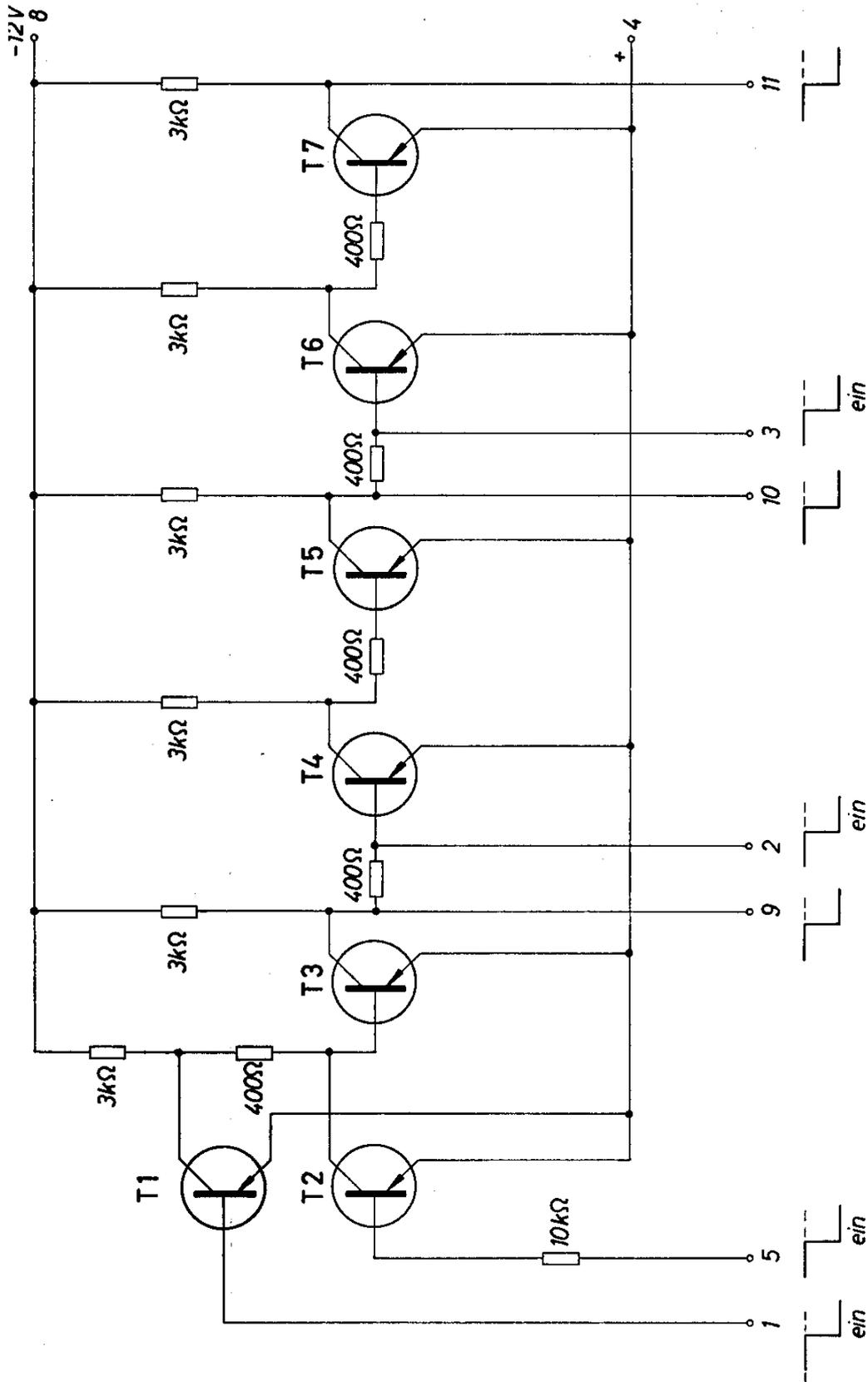


Bild 9.8



Alle Transistoren ACY 23

Bild 9.9

Dem Eingang ist zusätzlich ein siebter Transistor (T_2) parallel geschaltet, dessen Funktion eine ähnliche ist wie die des Transistors T_1 . Die Anordnung ist nun so ausgelegt, daß jeder zweite Kollektoranschluß der Kaskadenschaltung herausgeführt wird. Sinngemäß sind diese Ausgänge untereinander phasengleich. Die Eingänge (Klemmen 1, 2 und 3) sind ebenfalls nur auf jeden zweiten Transistor gegeben, wodurch erreicht wird, daß erstens die Aussteuerung an jedem der Eingänge unter der gleichen Phasenbedingung vorgenommen werden kann und zweitens ein negatives Signal an der Klemme 3 nur den letzten Ausgang, ein Signal an der Klemme 2 die beiden letzten Ausgänge und schließlich ein negatives Signal an der Klemme 1 an allen Ausgängen Minusspannung bewirkt bzw. ein Steuerkommando hervorruft.

Die Aufgabe der Anordnung ist, daß je nach Art der Ansteuerung entweder ein, zwei oder drei verschiedene Arbeits- bzw. Prüf- oder Steuervorgänge ausgelöst werden.

Technische Daten

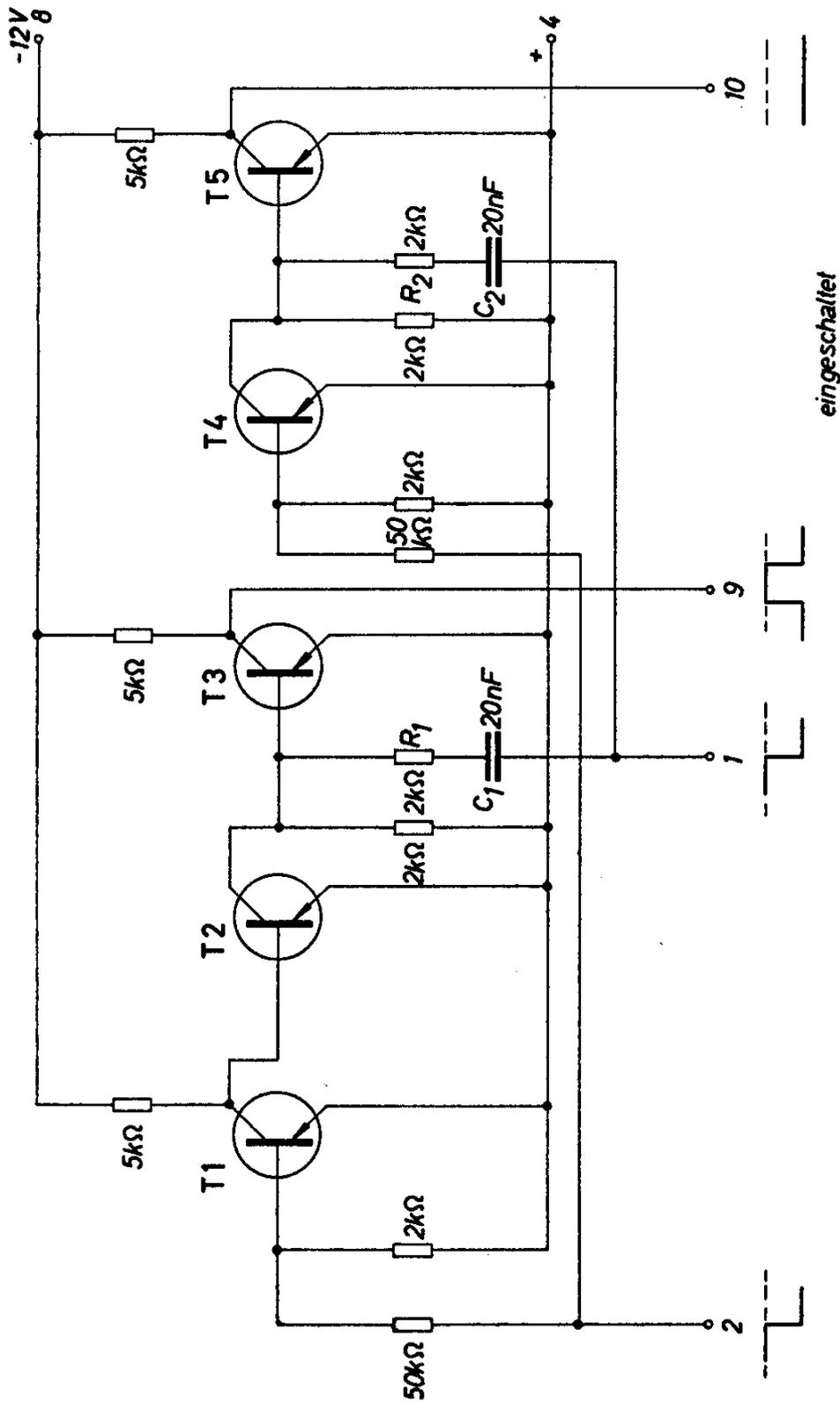
Batteriespannung	12 V
Batteriestrom	24 mA
Rückstufungsimpuls (Klemme 1)	100 μ A
(Klemmen 2 und 3)	4 mA
Maximale Umgebungstemperatur	50 °C

9.9 Impulsweiche

Die Aufgabe der Impulsweiche nach Bild 9.10 ist, einen Impuls in Abhängigkeit von dem an die Klemme 2 angelegten Potential entweder dem Ausgang 9 oder dem Ausgang 10 zuzuführen.

Die Anordnung führt nun diese Schritte im einzelnen auf folgende Weise durch: Wird an die Klemme 2 die Spannung 0 V gelegt, so ist der Transistor T_1 gesperrt, der Transistor T_2 ist durchgeschaltet, die Basis des Transistors T_3 somit kurzgeschlossen. Gelangt nun an die Klemme 1 ein Impuls, so wird er zwar durch den Kondensator C_1 und den Widerstand R_1 übertragen, jedoch wird der Impuls durch den Transistor T_2 sofort gegen Masse abgeleitet und bleibt für den Transistor T_3 wirkungslos. An der Klemme 9 ergibt sich daher keine Änderung des bestehenden Potentials.

Der erwähnte Impuls hat jedoch die Möglichkeit, von der Klemme 1 aus über den Kondensator C_2 und den Widerstand R_2 an den Basisanschluß des Transistors T_3 zu gelangen. Dieser Transistor ist jedoch



Alle Transistoren ACY23

Bild 9.10

unter der Voraussetzung, daß an der Klemme 2 weiterhin das Potential 0 V herrscht, nicht kurzgeschlossen, da der Transistor T_4 gesperrt ist. Der erwähnte Impuls gelangt also nun von der Klemme 1 an die Basis von Transistor T_5 , wird in diesem Transistor verstärkt, und man erhält an der Klemme 10 einen Spannungssprung von -12 V nach Null. Bei umgekehrtem Vorzeichen des Steuerpotentials an der Klemme 2, also z. B. -12 V , sind die Schaltzustände der Transistoren T_2 und T_4 gerade umgekehrt. Sinngemäß überträgt nunmehr der Transistor T_3 den Impuls, während an der Klemme 10 sich keine Änderung ergibt.

Technische Daten

Batteriespannung	12 V
Maximaler Batteriestrom	8 mA
Einschaltimpuls (Klemme 1)	$< 400\ \mu\text{A}$
Strombedarf an Klemme 2	etwa $250\ \mu\text{A}$
Maximale Umgebungstemperatur	$50\ ^\circ\text{C}$

9.10 Gatter

Gattereinheiten werden in der Regel nur durch Dioden oder Widerstandskombinationen hergestellt. Sind größere Leistungen erforderlich, so lassen sich vorteilhafte Kombinationen von diesen Bauelementen mit Transistoren realisieren. Es sei hier nur kurz ein sogenanntes Und-Gatter skizziert, das in der im Bild 9.11 dargestellten Ausführung aus drei voneinander unabhängigen Einheiten besteht. Das Und-Gatter gibt nur dann Minusspannung ab, wenn an beiden Eingängen (z. B. Klemmen 1 und 5) keine Spannung anliegt. Es lassen sich mit dieser Einheit zwei verschiedene Aussagen miteinander vergleichen.

Technische Daten

Batteriespannung	12 V
Batteriestrom je Einheit	4 mA
Strombedarf an Klemme 1	$250\ \mu\text{A}$
Strombedarf an Klemme 5	$750\ \mu\text{A}$
Maximale Umgebungstemperatur	$50\ ^\circ\text{C}$

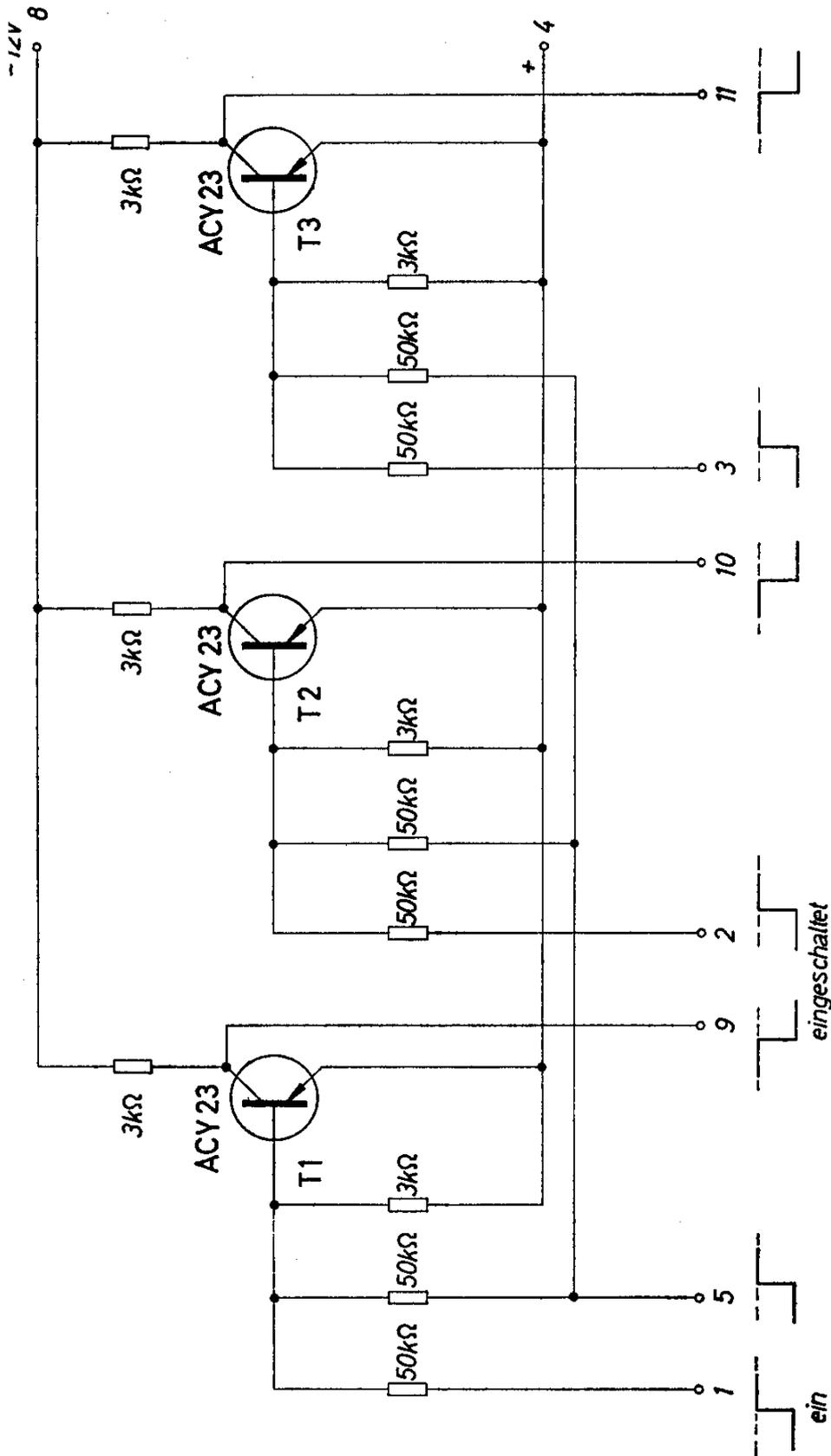


Bild 9.11

10. Schaltungen mit Hallgeneratoren

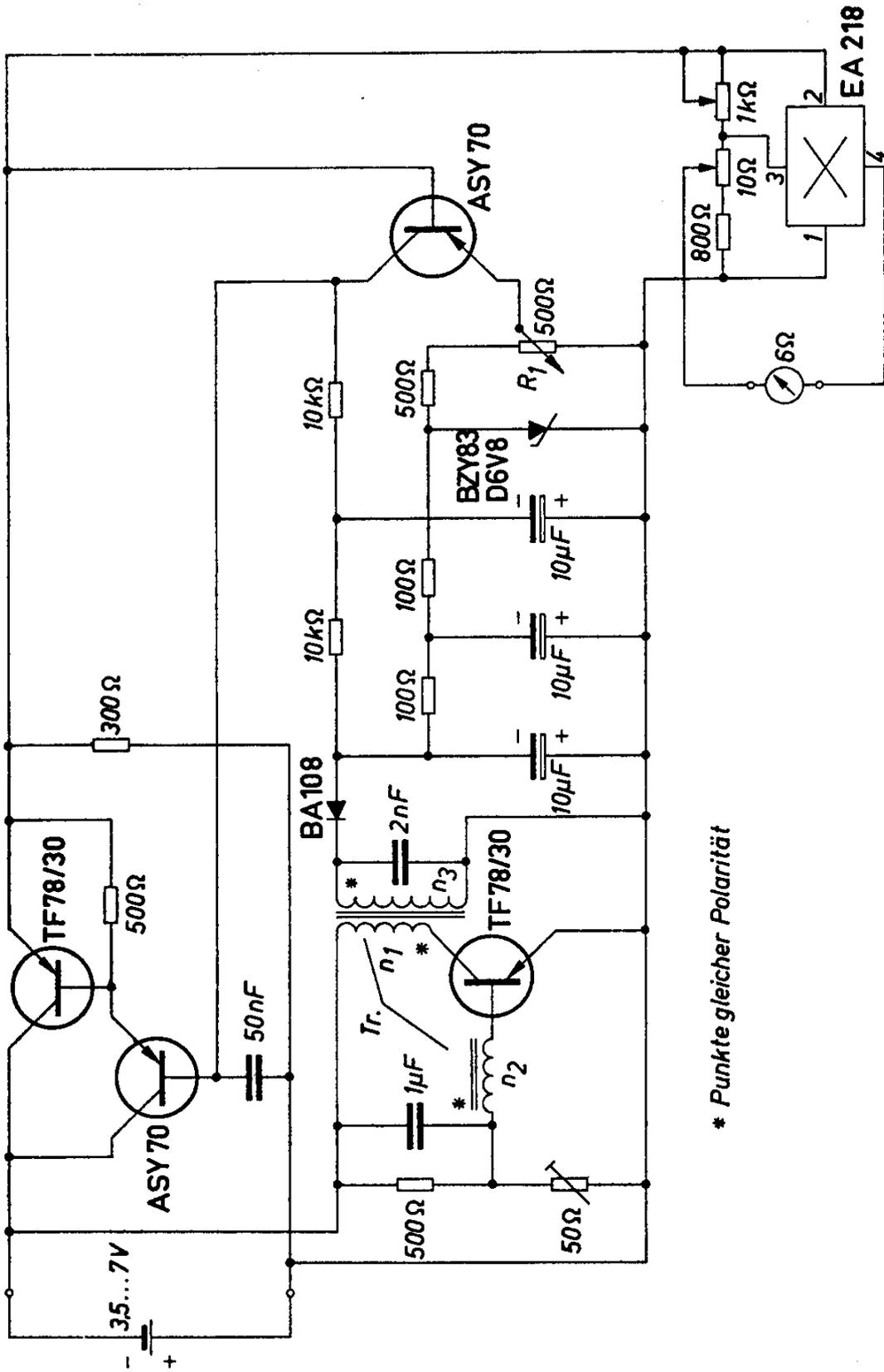
Hallgeneratoren ermöglichen die technische Ausnützung des Halleffektes. Als Halleffekt bezeichnet man folgende Erscheinung:

Wird ein Plättchen aus geeignetem Material in Längsrichtung von einem Strom durchflossen und wirkt senkrecht auf seine Fläche ein Magnetfeld, so entsteht zwischen den Mittelpunkten der beiden dem Stromfluß parallelen Seiten eine Spannung, die der Größe des Stromes, des sogenannten Steuerstromes, und des Magnetfeldes proportional ist. Diese Spannung entsteht, weil die Ladungsträger, welche den Steuerstrom bilden, durch das Magnetfeld abgelenkt werden. Die Linien gleichen Potentials, die Äquipotentiallinien, stehen senkrecht zur Richtung der Ladungsträger und werden deshalb mitgedreht. Die sich gegenüberliegenden Punkte für die Abnahme der Hallspannung liegen bei Auftreten eines Magnetfeldes nicht mehr auf derselben Äquipotentiallinie, wodurch eine Spannung zwischen ihnen entsteht. Die Höhe dieser Spannung ist proportional der Höhe des Steuerstromes und der Stärke des Magnetfeldes. Verschwindet einer dieser beiden Werte, so wird auch die Hallspannung Null. Dies gilt allerdings nur im Idealfall. In der Praxis werden sich die Punkte nicht exakt gegenüberliegen, weshalb auch bei fehlendem Feld eine kleine Hallspannung auftritt. Diese sogenannte ohmsche Nullkomponente (Resthallspannung) kann durch schaltungstechnische Maßnahmen kompensiert werden. Außerdem gibt es noch eine induktive Nullkomponente. Diese wird dadurch hervorgerufen, daß die beiden Zuleitungen zu den Hallelektroden eine Schleife im Magnetfeld bilden. Bei der Herstellung der Hallgeneratoren wird darauf geachtet, daß die Fläche dieser Schleife klein ist.

Wird einer der beiden Faktoren, Steuerstrom oder Magnetfeld, konstant gehalten, so kann mittels der Hallspannung die Größe des anderen Faktors gemessen werden.

10.1 Messung von großen Gleichströmen mit einem Hallgenerator

Die im Bild 10.1 gezeigte Schaltung eignet sich zum Einbau in eine Stromzange zur Messung von hohen Gleichströmen. Um einen stromdurchflossenen Leiter entsteht ein Magnetfeld, welches in der Stromzange gebündelt wird. Im Luftspalt der Stromzange ist ein Hallgenerator angeordnet, dessen Steuerstrom konstant gehalten wird. Die Hallspannung ist dann ein direktes Maß für die Stärke des



* Punkte gleicher Polarität

Bild 10.1

ten Eingang des Differentialverstärkers geführt. Auf diese Weise wird die lineare Verstärkung des Eingangssignals erreicht. Der Nullabgleich erfolgt mit dem Potentiometer R_1 . Wenn die Signalspannung U_x den Wert 0 hat, so muß auch der Feldstrom 0 sein.

Der zweite Faktor für die Produktbildung, das Signal U_y , muß linear auf einen ausreichend großen Steuerstrom verstärkt werden. Eine dafür geeignete Schaltung zeigt das Bild 10.3. Die Funktion ist etwa gleich der der vorher beschriebenen Schaltung. Der Kondensator C_1 verhindert Regelschwingungen.

Die Linearitätsabweichung beträgt bei beiden Verstärkern etwa 1‰, wenn die Temperatur der Transistoren T_1 bis T_4 konstant gehalten wird. Sonst muß mit einer zusätzlichen Abweichung von etwa 1‰/grd gerechnet werden. Die Versorgungsspannungen müssen stabilisiert sein. Die Eingangssignale können Werte von 0 bis 2 V haben. Die Feldwicklung des Hallgenerators MB 26 hat 330 Wdg. Die Rechenzeit wird durch die Einstellzeit des Feldstromes bestimmt, welche

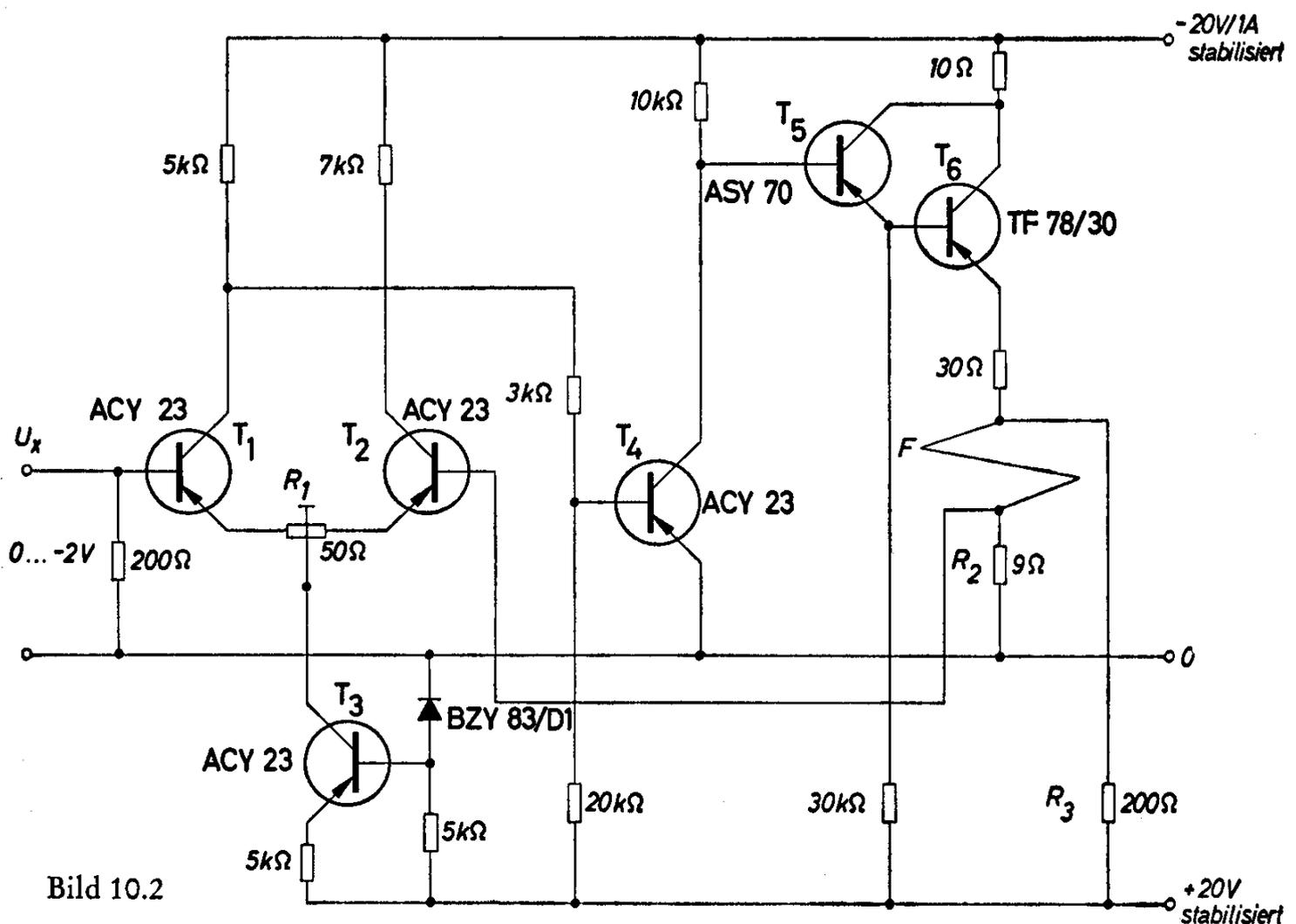


Bild 10.2

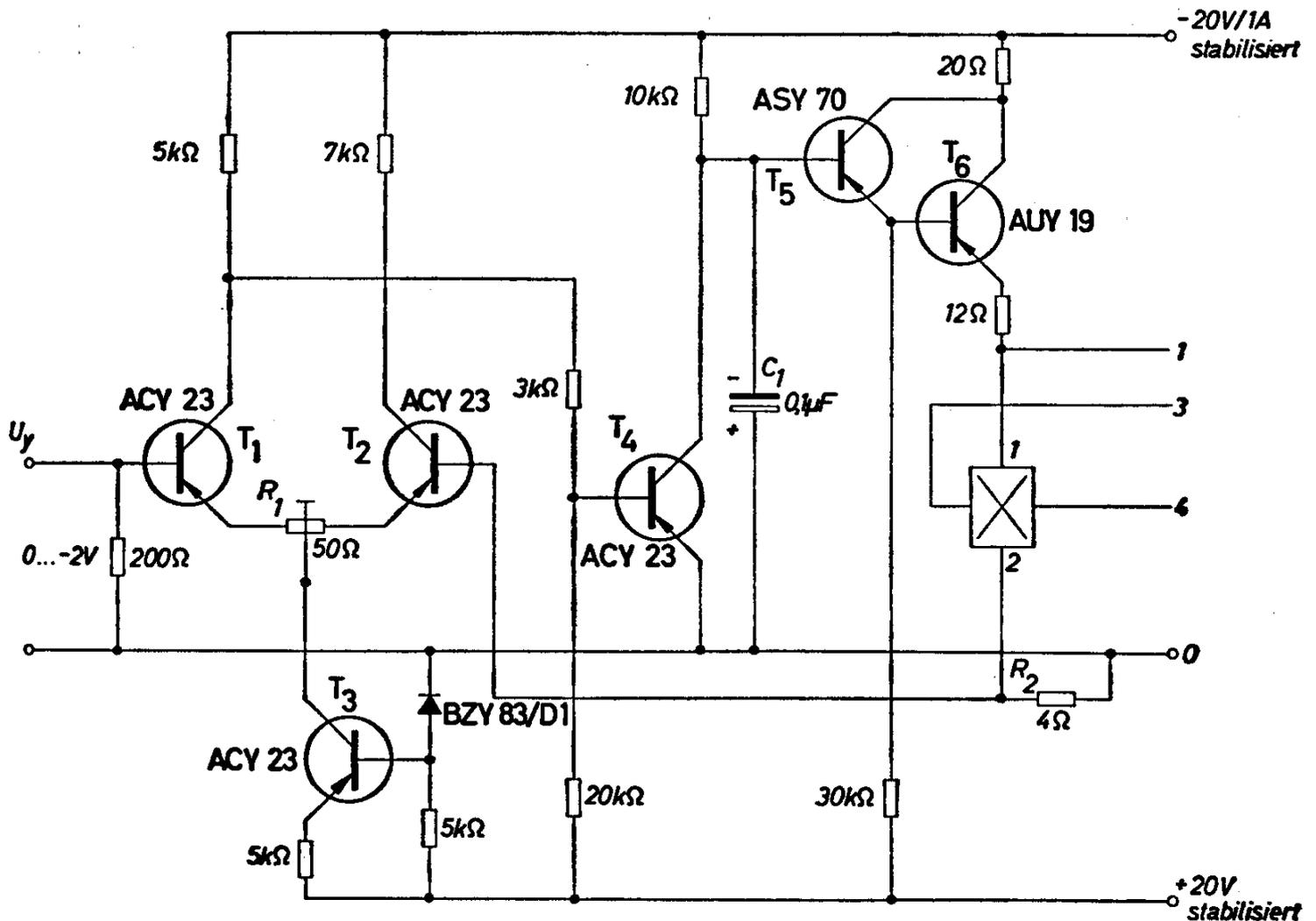


Bild 10.3

von der Induktivität der Feldwicklung abhängt. Sie beträgt im vorliegenden Beispiel etwa 3 ms. Bei Spulen mit geringer Windungszahl ist auch die Einschwingzeit des Feldstromes kürzer. Der Widerstand R_3 beschleunigt das Absinken des Feldstromes (Bild 10.2).

Mit dem Differentialverstärker nach Bild 10.4 wird die Hallspannung verstärkt und von den Steuerelektroden entkoppelt, so daß sie gegen Nullpotential abgenommen werden kann. Der Widerstand R_{3Lin} ist der Abschlußwiderstand für lineare Anpassung.

Der Abgleich geht folgendermaßen vor sich:

Bei $U_x = 0$ und $U_y = -2$ V fließt der maximale Steuerstrom, aber kein Feldstrom. Die dabei zwischen den Klemmen 3 und 4 auftretende Resthallspannung kann durch Einstellung des Potentiometers R_4 kompensiert werden. Das Potentiometer R_5 ist so einzustellen, daß die Ausgangsspannung 0 ist. Sie muß den Wert 0 haben, weil ja einer der beiden Faktoren 0 ist. Bei $U_x = -2$ V und $U_y = -2$ V

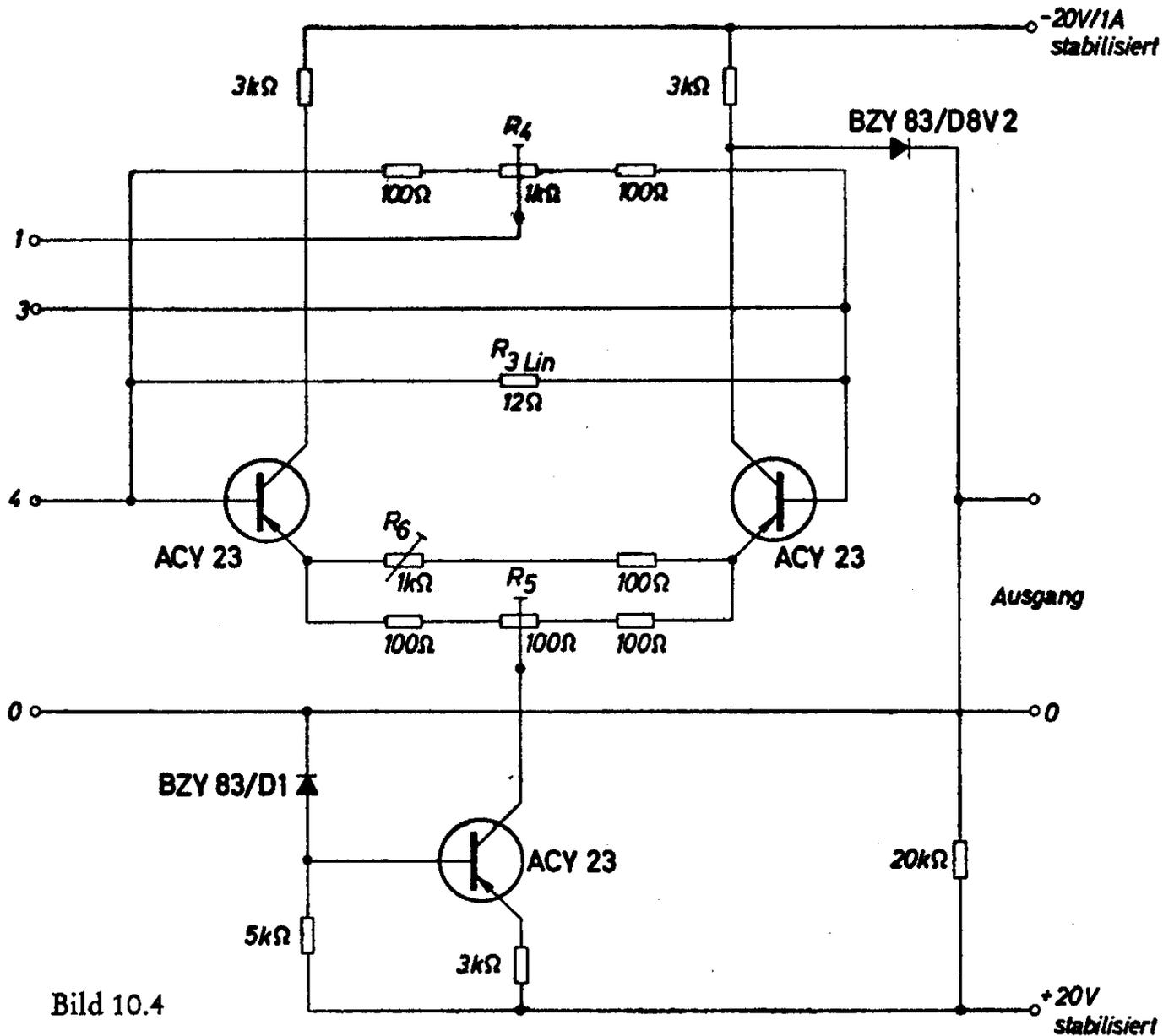


Bild 10.4

kann mit dem Potentiometer R_6 eine maximale Ausgangsspannung von -4 V eingestellt werden. Der Linearitätsfehler dieses Verstärkers liegt zwischen $0,5$ und 1% .

Technische Daten

Hallgenerator	MB 26 EI 38/MU
Feldwicklung	330 Wdg, 0,35 CuL
Max. Feldstrom	200 mA
Max. Steuerstrom	500 mA
Rechengeschwindigkeit	3 ms
Rechengenauigkeit	1 %
Eingangsspannungen	0 bis -2 V
Max. Ausgangsspannung	4 V

10.3 Quotientenbildung mit einem Hallgenerator

Durch eine geeignete Regelschaltung ist es möglich, mit nur einem Hallgenerator zu dividieren. Das Bild 10.5 zeigt das Prinzip dieser Anordnung. Für die Hallspannung gilt innerhalb der Linearitätsgrenzen:

$$u_H = k \cdot i_1 \cdot B$$

Dabei ist u_H die Hallspannung, der Strom i_1 ist der Steuerstrom und B die am Hallgenerator wirksame magnetische Induktion, k ist eine Konstante. Die magnetische Induktion ist in einem bestimmten Bereich dem Strom durch die Spule i_2 proportional. Daraus folgt:

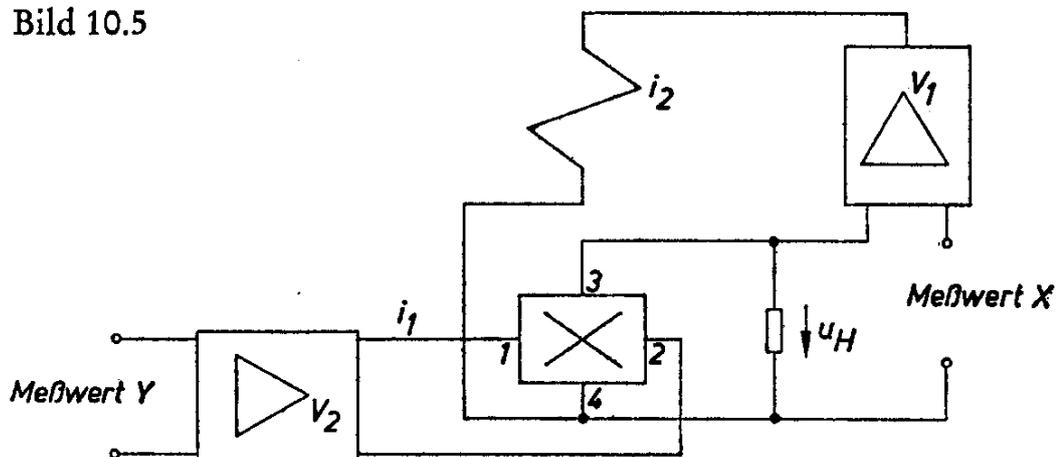
$$u_H \sim i_1 \cdot i_2$$

Wenn es gelingt, den Strom i_2 so zu regeln, daß die Hallspannung u_H immer dem Meßwert X proportional ist und der Meßwert Y durch den Steuerstrom i_1 ausgedrückt wird, so ist der Strom i_2 ein Maß für den Quotienten X/Y .

$$i_2 \sim \frac{u_H}{i_1} \sim \frac{X}{Y}$$

Der Differentialverstärker V_1 (Bild 10.5) regelt den Strom i_2 derart, daß die obengenannte Bedingung ständig gewährleistet ist. Der Meßwert Y wird in einem davon getrennten Verstärker in den Steuerstrom i_1 übergeführt. Für die beiden Verstärker sind getrennte Spannungsquellen erforderlich, da im Hallgenerator Steuerseite und Hallspannungsseite galvanisch verbunden sind. Ebenso müssen die Meßwerte X und Y entkoppelt sein.

Bild 10.5



Das Bild 10.6 zeigt den Differentialverstärker zur Regelung des Feldstromes i_2 . Verwendet wird der Hallmultiplikator MB 26 EI 38/MU. Der Meßwert X wird im Differentialglied (Transistoren T_1 und T_2) mit der Hallspannung u_H verglichen. Bei einer Änderung des Meßwertes X von 0 bis 12 mA ergibt sich eine Spannungsänderung von 60 mV am Widerstand R_1 . Dies führt zu einer Änderung des Stromes i_2 durch die Feldwicklung von 0 auf 500 mA. Der Nullabgleich mit dem Potentiometer R_2 ist so durchzuführen, daß der Feldstrom i_2 dann Null ist, wenn der Meßwert X nicht vorhanden ist. Der Steuerstrom soll bei diesem Nullabgleich etwa 100 mA betragen. Die Diode D_1 in der Basisleitung des Transistors T_4 vergrößert die Betriebssicherheit des Gleichstromverstärkers, da sie eine vollständige Sperrung des Transistors T_4 ermöglicht. Wegen der Schwellenspannung dieser in Durchlaßrichtung betriebenen Siliziumdiode wird der Steuerstrom für den Transistor T_4 schon unterbrochen, bevor der Transistor T_3 bis zur Restspannung durchgesteuert ist.

Der Hallgenerator MB 26 EI 38/MU wird in einem Mumetallkern von 38 mm Seitenlänge eingebaut geliefert. Die hier angegebene Feldwicklung mit 140 Wdg ist auf den Spulenkörper dieses Übertragers zu wickeln. Der Strom durch diese Feldwicklung ist proportional dem Quotienten X/Y . Die Linearitätsgrenze liegt bei einer Felderregung von 70 AW, dies entspricht einem Feldstrom von 500 mA. Die Regelverzögerung des Verstärkers nach Bild 10.6 ist 5 ms. Der Linearitätsfehler beträgt einschließlich Hallmultiplikator etwa $\pm 1,5\%$. Der Meßwert Y kann $\pm 50\%$ um einen Mittelwert schwanken. Der Steuerstrom wird in dem Verstärker nach Bild 10.7 mit dem Widerstand R_V so eingestellt, daß er bei dem mittleren Meßwert Y den Wert 330 mA hat. Auch dieser Verstärker enthält ein Differentialglied. Mit diesem wird der durch den Strom I_Y (Meßwert Y) am Widerstand R_1 hervorgerufene Spannungsabfall U_1 mit dem vom Steuerstrom i_1 am Widerstand R_2 erzeugten Spannungsabfall U_2 verglichen. Auf diese Weise kann eine hohe Linearität der Verstärkung erzielt werden. Der Fehler beträgt nur etwa $\pm 1\%$. Die Regelverzögerung ist 1 ms. Der Verstärker nach Bild 10.7 ist für einen mittleren Meßwert Y von 11 mA ausgelegt. Bei einer Änderung dieses Mittelwertes um $\pm 50\%$, also von 5,5 bis 16,5 mA, ändert sich der Steuerstrom i_1 von 165 bis 500 mA, also bis zu dem für diesen Hallgenerator maximal zulässigen Wert. Durch Veränderung der Widerstände R_1 und R_2 kann die Schaltung für andere Werte von Y eingestellt werden.

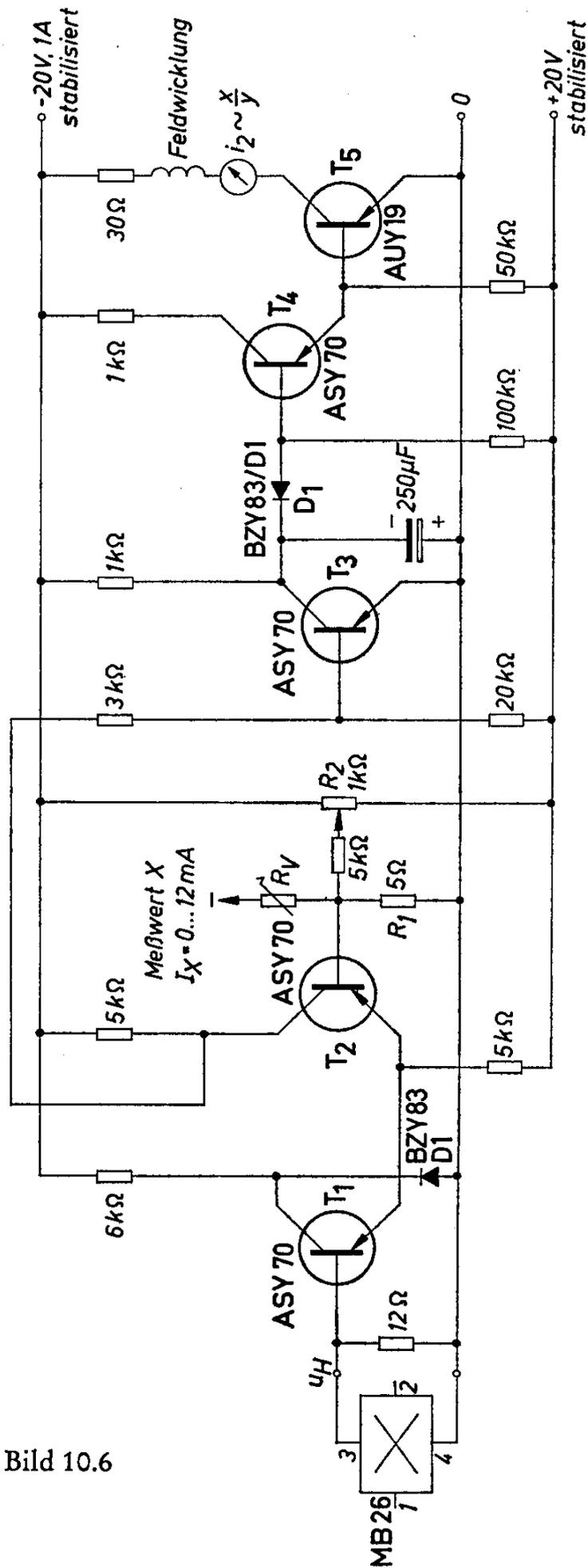


Bild 10.6

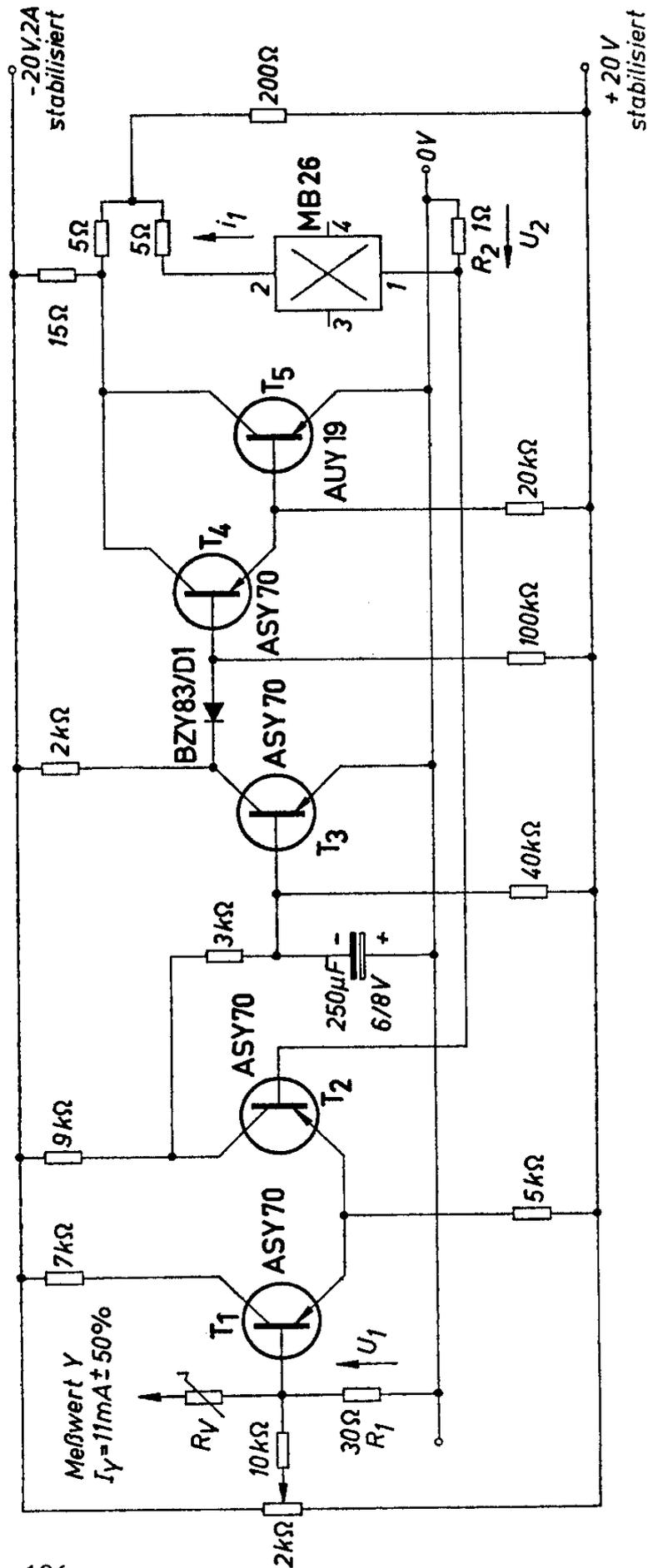


Bild 10.7

Technische Daten

Verstärker für Feldstrom Bild 10.6:

Meßwert X	0 bis 12 mA
Regelverzögerung	etwa 5 ms
Linearitätsfehler	$\pm 1,5 \%$

(einschließlich Hallmultiplikator)

Verstärker für Steuerstrom Bild 10.7:

Meßwert Y	11 mA $\pm 50 \%$
Regelverzögerung	etwa 1 ms
Linearitätsfehler	$\leq \pm 1 \text{ ‰}$
Hallmultiplikator	MB 26 EI 38/MU
Feldwicklung	140 Wdg 0,55 CuL

10.4 Radizieren mit einem Hallgenerator

Fließt bei einem Hallgenerator der Steuerstrom auch durch die Feldwicklung, so ist die Hallspannung proportional dem Quadrat des Steuerstromes.

$$u_H \sim i_1^2$$

$$i_1 \sim \sqrt{u_H}$$

Für die Ermittlung der Quadratwurzel eines Meßwertes X muß lediglich die Hallspannung mit diesem verglichen werden. Das Ergebnis liefert der Steuerstrom i_1 . Die entsprechende Prinzipschaltung ist im Bild 10.8 dargestellt. Die Hallspannungselektroden sind galvanisch mit den Steuerelektroden verbunden. Zwischen ihnen besteht eine Spannungsdifferenz, deren Größe vom Steuerstrom und vom steuerseitigen Innenwiderstand des Hallgenerators abhängt. Der Differentialverstärker V_1 entkoppelt die Hallspannung von der Steuerseite und liefert eine verstärkte Spannung, die der Hallspannung proportional ist und gegen Nullpotential abgenommen werden kann. Ein zweiter Differentialverstärker V_2 vergleicht diese Spannung mit dem Meßwert X und regelt den Strom i_1 derart, daß die Hallspannung u_H dem Meßwert X proportional ist. Der Strom i_1 ist dann ein Maß für die Quadratwurzel des Meßwertes X . Nach dem gleichen Prinzip können durch entsprechende Erweiterung Schaltungen für die Ermittlung von Wurzeln höherer Potenz verwirklicht werden.

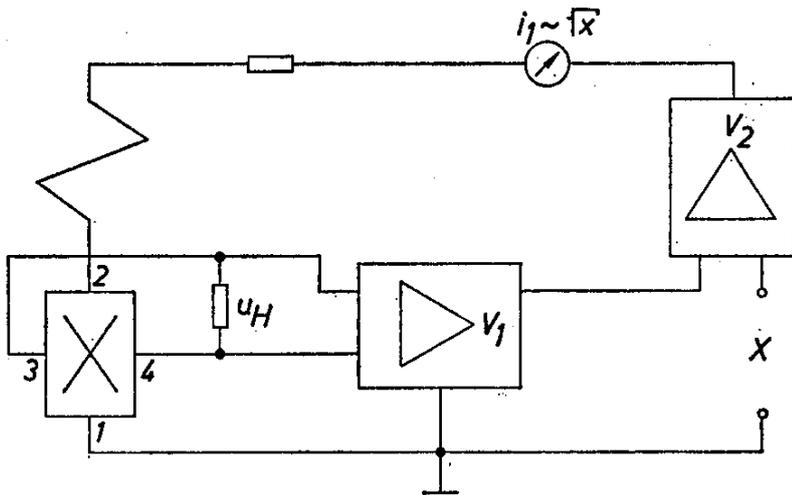


Bild 10.8

Das Bild 10.9 zeigt eine ausgeführte Schaltung für das Ziehen der Quadratwurzel. Den Differentialverstärker V_1 bilden die Transistoren T_1 , T_2 und T_3 . Der Transistor T_3 stabilisiert den gemeinsamen Emitterstrom. Die verstärkte Hallspannung gibt man an den Eingang des Verstärkers V_2 . Der Nullabgleich wird mit den Potentiometern R_1 und R_2 durchgeführt, und zwar so, daß der Ausgangsstrom gleichzeitig mit dem Meßwert X Null wird. Die Verstärkung ist mit dem Widerstand R_3 einstellbar. Bei Betrieb des Hallgenerators mit Nennwerten (Vollaussteuerung) ist die verstärkte Hallspannung u'_H auf 4 V einzustellen. Das Differentialglied des Verstärkers V_2 (Transistoren T_4 und T_5) vergleicht diese Spannung mit dem Meßwert X . Der Verstärker mit den Transistoren T_6 und T_7 wird von dort so gesteuert, daß die verstärkte Hallspannung u'_H immer so groß ist wie der Meßwert X . Am Meßinstrument für den Steuer- bzw. Feldstrom i_1 kann die Quadratwurzel des Meßwertes X abgelesen werden. Die Rechenzeit ist etwa 5 ms. Wenn die Transistoren T_1 bis T_5 in einem Thermostat untergebracht werden, kann eine Rechengenauigkeit von $\pm 1,5\%$ eingehalten werden. Ohne Thermostat ist die obere Temperaturgrenze $35\text{ }^\circ\text{C}$.

Technische Daten

Meßwert X	0 bis 4 V
Rechenzeit	etwa 5 ms
Rechengenauigkeit	$\pm 1,5\%$
Hallmultiplikator	MB 26 EI 38/MU
Feldwicklung	140 Wdg 0,55 CuL

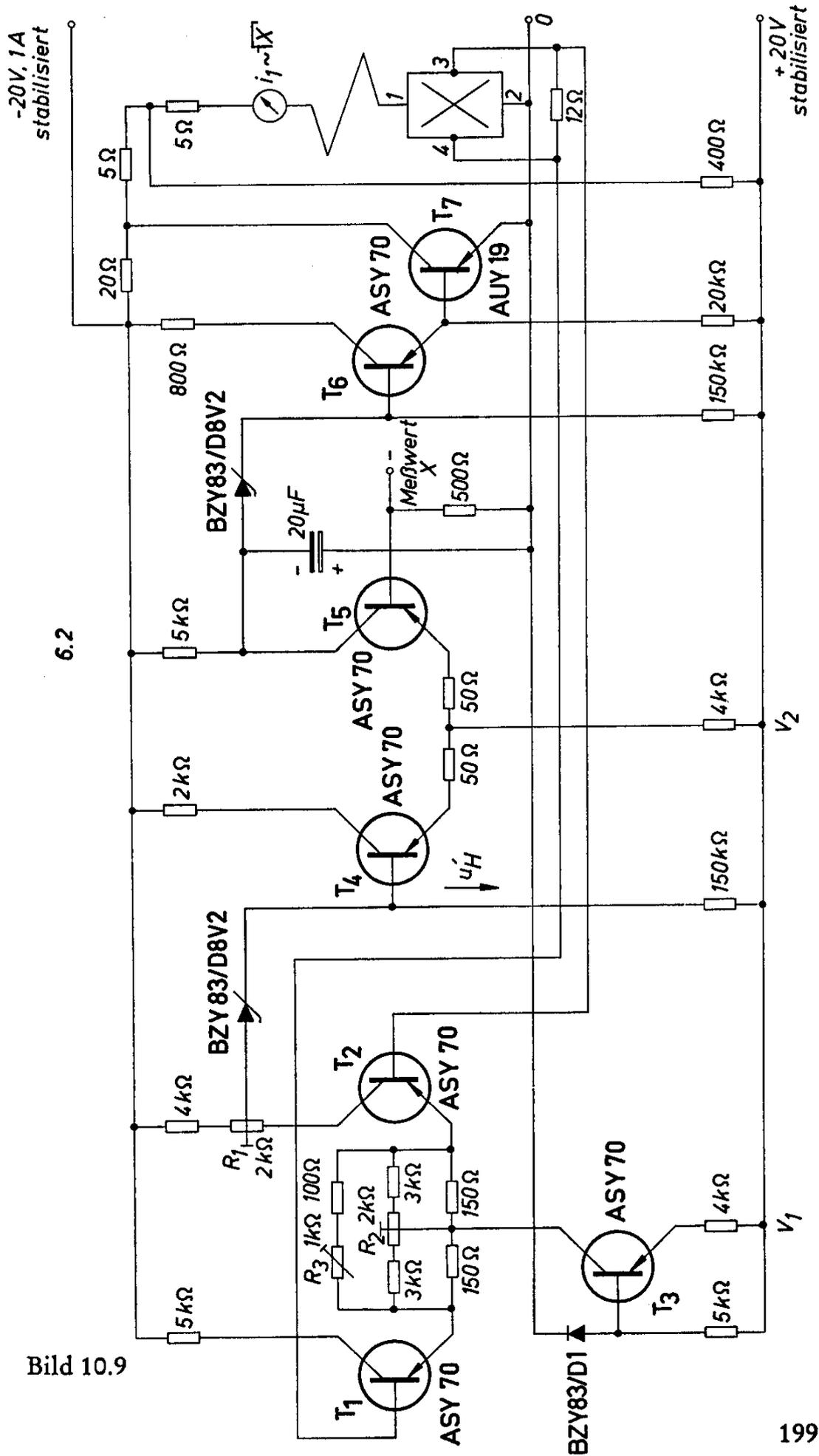


Bild 10.9

10.5 Kompensation der ohmschen Nullkomponente von Hallgeneratoren

Wie bereits eingangs erwähnt, tritt bei Hallgeneratoren aus fertigungstechnischen Gründen auch dann noch eine kleine Hallspannung auf, wenn kein magnetisches Feld vorhanden ist. Dies ist darauf zurückzuführen, daß die beiden Hallspannungselektroden nicht ideal gegenüber angeordnet werden können. Es gibt jedoch eine sehr einfache schaltungstechnische Möglichkeit, diese ohmsche Nullkomponente zu kompensieren. Im Bild 10.10 ist das Ersatzschaltbild des Hallgenerators eingetragen. Der Widerstand R_{10} ist der steuserseitige Innenwiderstand und der Widerstand R_{20} der hallseitige Innenwiderstand. Die Resthallspannung u_0 kann positiv oder negativ sein. Sie ist gleich dem Produkt aus ohmscher Nullkomponente r_0 und Steuerstrom i_1 ; $u_0 = r_0 \cdot i_1$. Wenn die Resthallspannung u_0 die im Bild 10.10 angegebene Polarität hat, so kann sie durch einen Strom I_k zwischen den Klemmen 2 und 3 kompensiert werden. Dieser Strom I_k muß so groß sein, daß die Bedingung $u_0 = I_k \cdot 0,5 R_{20}$ erfüllt ist. Er wird eingestellt durch Verändern des Potentiometers P_1 gegen kleinere Werte des Widerstandes R_2 . Die treibende Spannung für diesen Strom ist der Spannungsabfall an einer Hälfte des steuserseitigen Innenwiderstandes $0,5 \cdot R_{10} \cdot i_1$.

Ist die Spannung u_0 negativ, hat also die Klemme 4 positives Potential gegen die Klemme 3, so muß der Widerstand R_1 so stark verringert werden, daß ein entsprechender Kompensationsstrom I'_k fließt.

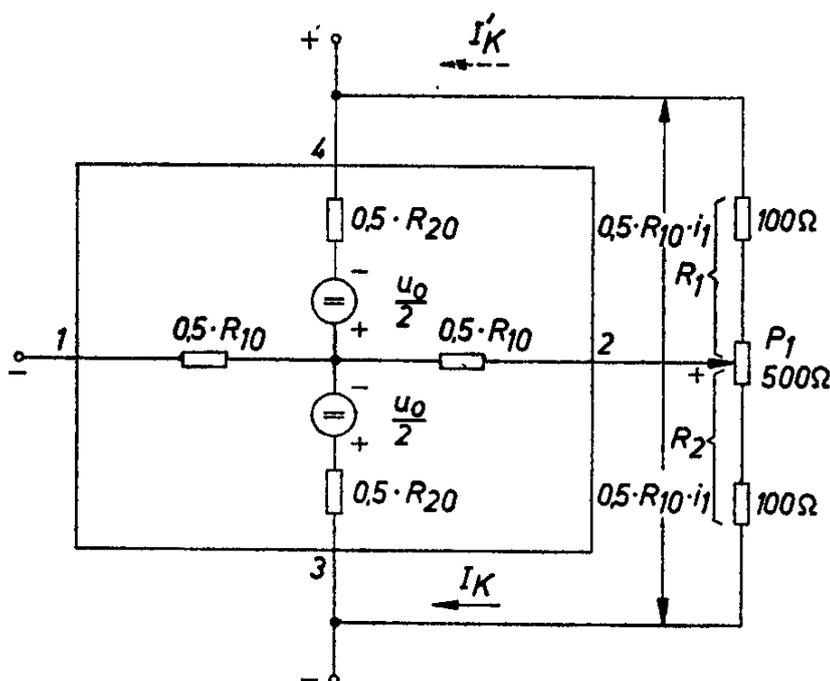


Bild 10.10

10.6 Schaltverstärker mit einem Hallgenerator

Die Hallspannung ist proportional dem Produkt aus Steuerstrom und Magnetfeld, das auf den Hallgenerator wirkt. Ist einer der beiden Faktoren 0, so ist keine Hallspannung vorhanden, wenn man von den Nullkomponenten absieht. Betreibt man einen Hallgenerator mit einem bestimmten konstanten Steuerstrom und führt man ihn an Magneten vorbei, so wird jedesmal ein Hallspannungsimpuls abgegeben. Auf diese Weise können kontaktlose Endschalter, wie sie für die verschiedenen Steuerungen notwendig sind, hergestellt werden. Als Beispiele seien Aufzugsteuerung und die Steuerung von Werkzeugmaschinen genannt. Führt man den Hallgenerator an mehreren in bestimmten Abständen angeordneten Magneten vorbei und wertet man die Hallimpulse in einer Zählhaltung aus, so kann eine Längenmessung durchgeführt werden. Dazu ist es erforderlich, den Hallimpulsen steile Flanken zu geben. Eine dazu geeignete Schaltung zeigt Bild 10.11. An sie kann eine Zählhaltung angeschlossen werden.

In der Schaltung Bild 10.11 werden die Hallspannungsimpulse verstärkt und bringen einen Schmitt-Trigger zum Kippen, der dann die gewünschten steilen Impulse liefert. Der verwendete Ferrit-Hallgenerator RHY 15 wird mit einem Steuerstrom von 50 mA betrieben. Dieser wird von einer getrennten Spannungsquelle mit 24 V geliefert. Die Steuerseite muß von der Hallseite, und damit in dieser Schaltung von der Versorgungsspannung des Verstärkers, galvanisch getrennt sein. Wird der Steuerstrom von einem Netzgerät geliefert, so muß man darauf achten, daß seine Welligkeit klein ist, da sonst die wechselnde Hallspannung die einwandfreie Funktion der Anordnung gefährdet. Als Magnete können Ferrit-Dauermagnete verwendet werden. Beim Musteraufbau hatten sie die Abmessung $3 \times 3 \times 5 \text{ mm}^3$. Es muß darauf geachtet werden, daß bei der Anordnung mehrerer Magnete diese gegeneinander abgeschirmt sind. Sonst wird vom Hallgenerator nicht der maximal mögliche Hallimpuls abgegeben, weil eine Gleichstromkomponente überlagert ist. Als minimaler Abstand zwischen 2 Magneten sind etwa 10 mm sinnvoll. Der Abstand zwischen Hallgenerator und Magnet muß kleiner als 2 mm sein. Mit dem Potentiometer R_1 kann die Ansprechempfindlichkeit der Schaltung eingestellt werden. Durch den Spannungsteiler R_1/R_2 wird der Hallspannung eine Gleichspannung überlagert. Dadurch wird eine besondere Kompensation der ohmschen Nullkomponente des Hallgenerators überflüssig. Beim Versuchsaufbau lag der günstigste Einstellwert R_1 bei 70 Ω .

11. Geregelte Netzgeräte

Mit Leistungstransistoren können geregelte Netzgeräte mit sehr kleinem Innenwiderstand hergestellt werden. Die zur Konstanthaltung der Ausgangsspannung erforderliche Vergleichsspannung kann ebenfalls mit Halbleiterbauteilen, nämlich mit Zenerdioden, hergestellt werden.

Man unterscheidet zwei Arten der Regelmöglichkeit: Die Serienregelung und die Parallelregelung. Bei der Serienregelung ist der Transistor als veränderlicher Vorwiderstand geschaltet. Er wird so gesteuert, daß an seiner Kollektor-Emitter-Strecke immer die Differenz zwischen Versorgungsspannung und stabilisierter Spannung abfällt. Es ist schwierig, solche Netzgeräte absolut kurzschlußsicher zu machen. Bei einem plötzlich auftretenden Kurzschluß besteht die Gefahr einer Überlastung der Serientransistoren. Um eine solche Überlastung zu verhindern, müssen besondere Schaltungsmaßnahmen ergriffen werden, wie sie im folgenden Beispiel beschrieben werden.

Bei der Parallelregelung sorgt der Regeltransistor dafür, daß die Belastung konstant bleibt. Steigt der Widerstand der Nutzlast, so wird der Widerstand des Transistors kleiner, und der gesamte Laststrom wird so groß, daß die Ausgangsspannung konstant bleibt. Auf diese Weise wird also, ebenso wie bei der Serienregelung, nicht nur eine Laständerung, sondern auch eine Änderung der Versorgungsspannung ausgeregelt.

Netzgeräte mit Parallelregelung sind von vornherein kurzschlußsicher. Die Regeltransistoren können bei Kurzschluß nicht überlastet werden. Die größte Leistung bleibt an den Transistoren, wenn das Gerät nicht belastet ist.

11.1 Spannungskonstantes Ladegerät

Das Bild 11.1 zeigt die Schaltung eines geregelten Netzgerätes für die Aufladung von Batterien, z. B. aus Ni-Cd, mit konstanter Spannung. Der als veränderlicher Vorwiderstand geschaltete Transistor AUY 19 wird über zwei Vorstufen so angesteuert, daß die Ausgangsspannung konstant ist. Die Höhe der Ausgangsspannung kann am Potentiometer R_1 eingestellt werden. Die Vergleichsspannung liefert die Zenerdiode BZY 83/D6V8. Diese Spannung wird am Transistor ASY 70 mit der Ausgangsspannung verglichen.

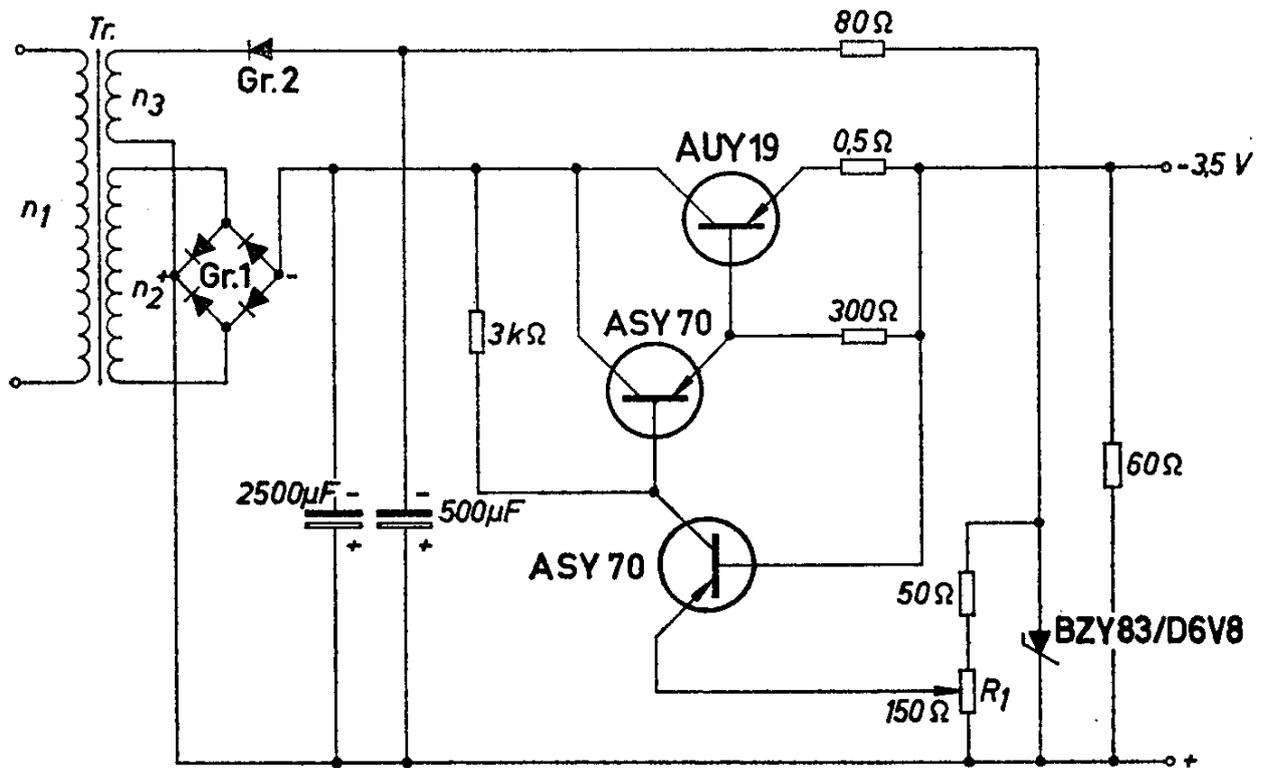


Bild 11.1

Technische Daten

Ausgangsspannung	0,5 bis 4 V (einstellbar)
Maximaler Laststrom	1,2 A
Innenwiderstand	80 mΩ

Transformator Tr: M 55/20, Dyn.-Bl. IV/0,35;
wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 2000$ Wdg 0,19 CuL

$n_2 = 68$ Wdg 0,8 CuL

$n_3 = 110$ Wdg 0,35 CuL

Gleichrichter Gr. 1: SSF B 30 C 1600

Gleichrichter Gr. 2: SSF E 15 C 275

11.2 Stromkonstantes Ladegerät

Soll die Ladung der Batterie mit konstantem Strom erfolgen, so ist dafür die Schaltung nach Bild 11.2 geeignet. Der Ausgangsstrom kann bis zu einem Wert von 1,2 A konstant gehalten werden. Wenn die Batterie voll aufgeladen ist, muß dieses Gerät abgeschaltet werden, z. B. durch eine Spannungsüberwachung, weil sonst die Batterie überladen wird.

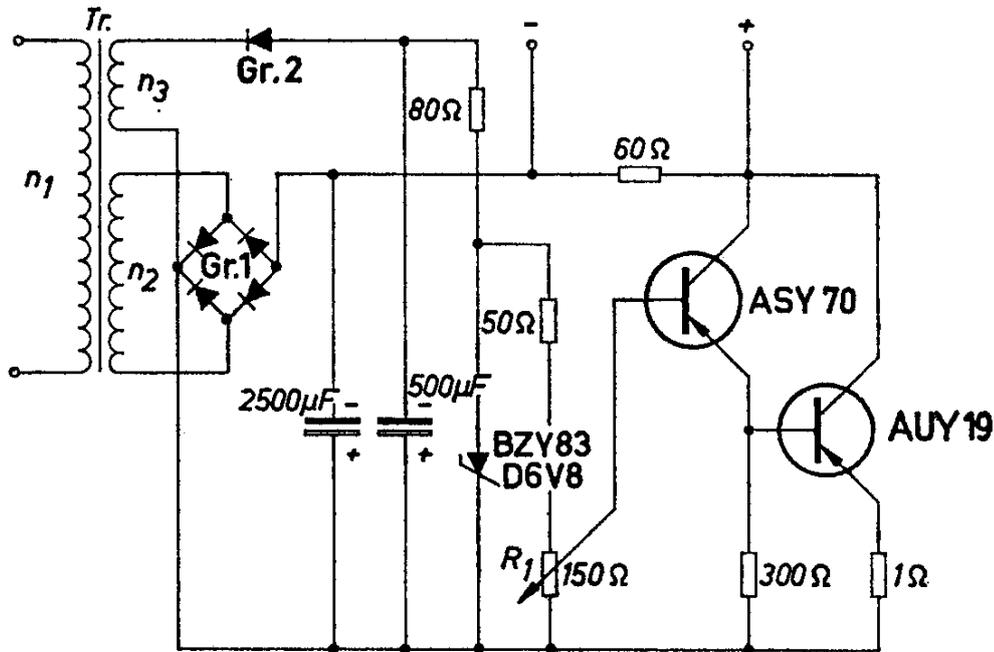


Bild 11.2

Technische Daten

Maximaler Laststrom	1,2 A
Maximale Ladespannung	4 V

Transformator Tr: M 55/20, Dyn.-Bl. IV/0,35;
wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 2000$ Wdg 0,19 CuL

$n_2 = 68$ Wdg 0,8 CuL

$n_3 = 110$ Wdg 0,35 CuL

Gleichrichter Gr. 1: SSF B 30 C 1600

Gleichrichter Gr. 2: SSF E 15 C 275

11.3 Überladungsschutz für Ni-Cd-Zellen

Für die Stromversorgung von ortsbeweglichen Transistorgeräten werden neben Trockenbatterien aufladbare Zellen verwendet. Für diese sind einfache und betriebssichere Ladegeräte erforderlich. Man kann z. B. den Ladestrom so klein halten, daß auch nach Erreichen der Endspannung der Akkumulator nicht beschädigt wird. Die Aufladung geht jedoch dann sehr langsam vor sich. Will man schneller aufladen, so ist für den Schutz des Akkumulators eine Regelschaltung erforderlich.

Das Bild 11.3 zeigt eine solche Schaltung, die für die Aufladung von sechs hintereinandergeschalteten Ni-Cd-Zellen geeignet ist.

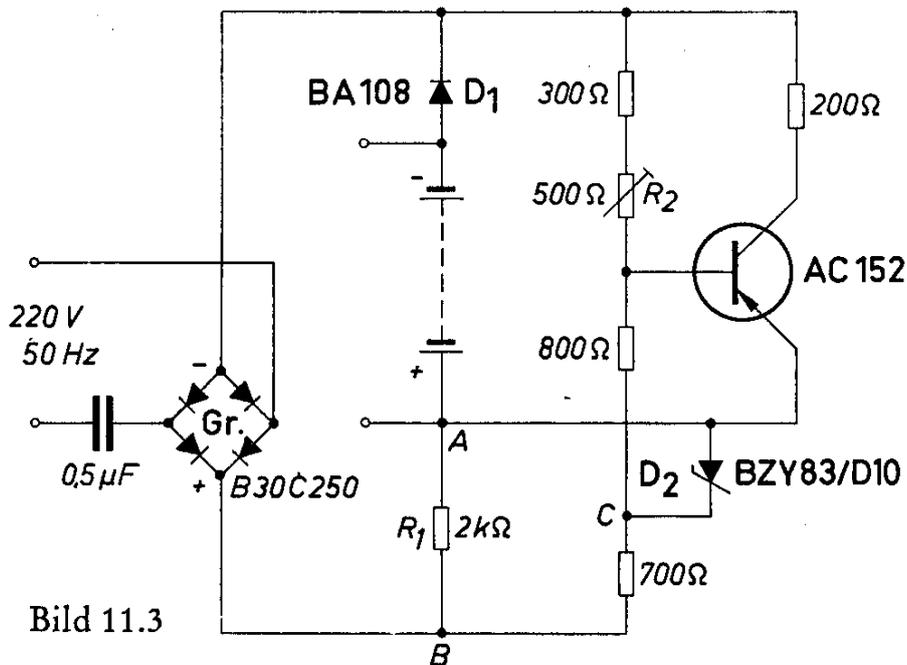


Bild 11.3

Das hochohmige Netzteil liefert einen eingepprägten pulsierenden Gleichstrom. Der Widerstand R_1 , die Batterie und der Spannungsteiler an der Basis des Transistors bilden eine Brücke, in deren Nullzweig der Transistoreingang liegt. Der vom Netzteil gelieferte Strom ist so groß, daß der Spannungsabfall am Widerstand R_1 ausreicht, um die Diode D_2 ständig im Zenerbereich zu betreiben. Der Transistor ist zunächst gesperrt. Steigt nun die Spannung an der Batterie,

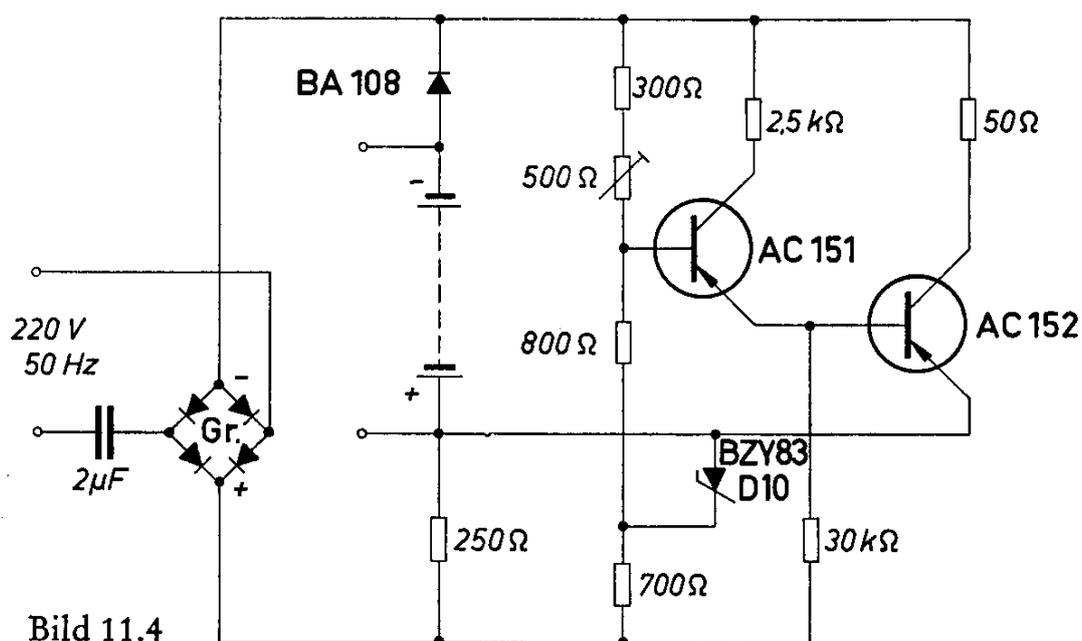


Bild 11.4

so gelangt an die Basis des Transistors negatives Potential. Dieser wird deshalb leitend und übernimmt einen Teil des eingepprägten Stromes. Der Ladestrom für die Batterie sinkt entsprechend. Der Ein-
satzpunkt der Regelung kann mit dem Widerstand R_2 eingestellt werden.

Wenn der Ladestrom größer sein soll, kann die zweistufige Regelschaltung nach Bild 11.4 verwendet werden.

Technische Daten für Bild 11.3 und 11.4

Gleichrichter Gr: SSF B 30 C 250

11.4 Kurzschlußsicheres Netzgerät mit Serienregelung 0 bis 60 V, 0,75 A

Wie bereits erwähnt, tritt an den Regeltransistoren in seriengeregelten Netzgeräten bei Kurzschluß eine hohe Verlustleistung auf. Die Transistoren können am einfachsten durch eine Sicherung davor geschützt werden. Schmelzsicherungen sind dazu viel zu träge. Der Aufwand für eine solche elektronische Sicherung ist verhältnismäßig groß.

Das Bild 11.5 zeigt die Schaltung eines stabilisierten Netzgerätes, bei dem der Kurzschlußstrom auf einen zulässigen Wert begrenzt wird. Der Transistor wird dabei bis zur Restspannung durchgesteuert, und der größte Teil der Versorgungsspannung fällt an einem Vorwiderstand ab. Auf diese Weise wird die Verlustleistung am Regeltransistor wirksam begrenzt. Der Vorwiderstand vergrößert den Innenwiderstand des Netzgerätes nicht, weil er vor der eigentlichen Regelanordnung liegt.

Der Transformator wird vor Überlastungen bei Kurzschluß durch eine Schmelzsicherung (Si) geschützt.

Mit der Wicklung n_2 des Netztransformators wird die Spannung für den Leistungsteil gewonnen. Sie kann in 6 Stufen zu je 10 V umgeschaltet werden. Die geregelte Ausgangsspannung ist innerhalb jeder Schaltstufe stetig einstellbar. Die stufenweise Umschaltung ist wegen des großen gesamten Einstellbereiches erforderlich. Wenn die Ausgangsspannung von 0 bis 60 V ohne Umschaltung stetig einstellbar wäre, müßten viele Leistungstransistoren parallel geschaltet werden. An dem als veränderlicher Vorwiderstand wirkendem Leistungstransistor fällt die Differenz zwischen der an der Wicklung n_2 gewonnenen Versorgungsspannung und der eingestellten Ausgangsspannung ab. Bei dem hier beschriebenen Beispiel wird die Verlustleistung des Regeltransistors außerdem noch durch den veränderlichen Vorwider-

stand R_2 verringert. Dieses Potentiometer ist mit dem der Feineinstellung der Ausgangsspannung dienenden Potentiometer R_1 gekoppelt, und zwar so, daß der Widerstand R_2 am größten ist, wenn das Potentiometer R_1 auf die kleinste Spannung des jeweiligen Bereiches eingestellt ist.

Der Transistor T_5 muß auf einem Kühlblech mit einer Fläche von 3 dm^2 montiert werden, oder auf einer gleichwertigen Kühlkonstruktion (Kühlrippen).

Über die Wicklung n_3 wird die Vergleichsspannungsquelle gespeist. An die Vergleichsspannungsquelle ist ein Spannungsteiler angeschaltet, der bei der Bereichswahl mit umgeschaltet wird. Der Strom durch den Spannungsteiler ist in jeder Stellung des Bereichswählers konstant. Die Feineinstellung der geregelten Ausgangsspannung erfolgt, wie bereits erwähnt, am Potentiometer R_1 . Wegen des konstanten Stromes kann eine Skale an diesem Potentiometer von 0 bis 10 V geeicht werden.

Durch die Widerstandskombination mit dem Heißleiter Th wird der Temperaturgang der Zenerspannung der verwendeten Dioden kompensiert.

Der am Spannungsteiler vorgewählte Spannungswert (Sollwert) wird einem Differentialverstärker (Transistoren T_1 und T_2) zugeführt und dort mit der Höhe der Ausgangsspannung (Istwert) verglichen.

Die Stromversorgung des Differentialverstärkers erfolgt zum Teil aus einer eigenen Spannungsquelle (Grundlastquelle n_4). Die Speisespannung des Differentialverstärkers wird mit Hilfe von Zenerdioden konstant gehalten.

Der Sollwert der Ausgangsspannung wird der Basis des Transistors T_1 zugeführt, der Istwert der Basis des Transistors T_2 . Das Verhältnis der Ströme durch die Transistoren T_1 und T_2 ist gleich dem Verhältnis zwischen Sollwert und Istwert. Wenn die tatsächliche Ausgangsspannung höher ist als der Sollwert, so steigt der durch den Transistor T_2 fließende Kollektorstrom an. Das Potential am Kollektor dieses Transistors verändert sich gegen positive Werte, wodurch der Basisstrom des Transistors T_3 verkleinert wird. Über die Transistorkaskade (Transistoren T_3 und T_4) wird auch der Leistungstransistor T_5 gegen einen kleineren Basisstrom und damit Kollektorstrom gesteuert, das heißt, der Widerstand der Kollektor-Emitter-Strecke steigt. Dies verursacht einen höheren Spannungsabfall am Regeltransistor T_5 , wodurch die Ausgangsspannung auf den Sollwert sinkt. Um zu vermeiden, daß an der Transistorkaskade die Spannung beim Einschalten, beim Umschalten oder bei Kurzschluß kurzzeitig über den zulässigen Wert ansteigt, wird die Kaskade bei einem Ansteigen der

Spannung auf über 30 V über 2 Zenerdioden durchgesteuert. Zur Verhinderung von Regelschwingungen ist an den Kollektor des Transistors T_2 ein Kondensator angeschaltet. Dieser Kondensator entlädt sich bei Kurzschluß am Ausgang über die Transistorkaskade und schaltet diese in kürzester Zeit (μs) durch.

Dadurch wird erreicht, daß fast die gesamte Spannung am Schutzwiderstand R_3 und am Regelwiderstand R_2 abfällt. Diese Widerstände begrenzen auch den Kurzschlußstrom.

Damit die Ausgangsspannung von Vollast bis Leerlauf regelbar ist und damit der Wert 0 V überhaupt eingestellt werden kann, muß eine Vorlast angeordnet werden, welche die Restströme der Transistoren T_3 , T_4 und T_5 und den Strom über die Zenerdiode BCY83/D15 übernimmt. Dies kann nun nicht durch einen einfachen Vorwiderstand geschehen, weil dann der Spannungswert 0 nicht erreichbar wäre. Im vorliegenden Fall wird die Vorlast durch eine eigene Spannungsquelle (n_4) nachgebildet, welche die Regelanordnung so aussteuert, daß am Ausgang die Spannung tatsächlich auf den Wert 0 absinken kann (Brückenprinzip).

Die Begrenzung des maximalen Laststromes auf 0,75 A ist durch die Größe des verwendeten Übertragers bedingt. Bei einem Übertrager der Größe M 102/35 kann ein Laststrom von 1 A zugelassen werden, bei M 102/52 sogar 2 A bei sonst fast gleicher Schaltung.

Technische Daten

Ausgangsspannung 60 V
 Mit Stufenschalter (3 Ebenen) in Intervallen von 10 V umschaltbar, dazwischen stufenlos regelbar.
 Maximaler Ausgangsstrom 0,75 A

Transformator

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

$n_1 = 880$ Wdg 0,4 CuL

$n_2 = 236$ Wdg 0,7 CuL

mit Abgriffen bei 62, 94, 126, 159 und 197 Wdg

$n_3 = 450$ Wdg 0,12 CuL

$n_4 = 226$ Wdg 0,16 CuL

Gleichrichter

Gr. 1: Silizium- oder Selengleichrichter für 80 V, 1 A

Gr. 2: 4 \times BA 105

Gr. 3: 4 \times BA 105

Th: Heißleiter (Thernewid), K 15, 2 k Ω

11.5 Stabilisiertes Netzgerät 12 V, 1,5 A

Das Bild 11.6 zeigt die Schaltung eines einfachen geregelten Netzgerätes, wie es z. B. für die Stromversorgung von transportablen Fernsehgeräten mit Transistoren geeignet ist. Die absolute Höhe der Zenerspannung ist unkritisch, weshalb zwei verschiedene Zenerdioden wahlweise verwendet werden können. Der parallel zum Ausgang angeordnete Kondensator von 10 000 μF ist vor allem beim Betrieb von Fernsehgeräten wegen der dort auftretenden kurzzeitigen Spitzen- und Rückströme erforderlich.

Technische Daten

Betriebsspannung	220 V, 50 Hz
Maximaler Laststrom (Gleichstrom)	1,5 A
Ausgangsspannung	12 V
Transformator: EI84a, Dyn.-Bl. III/0,5, wechselsinnig geschichtet	
$n_1 = 1150$ Wdg 0,34 CuL	
$n_2 = 105$ Wdg 1,1 CuL	
Gr: B 30 C2200	

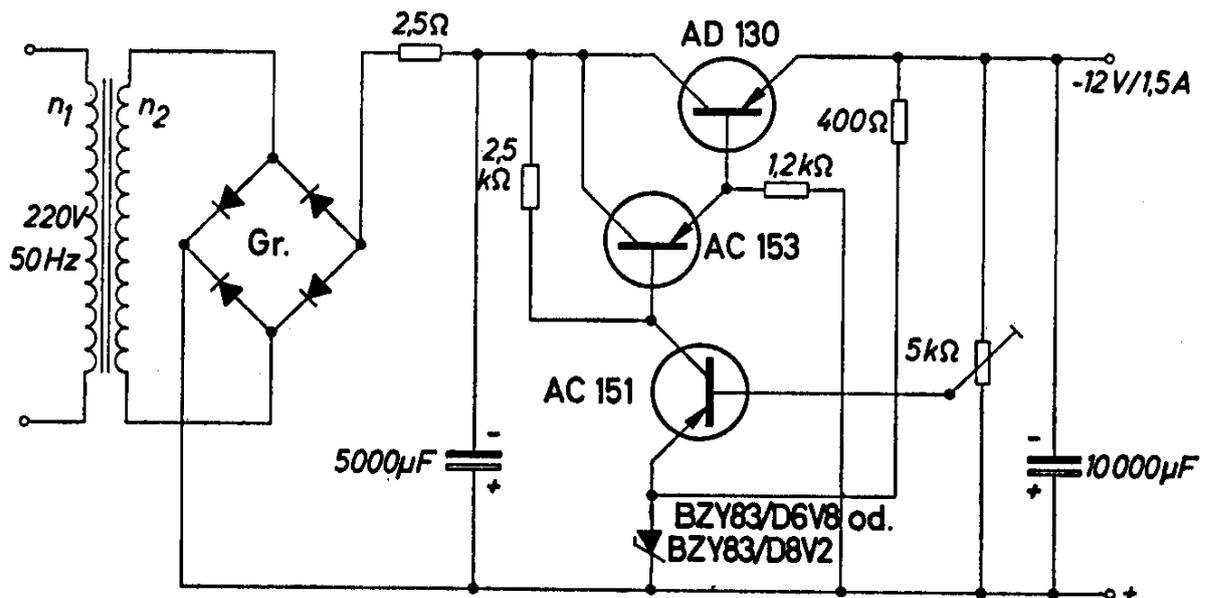


Bild 11.6

11.6 Spannungskonstantgerät 110 V, 2,5 A

In Netzgeräten, in denen Leistungstransistoren als regelbare Vorwiderstände betrieben werden, treten an diesen Transistoren hohe Verlustleistungen auf. Man kann die Gesamtverlustleistung auf mehrere Transistoren aufteilen, indem man Leistungstransistoren parallel oder hintereinanderschaltet. Es muß dabei darauf geachtet werden, daß immer alle Transistoren gleichmäßig belastet werden, weil nur so eine

optimale Ausnutzung des Leistungsteils möglich ist. Bei der Parallelschaltung erfolgt die Symmetrierung üblicherweise durch Gegenkopplungswiderstände im Emitter eines jeden Transistors. Damit wird erreicht, daß durch alle Transistoren immer ein gleich großer Kollektorstrom fließt. Bei der Hintereinanderschaltung von Transistoren erfolgt die gleichmäßige Aufteilung der Verlustleistung durch eine Aufteilung der Spannung. Der Strom ist ja naturgemäß bei allen hintereinandergeschalteten Transistoren gleich. Von den Zerhackern für hohe Spannungen ist eine Symmetrierung der Kollektorspannungen durch Parallelschalten von gleichen Widerständen und Kondensatoren zur Kollektor-Emitter-Strecke eines jeden Transistors bekannt. Dort muß jedoch die Kollektorspannung gleichmäßig aufgeteilt werden, während der Transistor gesperrt ist, wenn er also sehr hochohmig ist. Die Symmetrierung kann deshalb mit sehr hohen Widerstandswerten oder kleinen Kapazitäten erfolgen. Anders sieht die Sache bei geregelten Netzgeräten aus. Dort sind die Transistoren nie vollständig gesperrt, weil selbst bei Leerlauf am Ausgang über die Leistungstransistoren noch immer zumindest der Strom für die Zenerdiode zur Gewinnung der Vergleichsspannung fließt. Man muß sich deshalb hier eine andere Lösung für eine gleichmäßige Spannungsaufteilung überlegen. Eine solche zeigt die Schaltung im Bild 11.7. An der Basis des Transistors T_2 liegt immer eine Spannung, die halb so groß ist wie die Gesamtspannung an den Kollektor-Emitter-Strecken beider Transistoren. Für die Durchsteuerung des Transistors T_2 ist eine Basis-Emitter-Spannung von nur etwa 0,2 bis 0,5 V erforderlich. Sein Emitter hat also immer etwa gleiches Potential wie seine Basis. Damit ergibt sich automatisch eine gleichmäßige Spannungsaufteilung. Diese Schaltung hat auch noch den Vorteil, daß nur an der Basis eines einzigen Transistors gesteuert werden muß. Selbstverständlich können auf diese Weise eine beliebige Anzahl von Transistoren hintereinandergeschaltet werden.

Kleine Differenzen ergeben sich in der Spannungsaufteilung, weil durch einzelne Glieder des Spannungsteilers noch zusätzlich Basisströme für die Transistoren fließen. In der Schaltung nach Bild 11.7 fließt z. B. durch den Widerstand R_1 der Basisstrom für den Transistor T_2 . Der erforderliche Basisstrom und damit die Unsymmetrie kann durch Vorschalten eines Transistors verkleinert werden (Bild 11.8). Eine unsymmetrische Auslegung des Spannungsteilers schafft keine Abhilfe, weil der Basisstrom für den Transistor T_2 keinen konstanten Wert hat, sondern von der Größe des Kollektorstromes durch beide Transistoren abhängt.

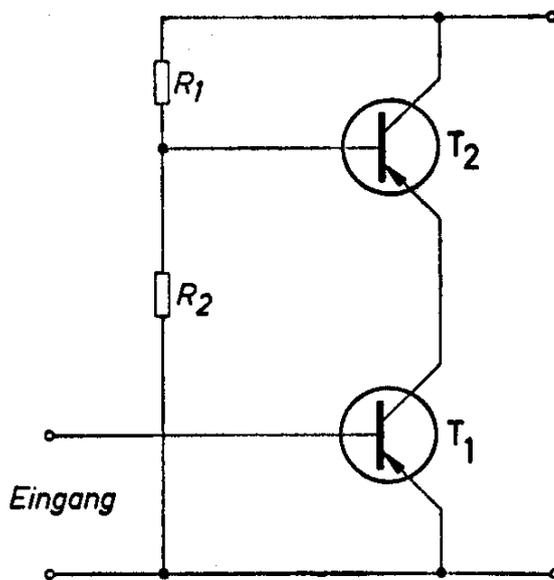


Bild 11.7

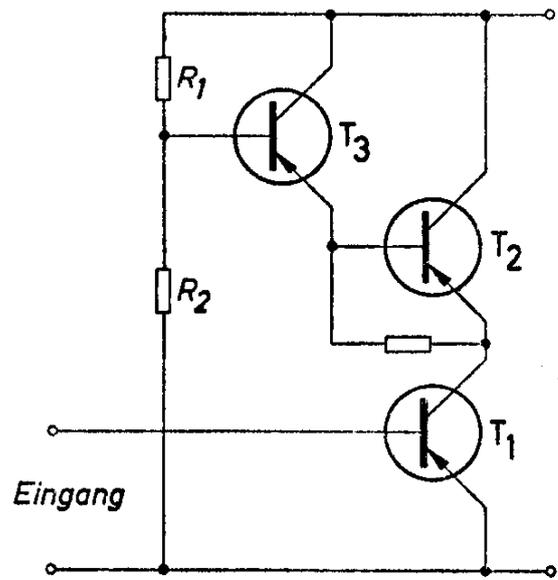


Bild 11.8

Das Bild 11.9 zeigt eine nach dem oben beschriebenen Prinzip ausgeführte Schaltung eines Leistungsteils für ein geregeltes Netzgerät für 110 V, 2,5 A. Bereits bei der Treiberstufe mit den Transistoren T_1 und T_2 ist die Spannungaufteilung in dieser Form vorgenommen. Der Transistor T_3 verstärkt den Basisstrom für die Transistoren T_4 , T_5 und T_6 und verringert dadurch den zusätzlichen Strom durch eine Hälfte des Spannungsteilers, der zur Unsymmetrie führt. Wegen der hohen Ausgangsleistung sind 3×2 Transistoren hintereinandergeschaltet.

Die Steuerschaltung und die Netzversorgung zeigt das Bild 11.10. Die zugehörigen Anschlüsse sind durch gleiche Ziffern gekennzeichnet.

Technische Daten

Betriebsspannung	220 V, 50 Hz
Ausgangsspannung	110 V
Maximaler Laststrom	2,5 A

Transformator

EI 150 a, Dyn.-Bl. III/0,5, wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 650 \text{ Wdg}$ 1,0 CuL

$n_2 = 460 \text{ Wdg}$ 1,2 CuL

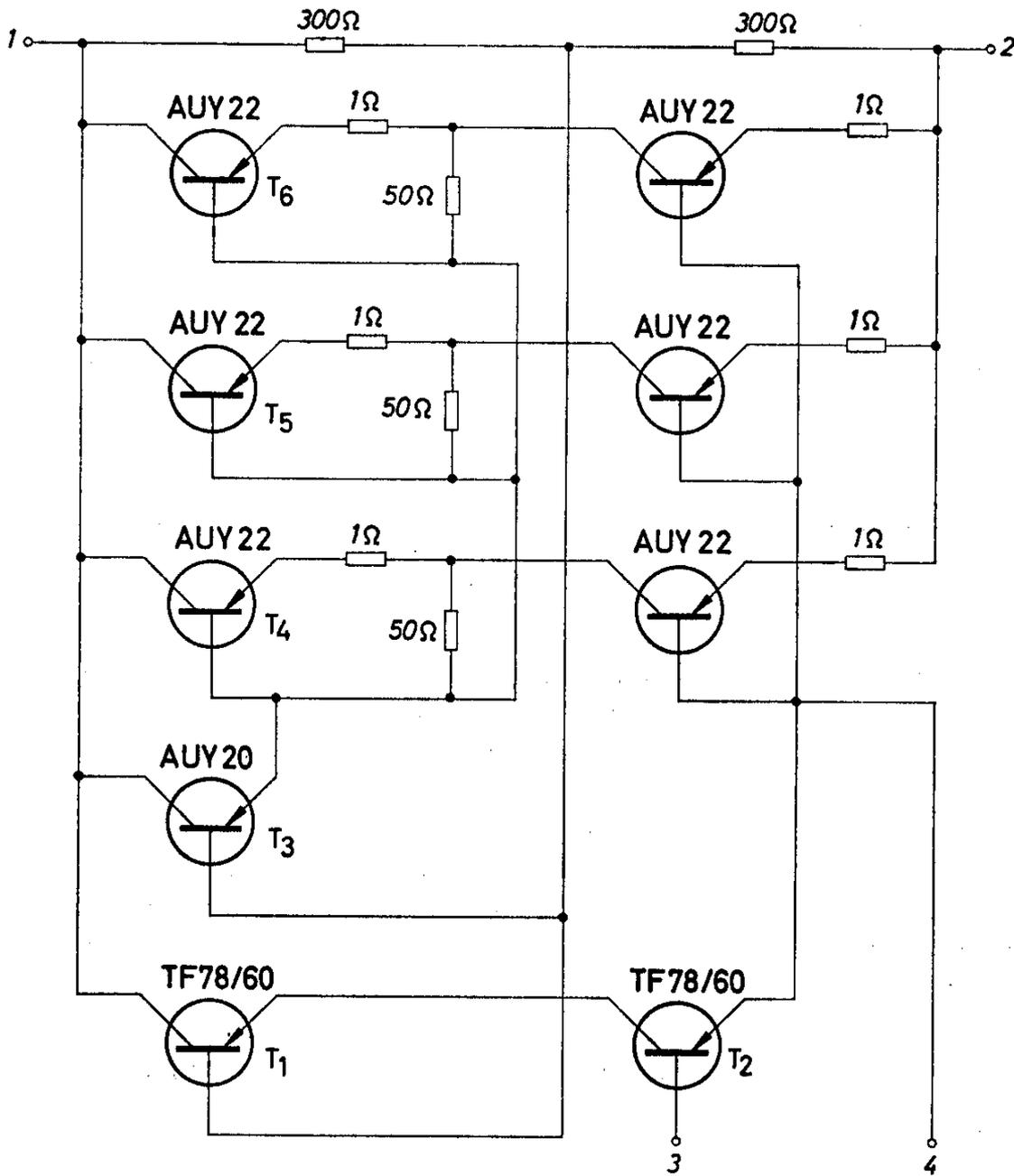


Bild 11.9

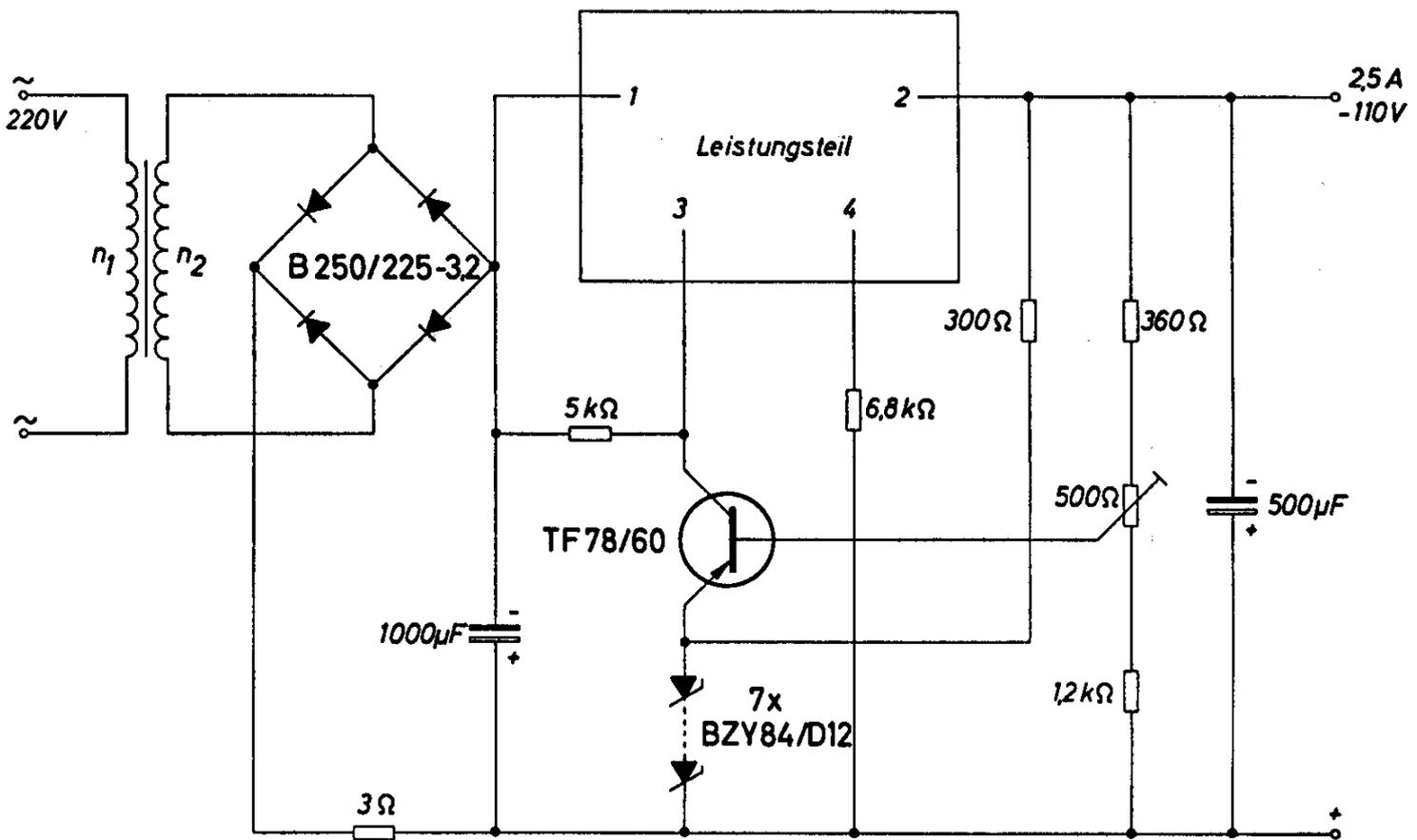


Bild 11.10

11.7 Netzgerät mit Parallelregelung

Bei Netzgeräten mit Parallelregelung wird der Regeltransistor parallel zur Last geschaltet. Durch eine Steueranordnung wird der Widerstand des Regeltransistors so verändert, daß der gesamte Speisestrom immer konstant bleibt. Diese Anordnung ist absolut kurzschlußsicher. Der Kurzschlußstrom wird durch den Vorwiderstand R_1 (Bild 11.11) begrenzt und ist um so kleiner, je größer das Verhältnis zwischen Speisespannung und Ausgangsspannung ist, weil mit diesem Verhältnis auch der Wert des Vorwiderstandes höher wird. Diese Anordnung hat nur den Nachteil, daß der elektrische Wirkungsgrad schlecht ist. Die Stromquelle muß immer die maximale Energie abgeben.

Der Aufbau des Regelgerätes ist jedoch sehr einfach. Die Ausgangsspannung des Netzgerätes nach Bild 11.11 ist gleich der Summe aus der Zenerspannung der Zenerdiode D_1 und der Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_1 . Steigt die Ausgangsspannung z. B. wegen einer Verringerung der Last an, so wird der Strom durch die Zenerdiode und damit der Basisstrom des Transistors T_1 größer. Die

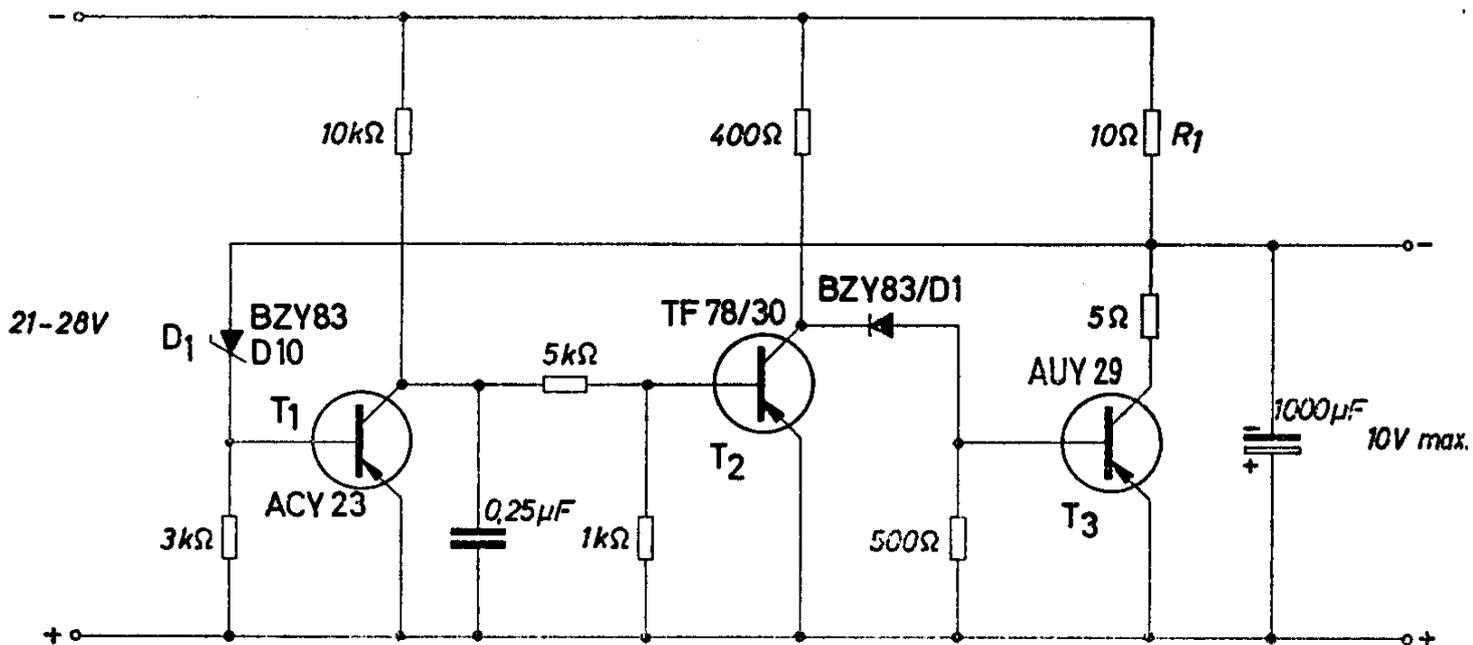


Bild 11.11

Basisspannung am Transistor T_2 wird kleiner und die Basisspannung am Transistor T_3 wird größer. Der Widerstand der Kollektor-Emitter-Strecke des Regeltransistors T_3 wird kleiner, und der Anteil des Kollektorstromes dieses Transistors am Gesamtstrom steigt. Dadurch bleiben Laststrom und Ausgangsspannung konstant. Zur Verringerung der Verlustleistung am Transistor T_3 ist in dessen Kollektorkreis ein Widerstand von $5\ \Omega$ eingeschaltet. Die in Durchlaßrichtung betriebene Siliziumdiode im Basiskreis des Transistors T_3 bewirkt, daß bei Nennlast (maximale Last, bei der die Spannung noch konstant ist) dieser Transistor vollständig gesperrt ist. Der Transistor T_2 ist dann bis zur Restspannung durchgesteuert. Da die Restspannung dieses Transistors kleiner ist als die Schwellenspannung der Siliziumdiode, erhält der Transistor T_3 keinen Basisstrom.

Steigt der Laststrom über den Nennwert an, so sinkt die Ausgangsspannung.

Technische Daten

Speisespannung	21 bis 28 V
Ausgangsspannung	10 V
Nennwert des Laststromes	1 A
Ausgangswiderstand	$10\ \Omega$ bis ∞
Kurzschlußstrom	2,1 bis 2,8 A

11.8 Spannungskonstantgerät mit Zweipunktregelung 12 V, 2 A

Mit einem impulsgetasteten Spannungskonstantgerät kann man bei verhältnismäßig kleiner Verlustleistung am Regelglied große Ausgangsleistungen erzielen. Es wird dabei ein Kondensator durch Impulse aufgeladen, deren Breite oder deren Folgefrequenz von der Belastung abhängig sind. Man spart dabei an Aufwand für den Leistungsteil und erreicht höhere Wirkungsgrade. Es ist allerdings ein größerer Aufwand an Siebmitteln am Ausgang erforderlich als bei den kontinuierlich geregelten Netzgeräten.

Im Bild 11.12 ist die Schaltung eines impulseregelten Spannungskonstantgerätes für 12 V, 2 A angegeben. Man erkennt sofort den geringen Aufwand. Überschreitet die Spannung am Ausgang, also am Kondensator C_1 , einen bestimmten Wert, so wird die Zenerspannung der Diode D_1 überschritten, und der Transistor T_1 erhält Basisstrom, der ihn durchschaltet. Dadurch wird der Eingang des Transistors T_2 kurzgeschlossen, wodurch dieser Transistor und der npn-Transistor T_3 gesperrt werden. Die während der Stromflußzeit des Transistors T_3 in der Drossel D_r gespeicherte Energie entlädt sich nun an den über die Diode D_2 parallelgeschalteten Kondensator C_1 . Diese zurückgewonnene Energie entspricht derjenigen, welche in den kontinuierlich geregelten Netzgeräten an den Leistungstransistoren als Verlustleistung bleibt. Sobald die Spannung am Kondensator C_1 durch Entladung über die Last so weit abgesunken ist, daß die Zenerdiode D_1 sperrt, wird auch der Transistor T_1 gesperrt, und die Transistoren T_2 und T_3 werden durchgeschaltet. Nun erfolgt die Nachladung des Kondensators C_1 über den Transistor T_3 und die Drossel D_r , bis am Kondensator wieder die Zenerspannung der Diode D_1 erreicht wird und der beschriebene Vorgang von neuem beginnt. Der Ladestrom hat einen Maximalwert von 5 A. Um einen günstigen Wirkungsgrad zu erzielen, ist vor allem darauf zu achten, daß die Transistoren schnell ganz durchschalten. Dazu dient die Rückkopplung über den Widerstand R_1 an die Basis des Transistors T_2 . Mit dem Potentiometer R_2 kann die Empfindlichkeit eingestellt werden. Voraussetzung für ein einwandfreies Funktionieren der Schaltung ist eine bestimmte Spannungsänderung am Kondensator C_1 . Die Ausgangsspannung ist an dieser Stelle also nicht brummfrei. Falls dies stört, muß sie durch nachfolgende Siebglieder geglättet werden. Im Beispiel nach Bild 11.2 hat am Kondensator die Brummspannung den Wert von 200 mV_{SS} . Die Höhe der Brummspannung ist auch vom Verhältnis des Energieinhalts der Drossel D_r zur Speicherkapazität des Kondensators C_1 abhängig. Ist der Energieinhalt der Drossel groß gegen die Speicher-

kapazität des Kondensators, so bewirkt die Entladung der Induktivität eine Spannungsüberhöhung am Kondensator. Eine zu kleine Drossel hat aber wieder eine Erhöhung der Schalzhäufigkeit zur Folge, weil die Entladung des Kondensators C_1 über die Last schneller vor sich geht. Dies erhöht die Umschaltverluste an den Transistoren. Man wird von Fall zu Fall überlegen müssen, welche Spannungsüberhöhung am Kondensator zugelassen werden kann. In diesem Beispiel beträgt sie etwa 50 mV. Dieser Wert ist in der mit 200 mV_{SS} angegebenen Brummspannung enthalten.

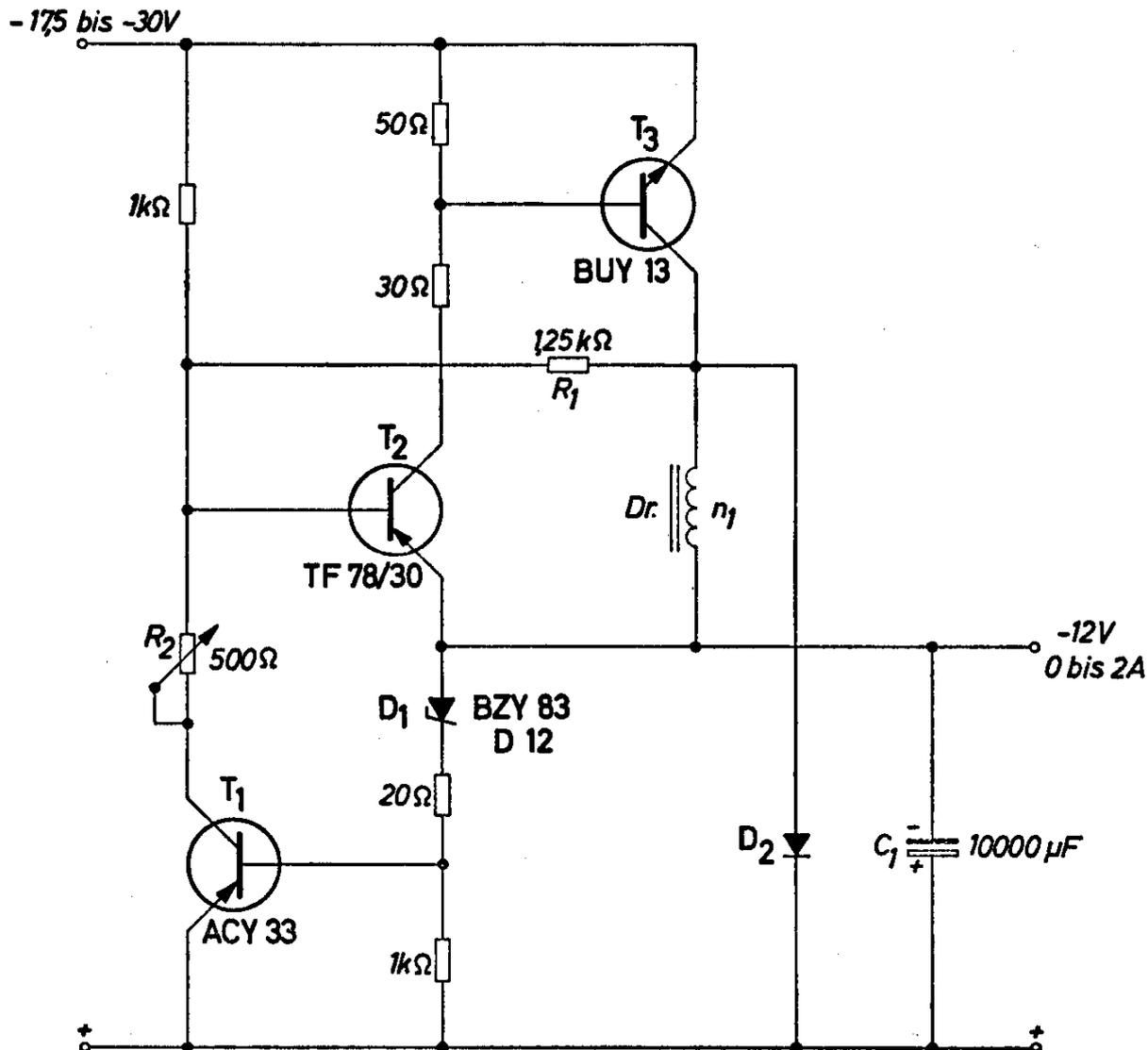


Bild 11.12

Technische Daten

Betriebsspannung 17,5 bis 30 V

Ausgangsspannung 12V

Laststrom 0 bis 2 A

Durchschnittlicher Wirkungsgrad

(abhängig von Eingangsspannung und Laststrom) 80%

Drossel Dr: M 65/27, Dyn.-Bl. IV/0,35, 0,5 L., gleichsinnig geschichtet
 $n_1 = 4 \times 50 \text{ Wdg}$ 1,0 CuL parallelD₂: Germanium-Flächendiode oder Selengleichrichter**11.9 Spannungskonstantgerät mit Zweipunktregelung 15 V, 7 A**

Das Bild 11.13 zeigt eine nach dem im vorhergehenden Kapitel beschriebenen Prinzip arbeitende Schaltung für noch höhere Leistung. Es werden hier aber in den Vorstufen npn- und in den Leistungsstufen pnp-Transistoren verwendet. Der maximal zulässige Laststrom

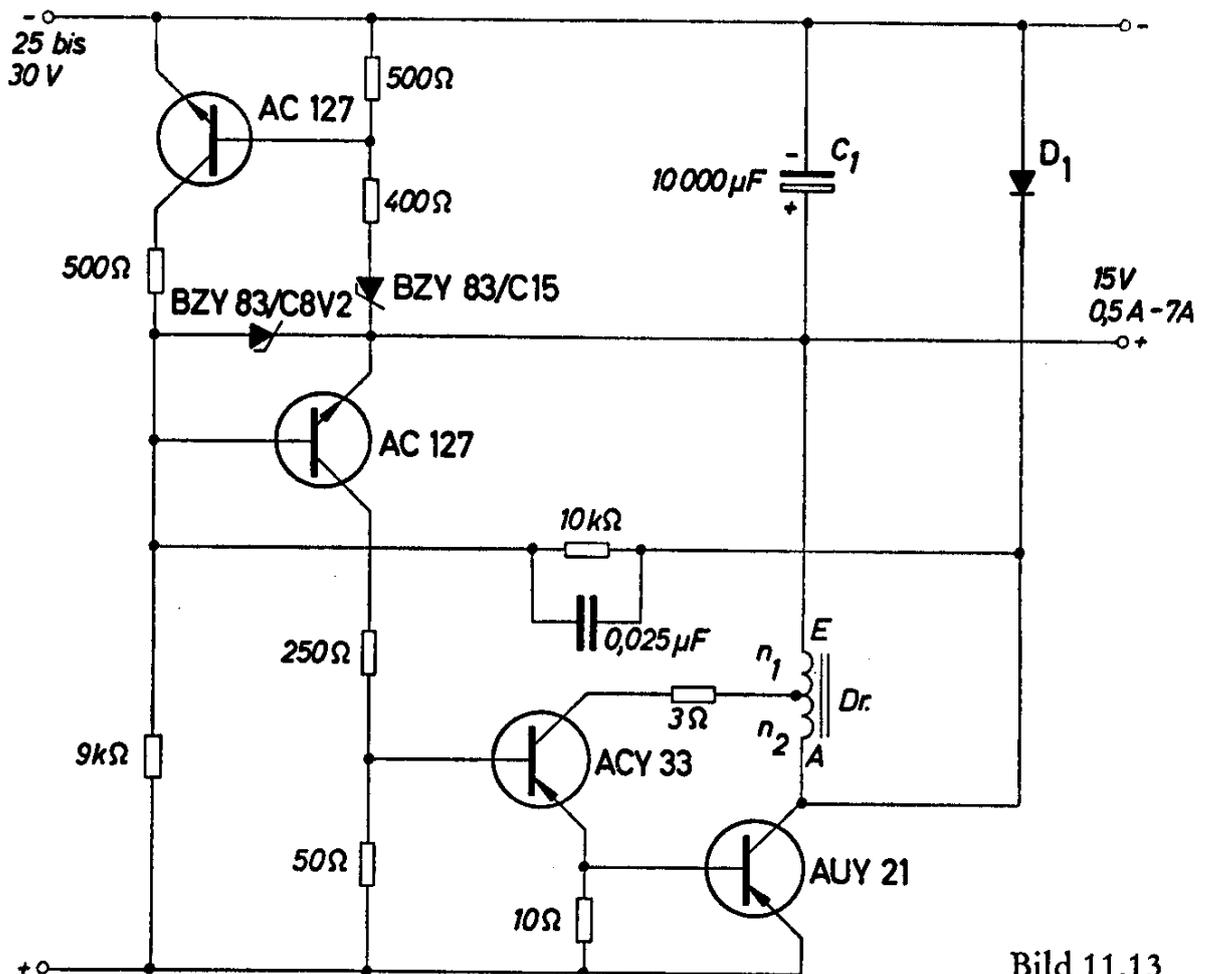


Bild 11.13

ist 7 A. Sinkt der Laststrom nicht unter 0,5 A, so bleibt die Brummspannung am Kondensator C_1 unter 250 mV. Es besteht aber keine Gefahr für die Schaltung, wenn die Last abgetrennt wird.

Technische Daten

Betriebsspannung 25 bis 30 V

Ausgangsspannung 15 V

Laststrom 0,5 bis 7 A

Durchschnittlicher Wirkungsgrad

(abhängig von Eingangsspannung und Laststrom) 85%

Drossel Dr: M 55/20 Dyn.-Bl. IV/0,35, 0,5 L., gleichsinnig geschichtet

$n_1 = 29$ Wdg 2,0 CuL

$n_2 = 6$ Wdg 2,0 CuL

D_1 : Germanium-Flächendiode oder Selengleichrichter

12. HF-Schaltungen

Mit den modernen Diffusionstransistoren aus Germanium und Silizium können Verstärker und Oszillatoren für hohe Frequenzen und verhältnismäßig große Ausgangsleistung hergestellt werden. Während sich die Germaniumtransistoren vor allem für die Verwendung bei sehr hohen Frequenzen eignen, sind Siliziumtransistoren dort von Vorteil, wo höhere Leistungen gewünscht werden.

12.1 Stabilisierung des Arbeitspunktes von HF-Transistoren

Bei der Entwicklung und Herstellung von Hochfrequenztransistoren wird besonderes Gewicht gelegt auf die Qualität der Hochfrequenzparameter. Dies kann z. B. dazu führen, daß die Gleichstromverstärkung dieser Transistoren von Exemplar zu Exemplar stark streut oder überhaupt kleine Werte aufweist.

Die Gleichstromverstärkung der Transistoren ist interessant bei der Einstellung bzw. Stabilisierung des Arbeitspunktes. Man ist zunächst versucht, bei Transistoren mit einer hohen statischen Stromverstärkung einen sehr hochohmigen Basis-Spannungsteiler vorzusehen.

Dies ist jedoch aus zwei Gründen nicht vorteilhaft. Die Streuung der Stromverstärkungen führt in der Serie zu unterschiedlichen Arbeitspunkten, und außerdem ändert sich die Lage des Arbeitspunktes mit der Temperatur.

Das Bild 12.1 zeigt die Änderung des Kollektorstromes bei einem Spannungsteiler, wie er für Transistoren mit einer Stromverstärkung von $B = 100$ geeignet wäre. Man sieht sehr deutlich, daß der bei einer Temperatur von $20\text{ }^{\circ}\text{C}$ eingestellte Arbeitspunktstrom von 1 mA mit der Temperatur sehr stark ansteigt. Bei den Transistoren mit einer kleineren Stromverstärkung ($B = 20$ und $B = 10$) ist bei $20\text{ }^{\circ}\text{C}$ der Kollektorstrom natürlich kleiner, steigt aber ebenfalls zu stark an. Wie aus dem gleichfalls im Bild 12.1 eingetragenen Verlauf der Basisströme hervorgeht, ändert der im Basiskreis gemessene Strom bei höherer Temperatur seine Richtung. Die Widerstände R_1, R_2, R_3 und der Sperrwiderstand der Kollektor-Basis-Diode bilden eine Brücke, in deren Nullzweig der Basisstrom fließt. Der Sperrwiderstand der Diode wird bei steigender Temperatur kleiner, wodurch sich das Brückengleichgewicht verschiebt. Sobald der Sperrstrom über die Kollektor-Basis-Diode größer wird als der Basis-Emitter-Strom, ändert der resultierende Basisstrom seine Richtung.

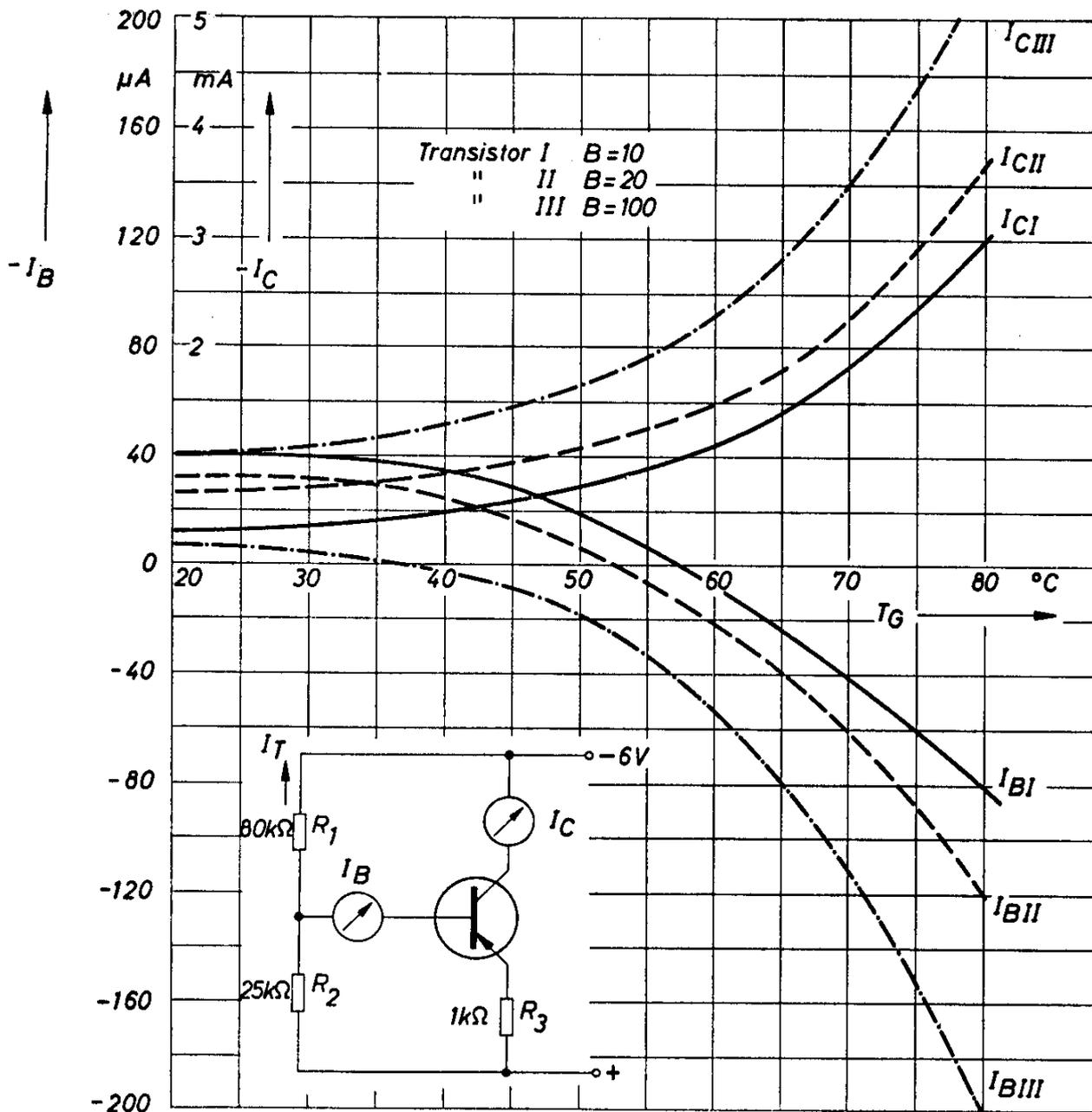


Bild 12.1

Das Bild 12.2 zeigt die gleichen Kurven für einen Basis-Spannungsteiler, der für Transistoren mit einer statischen Stromverstärkung von $B = 10$ geeignet ist. Der Kollektorstrom bei einer Temperatur von 20° C unterscheidet sich nur geringfügig zwischen den 3 Exemplaren mit einer Stromverstärkung von 10, 20 und 100. Die geringe verbleibende Änderung ist darauf zurückzuführen, daß bei einem niederohmigen Spannungsteiler die Steilheit der Transistoren für die Arbeitspunkteinstellung wirksam wird. Die Basisspannung (Steilheit) der Transistoren ist nur geringen Exemplarstreuungen unterworfen.

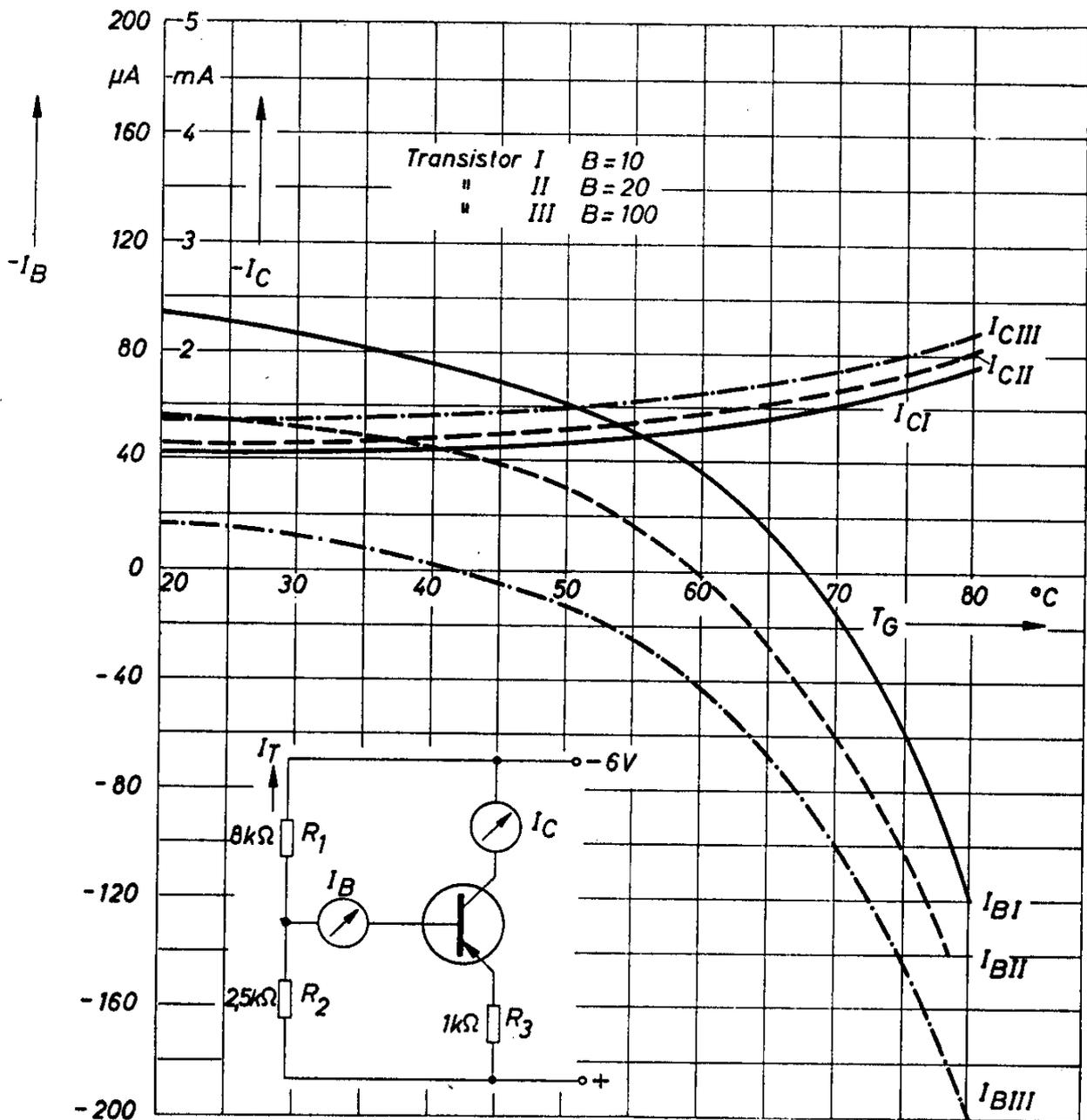


Bild 12.2

Der Anstieg des Kollektorstromes mit der Temperatur ist klein. Der Sperrstrom der Kollektor-Basis-Diode wird über den niederohmigen Widerstand zwischen Basis und Emitter abgeleitet und beeinflusst die Arbeitspunkteinstellung nur mehr in geringem Maß. Bei dem hochohmigen Spannungsteiler nach Bild 12.1 wird mit der Temperatur die Basisspannung höher, was zu einer unerwünschten Vergrößerung des Kollektorstromes führt. Die Folge ist, daß sich die HF-Parameter und -Eigenschaften zu stark ändern und sich Schwierigkeiten in der Schaltung ergeben.

Abstimmung erfolgt durch den Drehkondensator. Während der Justierarbeiten am Schwingkreis oder an der Antenne soll der Kollektorstrom noch klein gehalten werden (einstellbar mit dem Trimmer von 500 Ω), um eine thermische Überlastung des Transistors bei ungünstiger Anpassung zu vermeiden.

Technische Daten

Batteriespannung	15 V
Batteriestrom	30 mA
Ausgangsleistung	120 mW
Schwingfrequenz	27 MHz
Wirkungsgrad	27 %

Induktivitäten:

Dr. 1 = Dr. 2:

Siferrit-Zylinderkern B 61110 U 17 A 6 \times 15
40 Wdg 0,2 CuL

L:

Stiefelkörper mit Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 H 17,3
13 Wdg 1,0 Cu versilbert mit Abgriffen in der Mitte
und bei 6 Wdg vom Kollektoranschluß gezählt

12.3 Quarzoszillatoren mit Transistoren

Schwingquarze sind infolge ihrer Charakteristik sehr geeignet für die Frequenzstabilisierung von Transistoroszillatoren. Das Bild 12.4 zeigt das Ersatzschaltbild eines Schwingquarzes. Man sieht daraus, daß sich der Schwingkreis wie ein Serienresonanzkreis mit der Resonanzfrequenz f_s verhält:

$$f_s = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}}$$

Die Kapazität C_H ist die Kapazität der Quarzhalterung. Sie hat viel höhere Werte als die Eigenkapazität C des Quarzes ($C_H \approx 10$ bis 20 pF, $C \approx 0,22$ pF). Durch diese Kapazität C_H entsteht eine zweite Resonanzstelle mit Parallelresonanzcharakter.

$$f_p = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L \frac{C \cdot C_H}{C + C_H}}}$$

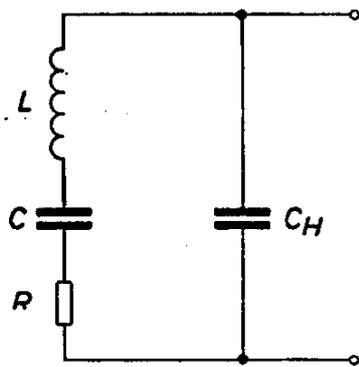


Bild 12.4

Für den Parallelschwingkreis sind also die beiden Kapazitäten hintereinandergeschaltet. Weil die Kapazität C_H viel größer ist als die Kapazität C , ist für die Gesamtkapazität der Reihenschaltung vorwiegend die Größe von C maßgebend. Die Resonanzfrequenz f_s und f_p werden sich nur gering unterscheiden. Bild 12.5 zeigt den charakteristischen Impedanzverlauf eines Schwingquarzes über die Frequenz.

Am einfachsten wird die Parallelresonanz eines Quarzes in Dreipunktschaltung erregt (Colpittsoszillator, Bild 12.6). Die Kapazität der Kondensatoren C_1 hängt von der Schwingfrequenz ab. Sie beträgt für $f = 100$ kHz etwa $C_1 = 2$ nF, für $f = 1$ MHz $C_1 = 200$ pF. Bei Frequenzen von 10 MHz und höher können diese Kondensatoren entfallen. Mit dem Trimmer T kann die Schwingfrequenz um etwa 1‰ verändert werden. Wenn dieser Abgleich nicht erforderlich ist, kann der Quarz unmittelbar zwischen Basis und Kollektor

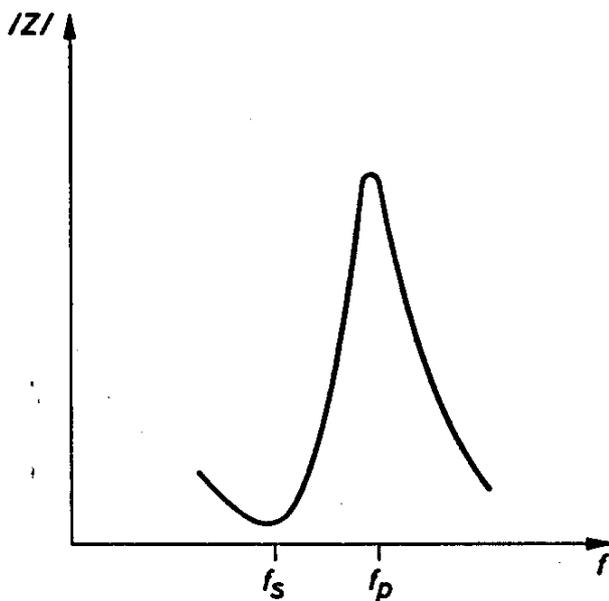


Bild 12.5

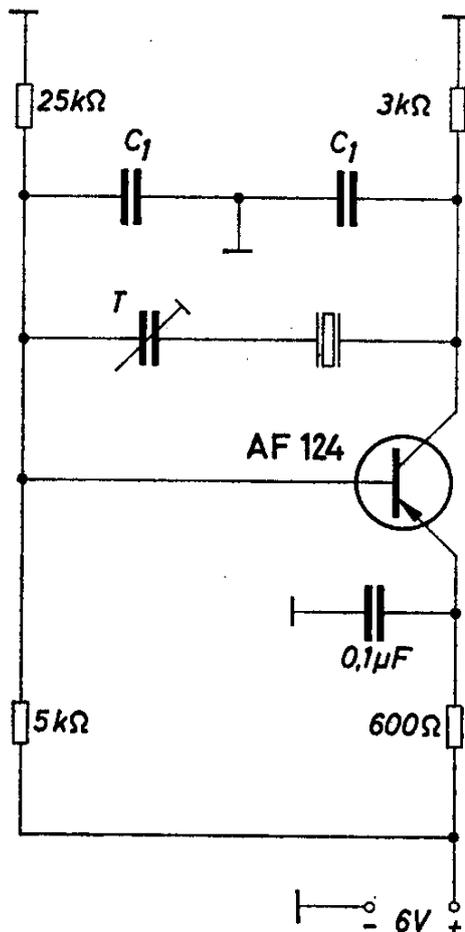


Bild 12.6

des Transistors geschaltet werden. Die Schaltung nach Bild 12.6 hat den Nachteil, daß bei ungünstiger Dimensionierung der Kondensatoren C_1 unerwünschte Oberwellen des Quarzes erregt werden können. Wenn der Kollektorwiderstand durch einen Schwingkreis ersetzt wird, kann die Schaltung nur mit einer Frequenz schwingen, die nahe der Resonanzfrequenz des Schwingkreises liegt. Eine entsprechende Schaltung zeigt das Bild 12.7. Mit der veränderlichen Induktivität L_1 läßt sich die Schwingfrequenz nur wenig beeinflussen, mit ihr kann nur die Schwingstabilität eingestellt werden. Für eine genaue Frequenzeinstellung ist wieder der Trimmer in Serie zum Quarz erforderlich. Die Auskoppelstufe liefert eine Ausgangsspannung von 0,3 bis 0,6 V an einem Widerstand von 60 Ω . Ihre Basisvorspannung wird am Emitterwiderstand des Oszillators abgegriffen.

Für die verschiedenen Frequenzen haben die Bauteile der Schaltung nach Bild 12.7 folgende Werte:

Quarz Q	100 kHz	1 MHz	10 MHz	50 MHz
T ₁	ACY 23	AF 127	AF 127	AF 124
T ₂	ASY 70	AFY 11	AFY 11	AFY 11
n ₁ /n ₂ (ü)	10	10	10	5
L ₁	250 µH	42 µH	1 µH	0,2 µH
C ₁	10 nF Styr.	600 pF Styr.	250 pF Styr.	50 pF Styr.
C ₂	0,25 µF MKL	25 nF Keram.	10 nF Keram.	10 nF Keram.

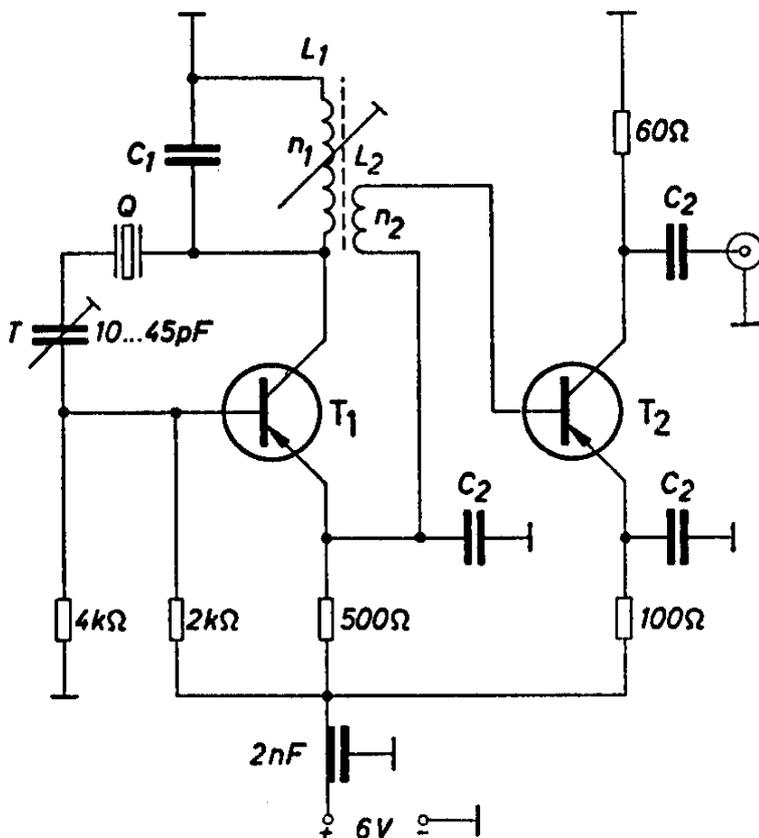


Bild 12.7

Oszillatoren in Basisschaltung lassen sich vorteilhaft durch die niederohmige Serienresonanz eines Quarzes steuern. Es wird dabei der Emitterkondensator durch den Quarz ersetzt (Bild 12.8).

Die Resonanzfrequenz von Quarzen ist temperaturabhängig. Deshalb ist ein großer Vorteil, daß die Transistoren selbst kaum Wärme erzeugen, wenn man es nicht überhaupt vorzieht, den Quarz in einen Thermostaten einzubauen. Ein dafür geeigneter Kleinthermostat wurde in einem früheren Kapitel beschrieben.

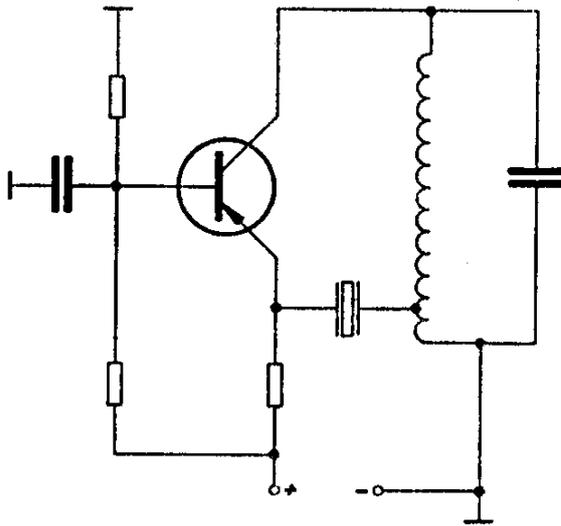


Bild 12.8

12.4 Verstärker für 30 MHz

Mit unseren Germanium- und Silizium-Hochfrequenztransistoren können bei einer Frequenz von 30 MHz im Verstärkerbetrieb die in der folgenden Tabelle zusammengestellten Mittelwerte erreicht werden.

Es bedeuten: U_{Batt} Batteriespannung P_a Ausgangsleistung
 I_{Batt} Batteriestrom P_e Eingangsleistung

Emitterschaltung						
30 MHz		U_{Batt}	I_{Batt}	P_a	P_e	
B-Betrieb		V	mA	mW	mW	Bild
AF	118	30	20	200	5	12.9
AFY	11	12	25	120	5	12.9
		15	27	160	5	
AFY	18	12	40	200	10	12.9
		15	43	250	10	
BFY	12	12	40	240	50	12.9*
		15	43	305	20	
BFY	13	30	62	900	20	12.9*
BSY	58	12	100	630	50	12.9*
		15	110	840	50	

* Bei der Verwendung von npn-Transistoren muß die Batteriespannung umgepolt werden.

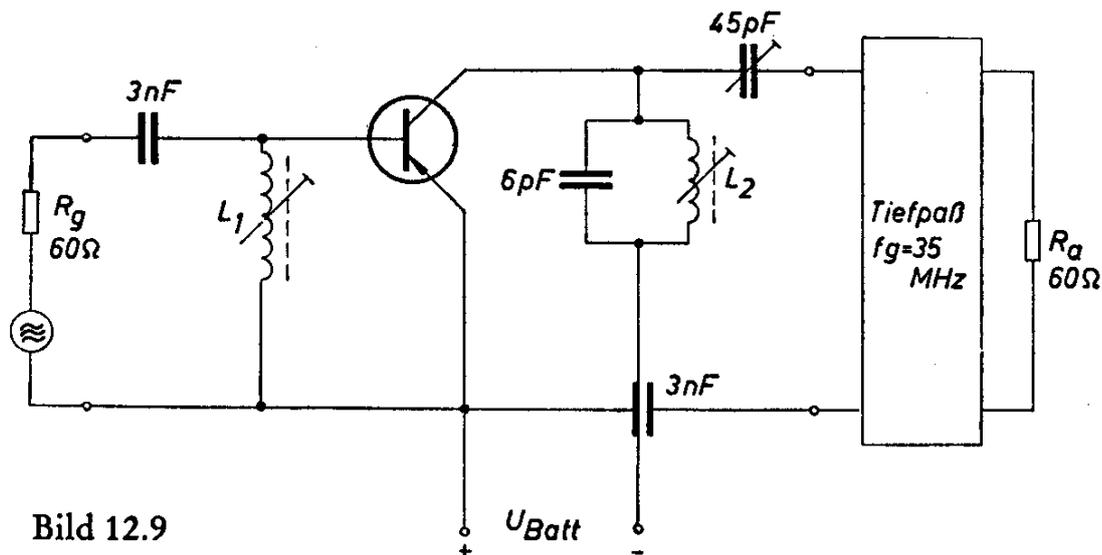


Bild 12.9

Spulendaten der Schaltung nach Bild 12.9

L_1 : Siferrit-Gewindekern

B 63310 U 17 G 17,3

8 Wdg 0,5 CuL (8,5 mm ϕ)

L_2 : Siferrit-Gewindekern

B 63310 U 17 G 17,3

8 Wdg 0,5 CuL (8,5 mm ϕ)

12.5 Verstärker für 120 MHz

Emitterschaltung

120 MHz

B-Betrieb

		U_{Batt} V	I_{Batt} mA	P_a mW	P_e mW	Bild
AF	118	30	14	100	20	12.10
AFY	11	12	20	105	16	12.10
		15	21	140	20	
AFY	18	12	20	120	16	12.10
		15	20	150	16	
BFY	13	30	19	300	60	12.10*
BSY	58	12	50	380	100	12.10*
		15	53	440	100	

* Bei der Verwendung von npn-Transistoren muß die Batteriespannung umgepolt werden.

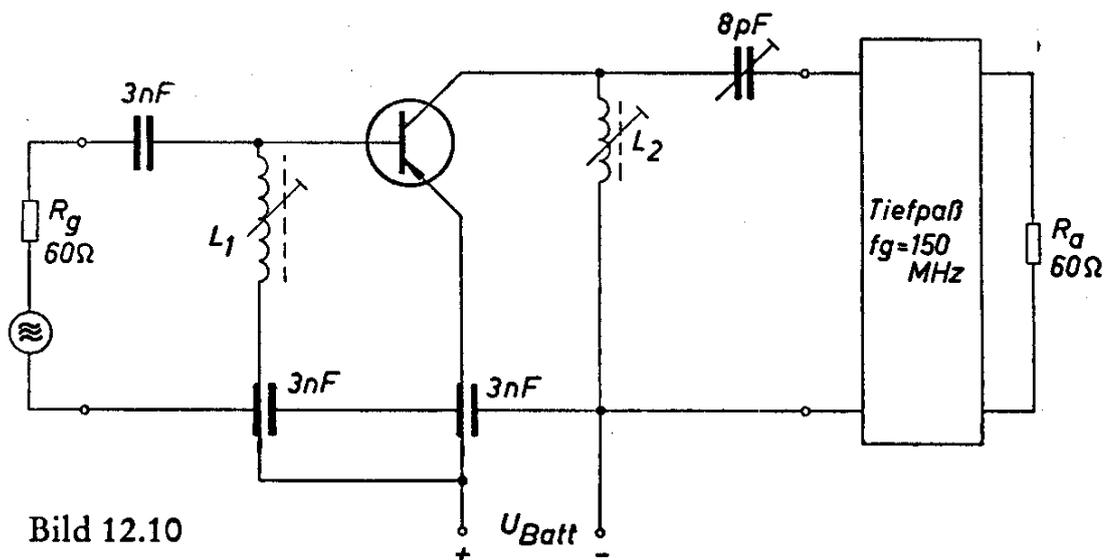


Bild 12.10

Spulendaten der Schaltung nach Bild 12.10

- L_1 : Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 G 17,3
3 Wdg 0,8 Cu versilbert (8,5 mm ϕ)
- L_2 : Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 G 17,3
3 Wdg 0,8 Cu versilbert (8,5 mm ϕ)

Basisschaltung

120 MHz B-Betrieb		U_{Batt} V	I_{Batt} mA	P_a mW	P_e mW	Bild
AF	118	30	11	90	4	12.11
AFY	11	12	19	100	8.5	12.11
		15	20	130	8.5	
AFY	18	12	20	120	5	12.11
		15	20	150	5	
BFY	12	12	30	150	60	12.11*
		15	35	180	60	
BFY	13	30	35	340	60	12.11*

* Bei der Verwendung von npn-Transistoren muß die Batteriespannung umgepolt werden.

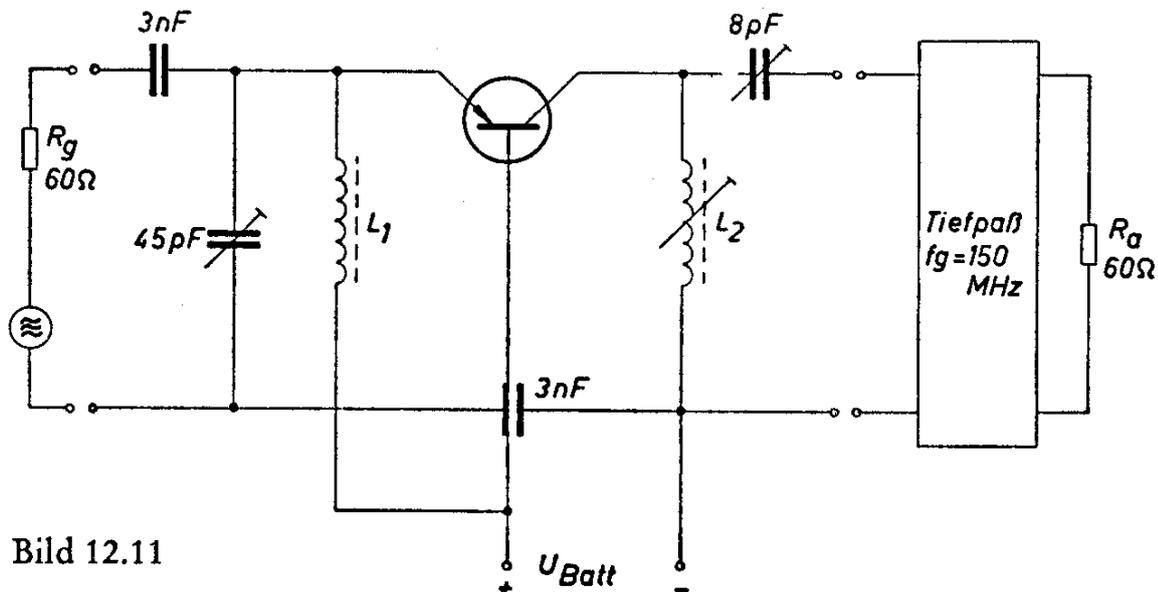


Bild 12.11

Spulendaten der Schaltung nach Bild 12.11

L_1 : Siferrit-Zylinderkern B 61110 K 12 $3,45 \times 17$
30 Wdg 0,1 CuL

L_2 : Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 G 17,3
4 Wdg 0,8 Cu versilbert (8,5 mm ϕ)

12.6 Verstärker für 200 MHz

Basisschaltung 200 MHz	U_{Batt} V	I_{Batt} mA	P_a mW	P_c mW	Bild
AFY 18 C-Betrieb	15	17	100	4	12.12
BSY 34 C-Betrieb	22	38,5	180	60	12.13
BSY 34 A-Betrieb	25	36	170	40	12.14

In den Schaltungen Bild 12.12, 12.13 und 12.14 werden durchweg Luftspulen verwendet. Bei allen in den Tabellen angegebenen Beispielen ist für eine ausreichende Abführung der Verlustwärme der Transistoren zu sorgen.

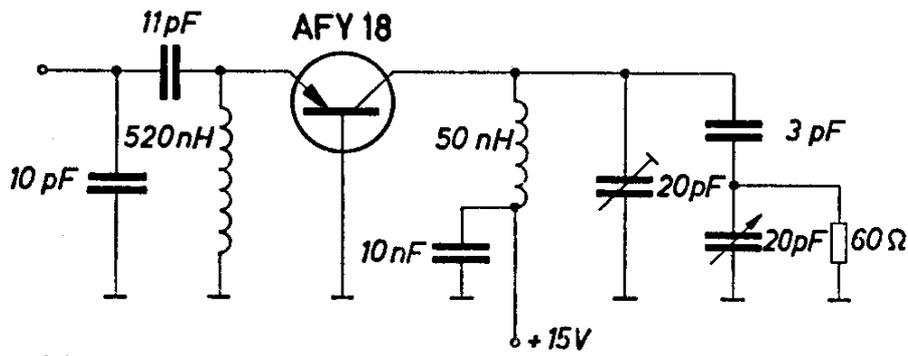


Bild 12.12

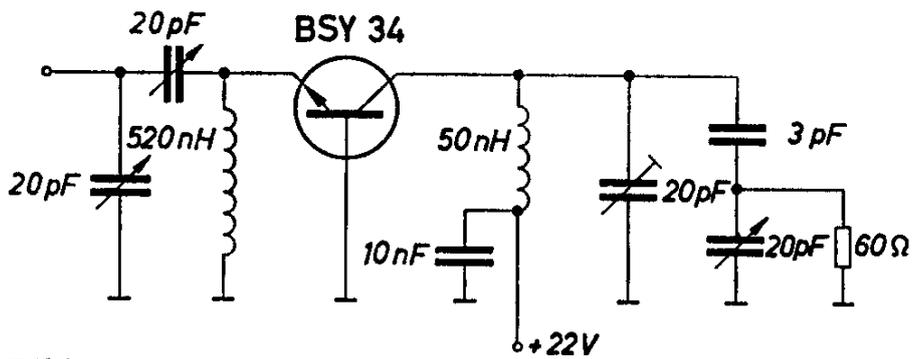


Bild 12.13

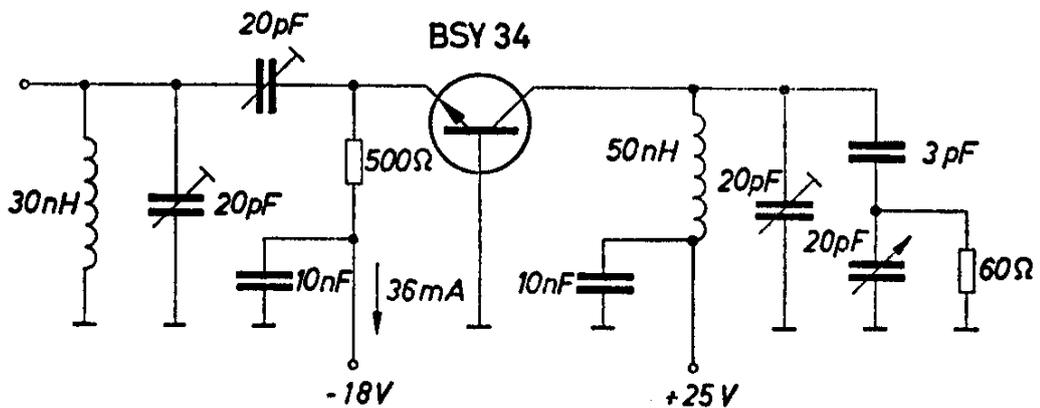


Bild 12.14

12.7 Verstärker für 10 MHz, 3 W

Mit dem Transistor BSY 34 kann bei einer Frequenz von 10 MHz eine Ausgangsleistung von 3 W erzielt werden. Die Schaltung zeigt das Bild 12.15

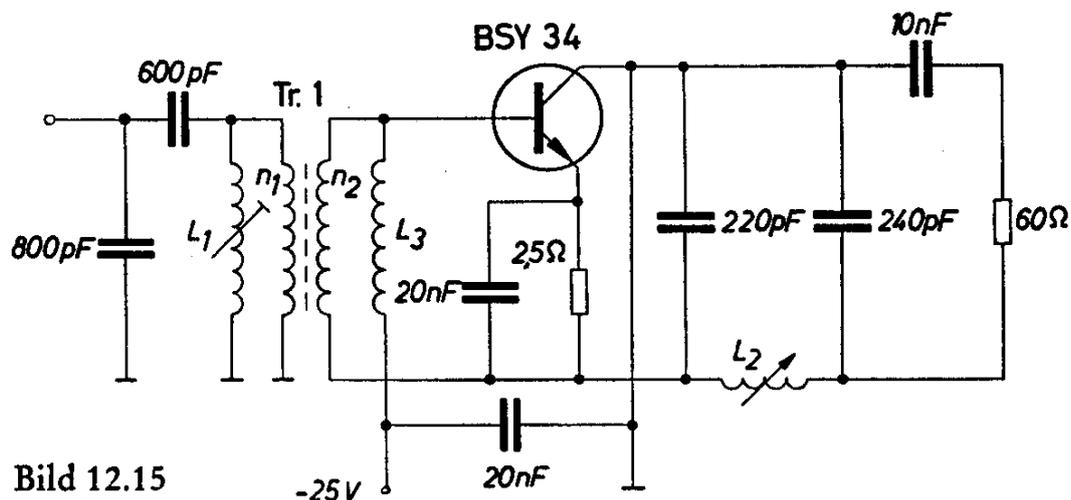


Bild 12.15

Technische Daten

Tr. 1: Siferrit-Schalenkern B 65561 K 12 A 25

$$n_1 = 30 \text{ Wdg } 0,15 \text{ CuL } (22 \text{ } \mu\text{H})$$

$$n_2 = 8 \text{ Wdg } 0,2 \text{ CuL } (1,75 \text{ } \mu\text{H})$$

L_1 : Siferrit-Gewindekern B 63310 K 12 D 13,3

$$L \approx 1 \text{ } \mu\text{H}$$

L_2 : Siferrit-Gewindekern B 63310 K 12 D 13,3

$$L \approx 1 \text{ } \mu\text{H}$$

L_3 : 20 μH

Betriebsspannung 25 V

Arbeitspunkt C-Betrieb

Ausgangsleistung 3 W

Frequenz 10 MHz

Wirkungsgrad 55 %

Leistungsverstärkung 12 dB

Für eine gute Abführung der Verlustwärme des Transistors ist zu sorgen.

12.8 Gegentaktverstärker für 40 MHz

Am Eingang des Verstärkers nach Bild 12.16 wurde ein π -Glied verwendet, um bei einer Änderung der Eingangsleistung die sich ergebenden unterschiedlichen Eingangswiderstände leichter anpassen zu können. Vom Eingangsübertrager erhält man zwei gegenphasige Spannungen, die zum Ansteuern der Gegentaktstufe benötigt werden. Die Symmetrierung der Aussteuerung kann durch Verändern der beiden Basisabgriffe erreicht werden. Um die volle Batteriespannung

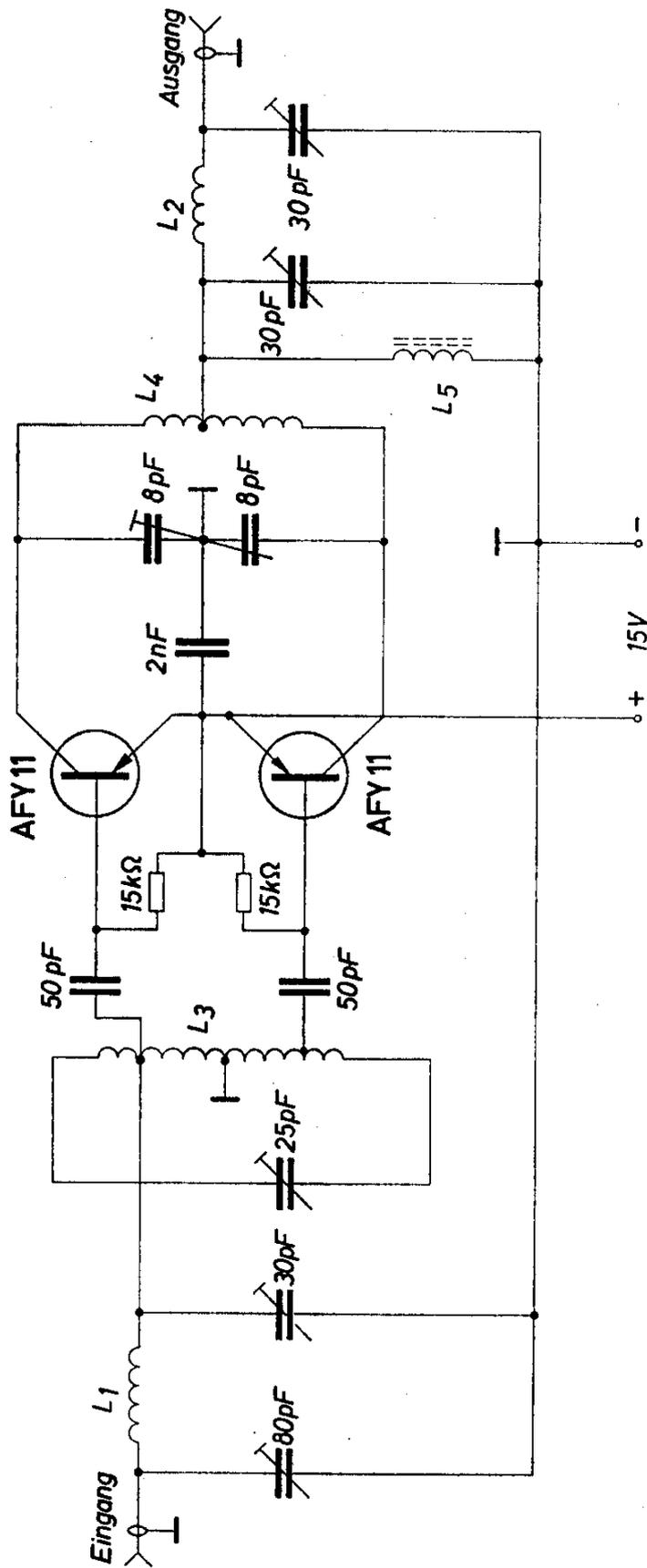


Bild 12.16

für den Verstärker ausnutzen zu können, wurde auf die Erzeugung einer Vorspannung durch den Emitterwiderstand verzichtet. Dafür wurden zwei Basisableitwiderstände verwendet, die zugleich zur Symmetrierung der Arbeitspunkte beitragen. Die hohe Verlustwärme der Transistoren wird auf die Statorplatten des Schmetterling-Drehkondensators (Kollektorkreis) abgeleitet. Um die Abstrahlung der Oberwellen zu verhindern, wurde auch ein Filter am Ausgang verwendet. Es hat für Frequenzen über 40 MHz eine hohe Dämpfung. Es ist möglich, die angegebene Schaltung an einen Außenwiderstand von 55 bis 75 Ω anzupassen. Die Messung der Eingangs- und Ausgangsleistung erfolgte mit einem thermischen Leistungsmesser.

Technische Daten

Batteriespannung	15 V
Batteriestrom	55 mA
Ausgangsleistung	315 mW
Eingangsleistung für Vollaussteuerung	19 mW

Induktivitäten

$L_1 = L_2$: 7 Wdg 2,0 Cu versilbert Länge der Spule: 20 mm
 (etwa 0,25 μ H) Durchmesser der Spule: 16 mm

L_3 : 12 Wdg 1,0 Cu versilbert Länge der Spule: 25 mm
 Durchmesser der Spule: 10 mm

Mit einem Abgriff in der Mitte und zwei Abgriffen nach 4 Wdg, gezählt von den Spulenden.

L_4 : 10 Wdg 1,5 Cu versilbert Länge der Spule: 23 mm
 Durchmesser der Spule: 12 mm

Mit einem Abgriff nach 4 Wdg

L_5 : Siferrit-Zylinderkern B 63310 U 17 H 17,3
 40 Wdg 0,2 CuL

12.9 Zweistufiger Verstärker für 123 MHz

Die im Bild 12.17 gezeigte Schaltung eines Verstärkers für 123 MHz besteht aus einer Vorstufe in Emitterschaltung und einer Endstufe, in der zwei Transistoren parallelgeschaltet sind. Die erreichbare Ausgangsleistung ist 400 mW bei einer Steuerleistung von 7 mW.

In der Vorstufe hat die Emitterschaltung gegenüber der Basisschaltung den Vorteil, daß bei ihr die Gleichstromzuführung nicht über Drosseln erfolgen muß, welche die Schwingneigung des Verstärkers

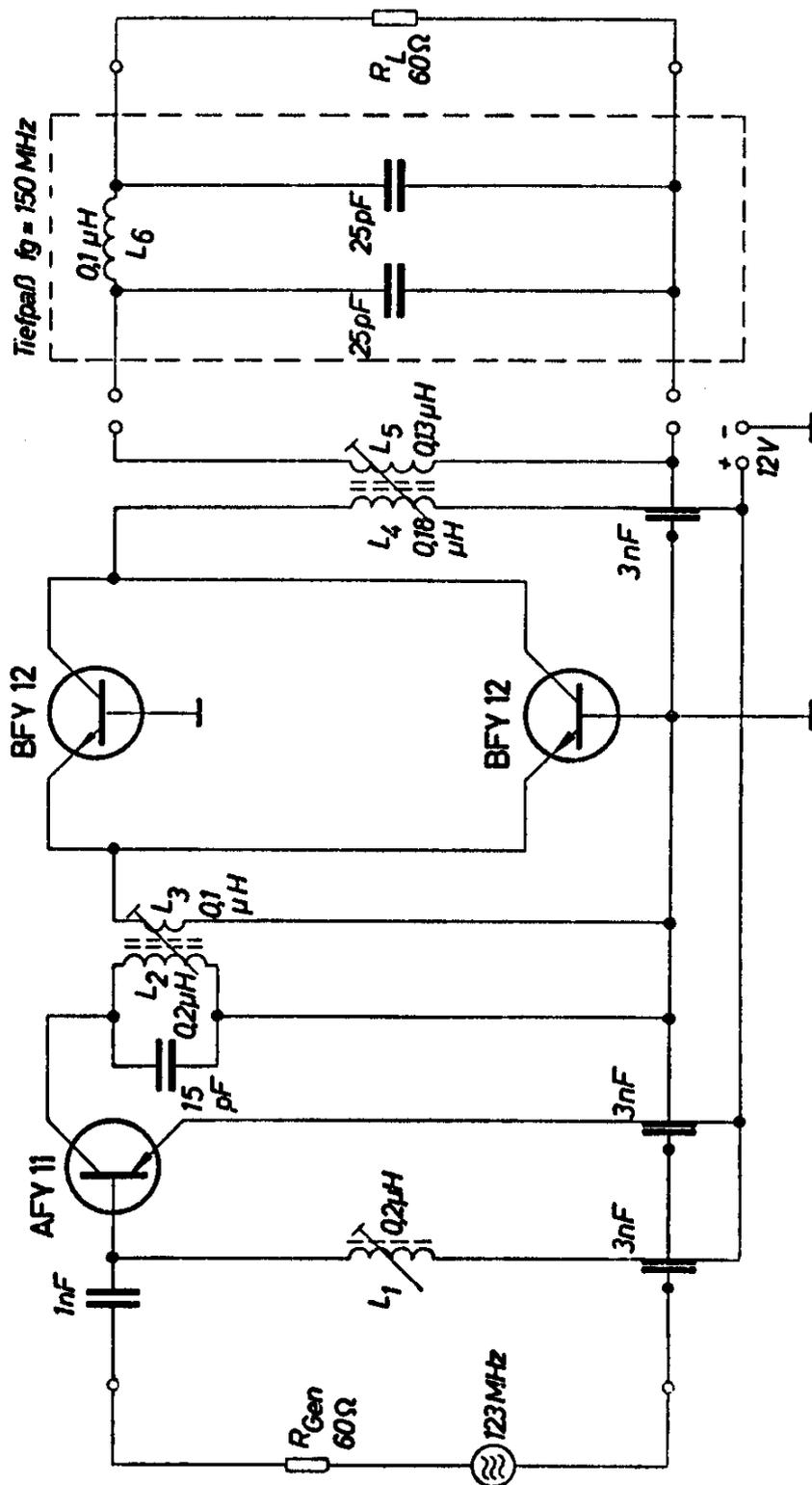


Bild 12.17

erhöhen würden. Die Induktivität L_1 dient zur Kompensation der kapazitiven Blindkomponente des Eingangswiderstandes. Damit wird bereits eine ausreichend gute Anpassung an den Generatorwiderstand von 60Ω erzielt. Der Reflexionsfaktor hat etwa die Größe 0,1. Als optimaler Lastwiderstand wurde für die Vorstufe ein Wert von $R_s = 600 \Omega$ ermittelt.

Untersuchungen haben gezeigt, daß eine Gegentaktschaltung zumindest im vorliegenden Fall bezüglich Ausgangsleistung und Wirkungsgrad keine Vorteile gegenüber einer Parallelschaltung der beiden Transistoren ergibt. Die Parallelschaltung ist jedoch bei so hohen Frequenzen schaltungstechnisch leichter zu lösen. Die beiden Endstufentransistoren werden in Basisschaltung betrieben, weil bei der Frequenz von 123 MHz die Leistungsverstärkung der verwendeten Siliziumtransistoren BFY 12 in Basisschaltung etwas höher ist als in Emitterschaltung. Der Realteil des Eingangswiderstandes der Parallelschaltung hat etwa den Wert $R_e = 50 \Omega$ bei dem eingestellten Emittierstrom von 30 mA je Transistor. Damit ergibt sich als Übersetzungsverhältnis für die Koppelspule:

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_a}{R_e}} = \sqrt{\frac{600}{50}} \approx 3$$

Die Vorstufe liefert eine Ausgangsleistung von etwa 100 mW bei einer Steuerleistung von 7 mW. Diese Leistung reicht aus, um bei Mittelwerttransistoren die Endstufe bis zu einer Leistung von 400 mW durchzusteuern.

Technische Daten

Batteriespannung	12 V
Batteriestrom bei Vollaussteuerung	80 mA
Maximale Ausgangsleistung	400 mW
Steuerleistung	7 mW
Maximale Umgebungstemperatur bei Betrieb der Transistoren in freier Luft	60 °C

Induktivitäten	L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	
Windungszahl	3	3	1	4	3	Wdg
Spulendurchmesser	7	7	7	7	7	mm
Spulenlänge	6	7	3	8	6	mm
Drahtdurchmesser (Cu versilbert)	1	1	1	1	1	mm

Alle Kerne: Siferrit-Gewindekerne B 63310 U 17 C 13,3

Bei einer Batteriespannung von 15 V kann mit der gleichen Anordnung eine Ausgangsleistung bis 700 mW erzielt werden.

12.10 Verstärker für 12 bis 50 MHz

Der dreistufige Verstärker nach Bild 12.18 liefert eine maximale Verstärkung von 50 dB, die 3-dB-Bandbreite ist 12 bis 50 MHz. Eingang und Ausgang sind an 60Ω angepaßt. Bei der Dimensionierung wurde besonderer Wert auf die Rauschanpassung gelegt. Die Bandbreite wurde durch Anhebung der oberen Verstärkungsgrenze mittels Induktivitäten erweitert. Bei der Verwendung von 2 Stabzellen von 3 V ergibt sich eine Betriebszeit von 150 Stunden.

Technische Daten

Batteriespannung	6 V
Batteriestrom	7,5 mA
Maximale Verstärkung	50 dB
3-dB-Bandbreite	12 bis 50 MHz
Verstärkungsabfall	15 dB/Oktave (Frequenzverdopplung)
Rauschzahl (12 bis 400 MHz)	2,5

Induktivitäten L_1 : Luftspulen, 3 Wdg, Wicklungsdurchmesser 4 mm, hergestellt aus den Zuleitungsdrähten der Widerstände von 100Ω .

12.11 FM-Sender für 152 MHz

Die Schaltung nach Bild 12.19 besteht aus einem Oszillator und einem Modulationsglied. Der Transistor AFY 11 wird in Basisschaltung betrieben.

Die Schwingung wird durch die Rückkopplung mit dem Kondensator C_1 und der parallel dazu liegenden Kollektor-Emitter-Kapazität des Transistors erreicht. Die Einstellung des optimalen Arbeitspunktes für maximale Ausgangsleistung erfolgt mit dem Potentiometer R_1 .

Die Frequenzmodulation erfolgt durch eine kapazitive Verstimmung des Kollektorkreises mit einer spannungsabhängigen Kapazität (Siliziumdiode BA 120). Diese Diode wird mit einer Gleichspannung von 4 V vorgespannt. Wird an den Modulationseingang eine Wechselspannung gelegt, so ändert sich die Spannung an der Siliziumdiode und damit auch deren Kapazität. Die Schwingfrequenz des Oszillators wird im Rhythmus der Wechselspannung verändert. Als Antenne kann ein $\lambda/4$ Strahler verwendet werden. Die Anpassung der Antenne an den Kollektorkreis erfolgt durch eine entsprechende Wahl der Abgriffe an der Schwingkreisspule.

Frequenzstabilität:

bei Änderung der Speisespannung	$12 \text{ V} \pm 1 \text{ V}$	$152 \pm 0,3 \text{ MHz}$
bei Änderung der Temperatur	$20 \text{ }^\circ\text{C} \pm 20 \text{ }^\circ\text{C}$	$152 \pm 0,5 \text{ MHz}$

Induktivitäten:

Dr: 20 Wdg 0,2 Cu versilbert ohne Kern	Länge der Spule: 15 mm Durchmesser der Spule: 5 mm
L_K: 4 Wdg 4 × 0,5 Cu-Band versilbert	Länge der Spule: 25 mm Durchmesser der Spule: 12 mm

13. Rundfunkschaltungen

Neue Fertigungsverfahren haben die Herstellung von Transistoren ermöglicht, die für die Anwendung als Verstärker und Oszillatoren bei hohen Frequenzen gut geeignet sind. Es sind dadurch für den Transistor neue Anwendungsbereiche erschlossen worden. Im folgenden werden einige Rundfunk- und Fernsehschaltungen beschrieben, die mit Transistoren vorteilhaft verwirklicht werden können.

13.1 Übersteuerungsfester UKW-Tuner

Durch die Verwendung der rauscharmen Mesatransistoren in den Eingangsstufen von UKW-Tunern haben sich die Probleme von den kleinen Eingangsspannungen zu den hohen Eingangssignalen verlagert. Bei sehr hohen Eingangssignalen kann nämlich der Oszillator verstimmt werden. Wenn nun die Antennenspannung stark schwankt, ändert sich entsprechend die Abstimmung, was zu hörbaren Verzerrungen führen kann. Es wurde deshalb ein UKW-Tuner mit einem Mesatransistor AF 106 in der Eingangsstufe und einem solchen in der selbstschwingenden Mischstufe entwickelt, der hohe Eingangssignale verarbeiten kann. An den Oszillator werden dabei folgende Forderungen gestellt: möglichst geringe Verstimmung bei hohem Eingangssignal und Unabhängigkeit der Oszillatorfrequenz von Änderungen der Batteriespannung.

Wenn die letztgenannte Bedingung erfüllt wird, kann eine Spannungsstabilisierung entfallen.

Das Bild 13.1 zeigt einen solchen Tuner. Der Eingang ist hier so ausgelegt, daß ein koaxialer Anschluß mit 60Ω und ein symmetrischer Anschluß mit 240Ω möglich ist. Es wurden Untersuchungen gemacht, auf welche Frequenz der Vorkreis abgestimmt werden muß, damit über den gesamten UKW-Bereich die Rauschzahl klein bleibt. Es ergab sich eine günstige Frequenz von 110 MHz, wie aus dem Diagramm im Bild 13.2 hervorgeht (Kurven B). Die Kurven A gelten für einen auf 95 MHz abgestimmten Vorkreis.

Damit hohe Eingangsleistungen verarbeitet werden können, werden beide Transistoren bei verhältnismäßig hohen Arbeitspunkten betrieben. Es beträgt der Kollektorstrom der Vorstufe 2 mA und der der Mischstufe 3,5 mA. Bei diesen Kollektorströmen bleibt die Verstärkung auch ohne Stabilisierungsmaßnahmen weitgehend unabhängig

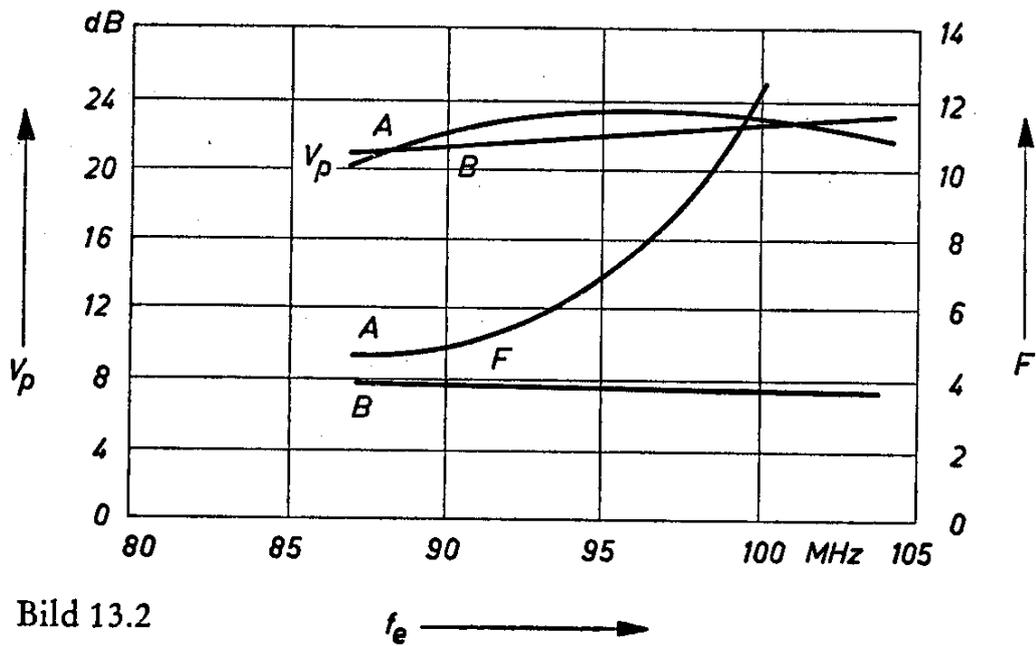


Bild 13.2

von der Batteriespannung. Die mit diesen Transistoren erzielbare optimale Verstärkung wird allerdings nicht mehr erreicht, sie ist jedoch ausreichend hoch. Für Antennenspannungen über 50 mV an 60 Ω sind besondere Maßnahmen gegen Übersteuerung erforderlich. Zu diesem Zweck ist an den Zwischenkreis eine mit 0,3 V in Sperrrichtung vorgespannte Diode D_1 angeschaltet. Steigt die Eingangsspannung über den obengenannten Wert, so wird die in der Vorstufe verstärkte Spannung durch diese Diode begrenzt.

Im Bild 13.3 ist die Änderung der Oszillatorfrequenz mit der Eingangsspannung bei Verwendung dieser Diode und ohne Diode dargestellt. Man sieht, daß bis zu einer Eingangsspannung von 600 mV

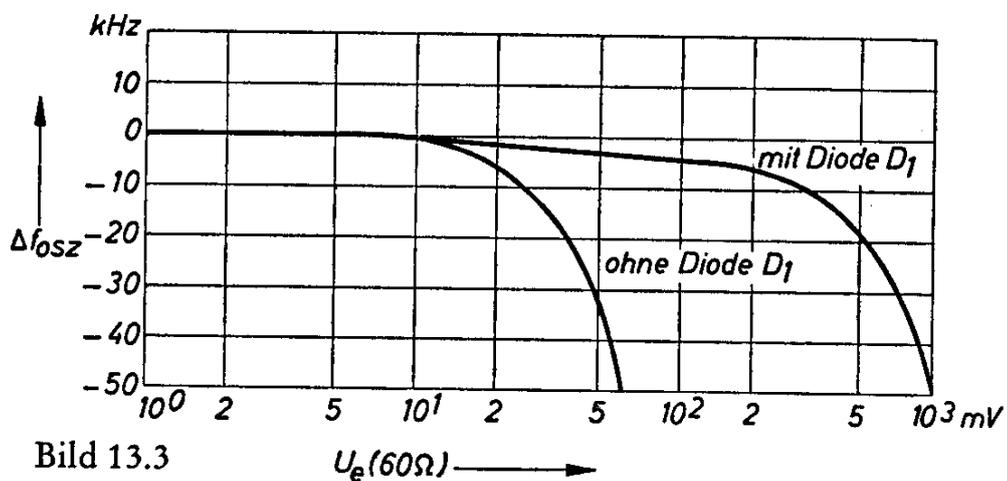


Bild 13.3

an 60Ω keine nennenswerte Verstimmung auftritt. Bei einer Eingangsspannung von 1 V beträgt die Verstimmung 50 kHz . Diese Änderung ist, bezogen auf die große Eingangsspannung, sehr gering und in den meisten Fällen noch zulässig.

Die bereits eingangs erwähnte Stabilität des Tuners bei Schwankungen der Batteriespannung ist im Bild 13.4 dargestellt. Bei einer Schwankung der Batteriespannung zwischen 5 und 12 V ergibt sich eine Verstimmung des Oszillators von $\pm 20 \text{ kHz}$. Die Änderung der Verstärkung ist gering.

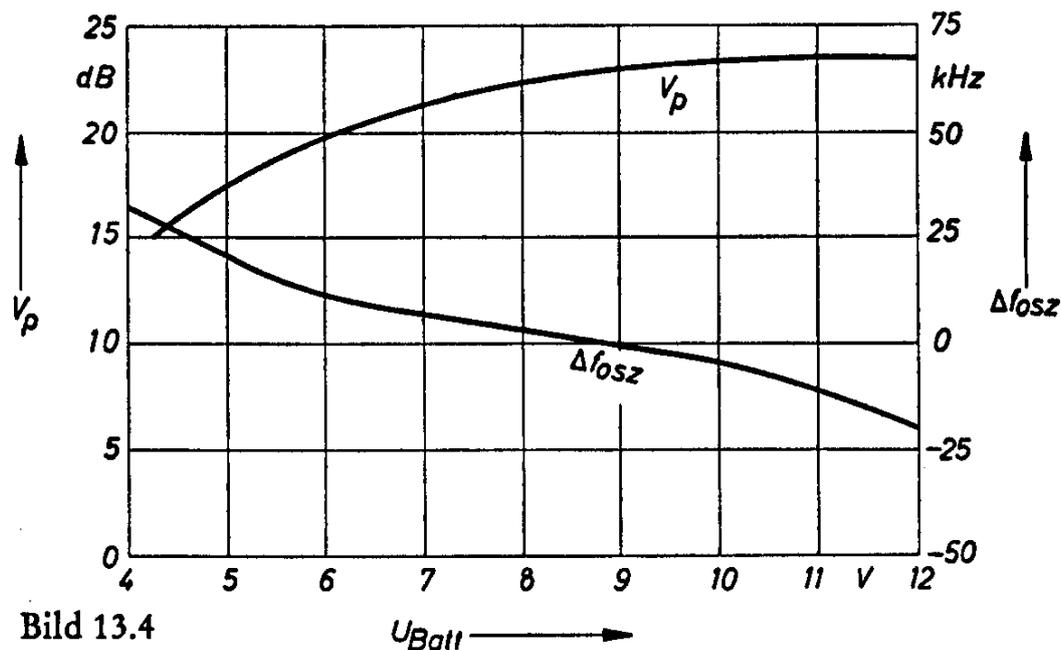


Bild 13.4

Die hohe Oszillatorstabilität konnte erreicht werden, weil die ausgezeichneten Hochfrequenzdaten des Transistors AF 106 eine lose Ankopplung der Oszillatordspule ermöglichen, wobei auch eine ausreichend hohe Mischverstärkung erzielt werden kann.

Technische Daten, gemessen mit mittleren Transistoren AF 106

Leistungsverstärkung bei 87 MHz	20,5 dB
Leistungsverstärkung bei 104 MHz	23 dB
Rauschzahl	3 bis 4
Oszillator-Störstrahlung an 60Ω	$< 1 \text{ mV}$
Spiegelselektion	30 bis 37 dB
Bandbreite bei kritischer Kopplung des ZF-Filters	300 bis 350 kHz
Maximale Eingangsspannung für lineares Verhalten	20 mV an 60Ω
Maximal zulässige Eingangsspannung, bei der noch keine NF-Verzerrungen oder störende Verstimmung entstehen	1 V an 60Ω

Induktivitäten:

L_1 bis L_6 :	Auf Spulenkörpern 5 mm ϕ mit Siferrit-Gewindenkernen B 63310 U 17 C 13,3
L_1 :	6 Wdg 0,6 CuLS, mit Mittelabgriff
L_2 :	4 Wdg 0,8 Cu versilbert, mit Mittelabgriff
L_3 :	4 Wdg 0,8 Cu versilbert, Abgriff nach 1 Wdg vom kalten Ende
L_4, L_5 :	6 Wdg 0,25 CuLS $Q_0 = 65$
L_6 :	17 Wdg 0,2 CuLS $Q_0 = 95$

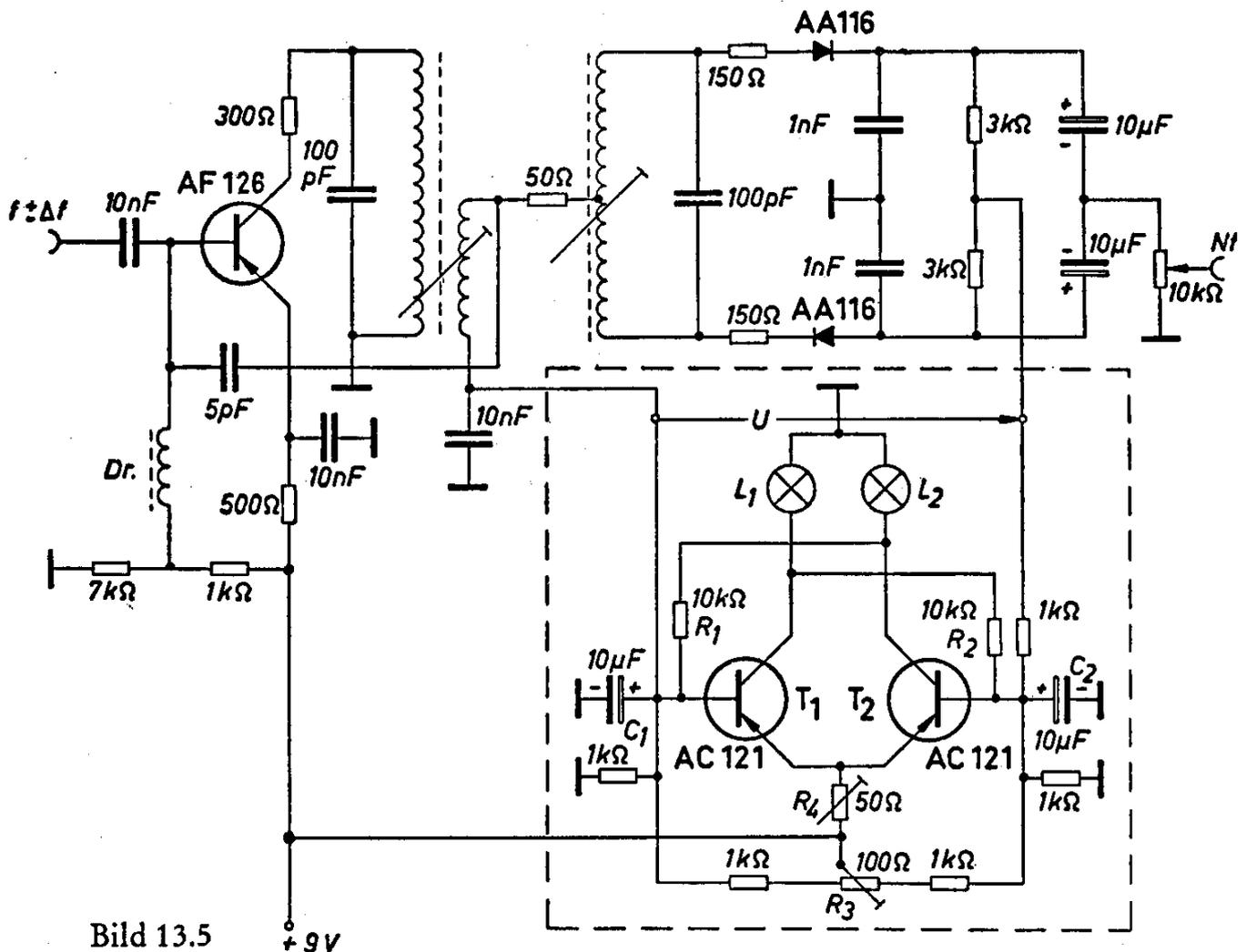
Die Wicklungen L_5 und L_6 sind auf einem gemeinsamen Spulenkörper untergebracht. Der Abstand der beiden Wicklungen beträgt etwa 10 mm.

Dr: $L = 50 \mu\text{H}$

13.2 Abstimmungsanzeige

Bei der Verwendung von Transistoren in Rundfunkgeräten tritt das Problem auf, daß keine Abstimmungsanzeige zur Verfügung steht. Es wäre natürlich denkbar, ein μA -Meter zu verwenden. Diese Lösung ist jedoch nicht billig. Das Bild 13.5 zeigt eine Schaltung, mit der die Abstimmung durch einen Helligkeitsvergleich zweier Lämpchen angezeigt wird.

Der zeitliche Mittelwert der Brückenspannung U , die das Nutzsignal enthält (Bild 13.5), wird Null, wenn die Trägerfrequenz und die Mittenfrequenz f_M des Diskriminators übereinstimmen. Diese Brückenspannung wird einem symmetrischen Gleichspannungs-Gegentaktverstärker zugeführt, der als Arbeitswiderstand zwei gleichartige Lämpchen L_1 und L_2 (3,8 V; 70 mA) hat. Mit Hilfe des Widerstandes R_3 kann die Schaltung so abgeglichen werden, daß beide Lampen gleich hell brennen, wenn die Spannung U den Wert Null hat. Weicht nun die Frequenz f von der Mittenfrequenz f_M ab, so wird eine der beiden Lampen heller brennen. Welche Richtung die Abweichung hat, kann daraus geschlossen werden, welches der beiden Lämpchen heller brennt. Durch eine Rückkopplung über die Widerstände R_1 und R_2 wird die Anzeigeempfindlichkeit gesteigert. Die Grundhelligkeit der Lämpchen kann mit dem Widerstand R_4 eingestellt werden. Die Kondensatoren C_1 und C_2 schließen die niederfrequente Spannung kurz, damit keine Verfälschung der Anzeige auftreten kann.



13.3 VHF-Tuner

Der Tuner besteht aus HF-Vorstufe, Mischstufe und Oszillatorstufe. Dieses Konzept entspricht den bekannten Schaltungen von VHF-Tunern mit Röhren und ist auch für Transistortuner als vorteilhaft zu betrachten. Selbstschwingende Mischstufen eignen sich nicht wegen des kleinen Abstandes der Oszillatorfrequenz im Band I zur Zwischenfrequenz (Bild-ZF). Die angegebene Schaltung ist sowohl für Tuner mit schrittweiser Kanaleinstellung (Trommel- oder Schaltertuner) als auch kontinuierliche Abstimmung (Variometer) geeignet. Die Eingangsstufe der Schaltung (Bild 13.6) ist so ausgeführt, daß zwischen Verstärkung, Rauschzahl und Kreuzmodulationseigenschaften ein Optimum erreicht wird. Dies gilt besonders für das Band I.

Zwischenfilter
 B = 7 MHz (Bd.I)
 B = 9 MHz (Bd.III)

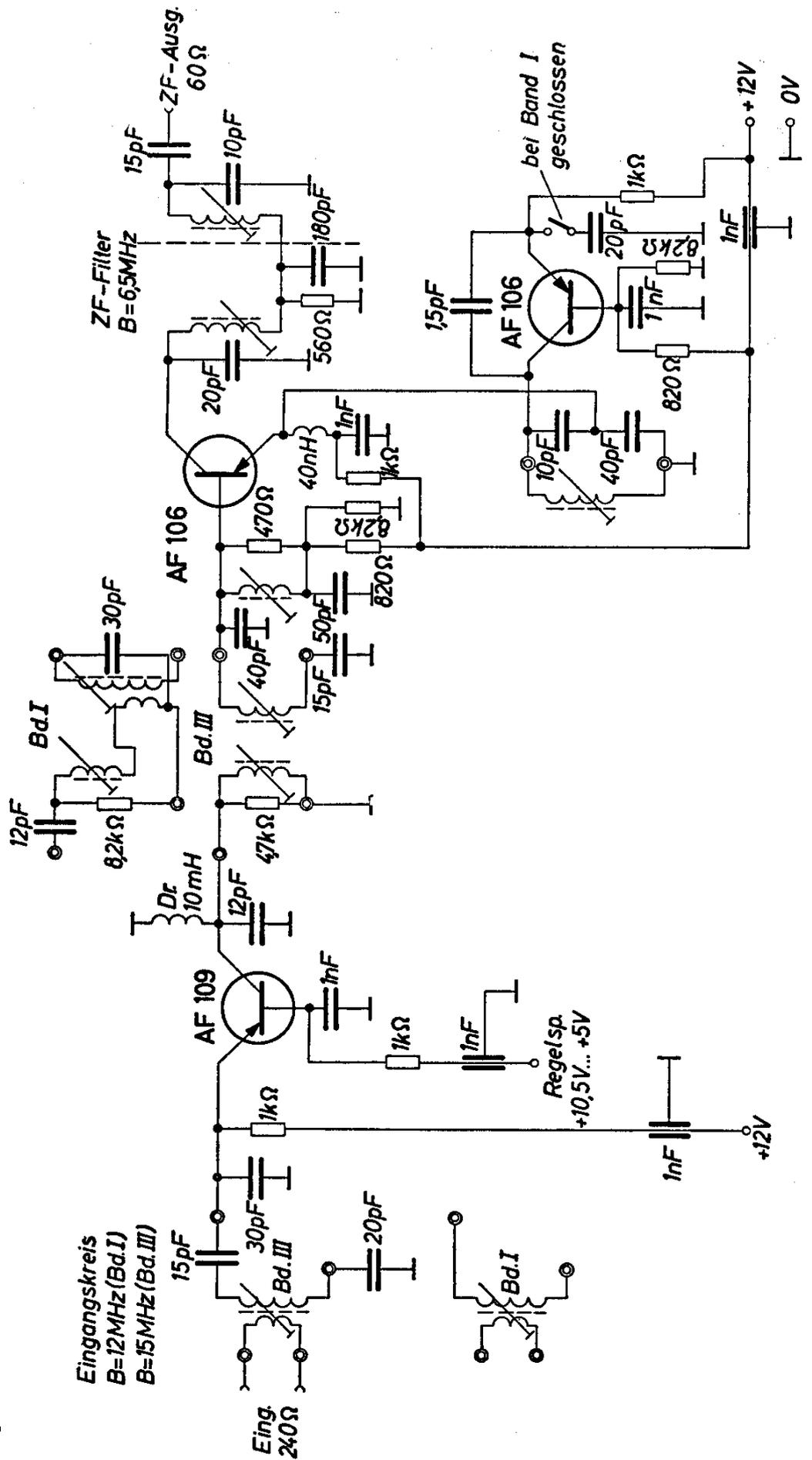


Bild 13.6

Der Tuner enthält vom ersten ZF-Filter nur den Primärkreis; der Sekundärkreis wird üblicherweise auf dem Chassis des ZF-Verstärkers angeordnet. Die Verbindungsleitung ist unkritisch, weil der Ausgang niederohmig ist (kapazitive Stromkopplung).

Die Kopplung zwischen der HF-Vorstufe und der Mischstufe erfolgt über einen Siebschaltungsvierpol. Den Anforderungen hinsichtlich Bandbreite, Selektion und Leistungsübertragung wird am besten ein zweikreisiges Bandfilter gerecht.

Die Anpassung der Antenne an den Eingangswiderstand der HF-Vorstufe erfordert ein entsprechendes Transformationsglied. Da außerdem auch alle Störsignale vom Eingang des Transistors ferngehalten werden sollen, ist eine ein- bis zweikreisige Siebschaltung zweckmäßig. Um die Kreuzmodulation Intermodulation und die Entstehung störender Klirrprodukte klein zu halten, sollte die Siebschaltung möglichst schmalbandig und selektiv sein. Andererseits nimmt mit steigender Kreiszahl die Anzahl der Umschaltkontakte zu, und auch die Übertragungsverluste wachsen an, so daß sich dadurch die Rauscheigenschaften der Schaltung verschlechtern. Aus wirtschaftlichen Gründen wurde deshalb nur ein Vorkreis vorgesehen.

Wird für die Empfindlichkeit des Fernsehempfängers ein Signalrauschabstand von 40 dB für ein gutes Bild gefordert, so folgt daraus, daß ein Empfänger mit der Rauschzahl 20 (13 dB) ein Nutzsignal von $1000 \mu\text{V}$ an 240Ω benötigt. Dagegen liefert ein Empfänger mit der Rauschzahl 5 (7 dB) bereits bei einer Eingangsspannung von $500 \mu\text{V}$ ein gleich gutes Bild. Bei gleichem Eingangssignal ergibt diese Senkung der Rauschzahl eine deutlich erkennbare Verbesserung der Bildgüte. Noch kleinere Rauschzahlen der Transistoren bringen kaum mehr eine Verbesserung, weil dann auch andere Rauschquellen in Erscheinung treten, z. B. das Antennenrauschen und der allgemeine Störpegel. Bei Verwendung des Transistors AF 109 in der hier vorgeschlagenen Tunerschaltung liegt der Rauschfaktor im gesamten VHF-Bereich im Mittel bei 6 dB.

Hinsichtlich Rauschanpassung wäre eine möglichst große Bandbreite des Eingangskreises günstig. Dies steht im Widerspruch zu der Forderung nach möglichst guter Vorselektion, um die Kreuzmodulation klein zu halten und die Bildung störender Klirrprodukte zu verhindern. Es kommt bei der Dimensionierung also auf einen Kompromiß an, d. h. es muß nach den Gesamteigenschaften des Empfängers abgewogen werden, welchem Umstand mehr Gewicht beizumessen ist.

Kreuzmodulation

Die Kreuzmodulation des Tuners kann je nach der Frequenzlage des Störers entweder von der Vorstufe herrühren oder von der Mischstufe oder von beiden Stufen zusammen. Für sehr nahe neben dem Nutzkanal liegende Störer (z. B. der Bildträger des oberen Nachbarkanals) ist bei unregelter oder nur schwach geregelter Vorstufe die Mischstufe ausschlaggebend. Denn für diesen Störer haben der Antennenkreis und das VHF-Zwischenfilter noch keine merkbare Selektion, so daß der Störer genauso wie der Nutzsender durch die Vorstufe verstärkt werden. Mit Rücksicht auf die Kreuzmodulationsempfindlichkeit der Mischstufe ist in diesem ungünstigen Fall die zulässige Eingangsstörspannung relativ klein.

Für Störer im unteren Nachbarkanal oder um 2 oder mehr Kanalbreiten abliegende Störer sind die Selektionsmittel vor dem Eingang der Mischstufe schon so wirksam, daß für die Kreuzmodulation die Vorstufe maßgebend ist. Diese letztgenannten Fälle sind in der Praxis aber bei weitem die häufigsten, so daß die günstigen Eigenschaften des Transistors AF 109 bezüglich Kreuzmodulation entscheidende Vorteile bringen.

Bemessung der Schaltung

Die Vorstufe arbeitet mit dem Transistor AF 109 in Basisschaltung, da in beiden Bändern auf eine Neutralisation verzichtet werden kann und optimale Kreuzmodulationseigenschaften erreicht werden können. Die Nachteile der Basisschaltung — schlechtere Anpassung bezüglich Reflexionsfaktor, Rauschzahl und geringere Verstärkung als die Emitterschaltung (bzw. Zwischenbasisschaltung) — wurden deshalb in Kauf genommen.

Anpassung

Die Anpassung muß auf die günstigste Rauschzahl erfolgen, soweit dies mit einem Reflexionsfaktor von $\leq 0,5$ vereinbar ist. Es empfiehlt sich, hinsichtlich Wirk- und Blindkomponente fehl anzupassen, d. h., die Antenne muß loser angekoppelt werden als es der Leistungsanpassung entsprechen würde. Außerdem muß der Eingangskreis nach höheren Frequenzen zu verstimmt werden. Die Bandbreite des Eingangskreises soll zwischen 12 und 18 MHz betragen. Eine wesentliche Vergrößerung über diesen Wert würde die Kreuzmodulationseigenschaften der Vorstufe nachteilig beeinflussen, weil die Spannungen von Störsendern aus anderen Kanälen praktisch ungeschwächt an den Eingang des Transistors gelangen könnten. Daher ist eine sehr breitbandige Eingangsschaltung hier nicht empfehlenswert.

Verstärkung

Die Leistungsverstärkung der VHF-Vorstufe soll so groß sein, daß das Rauschen der Mischstufe keinen wesentlichen Einfluß auf die Gesamttrauschzahl des Empfängers hat.

$$F_{\text{ges}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{V_{\text{L1}}} \quad (13.1)$$

Für eine Verschlechterung der Gesamttrauschzahl auf $F_{\text{ges}} = 5$ durch die Mischstufe, errechnet sich aus Gleichung (13.1) die Leistungsverstärkung der Vorstufe wie folgt:

$$V_{\text{L1}} \geq \frac{F_2 - 1}{5 - F_1} \quad (13.2)$$

Aus Messungen am Transistor AF 109 geht hervor, daß man im Band I mit einer Rauschzahl $F = 1 + F_z = 2,8$ und im Band III mit $F = 1 + F_z = 3,5$ rechnen kann. Diese Werte werden durch die Verluste in der Schaltung und durch Anpassungsfehler noch geringfügig verschlechtert, so daß man für die Vorstufe in Basisschaltung folgende Mittelwerte erhält:

Band I: $F_1 \leq 3,5$ (5,5 dB)

Band III: $F_1 \leq 4,0$ (6 dB)

Wie aus der Literatur und aus eigenen Messungen hervorgeht, kann man das Rauschen einer additiven Mischstufe mit Transistoren unter optimalen Oszillatorbedingungen um den Faktor 2 bis 2,5 schlechter ansetzen als das Rauschen eines Geradeausverstärkers. Da der Mischtransistor in Emitterschaltung arbeitet, müssen hier die Rauschfaktoren des Transistors AF 106 in Emitterschaltung berücksichtigt werden.

Band I: $F_{\text{Misch}} = F_2 = 6$ bis 8 (7,5 bis 9 dB)

Band III: $F_{\text{Misch}} = F_2 = 8$ bis 10 (9 bis 10 dB)

Setzt man diese Werte in Gleichung (13.2) ein, so erhält man als notwendige Leistungsverstärkung der Vorstufe in beiden Bändern mindestens 6 bis 9 dB. Mit Rücksicht auf die Gesamtverstärkung des Tuners ist es aber zweckmäßig, die Vorverstärkung auf etwa 8 dB im Band I und 12 dB im Band III festzulegen. Diese Forderung kann mit dem Transistor AF 109 leicht erfüllt werden. Eine wesentliche Erhöhung der Verstärkung ist nicht zu empfehlen, da sich sonst der Kreuzmodulationseinfluß der Mischstufe störend bemerkbar macht. Die zulässige Störspannung für 1% Kreuzmodulation ist in den Bildern 13.7 und 13.8 als Funktion der Regelung der Vorstufe dargestellt.

Regelung

Ein Transistor verhält sich bezüglich Verstärkungsregelung wesentlich anders als eine Röhre. Messungen zeigen, daß eine ausreichend große

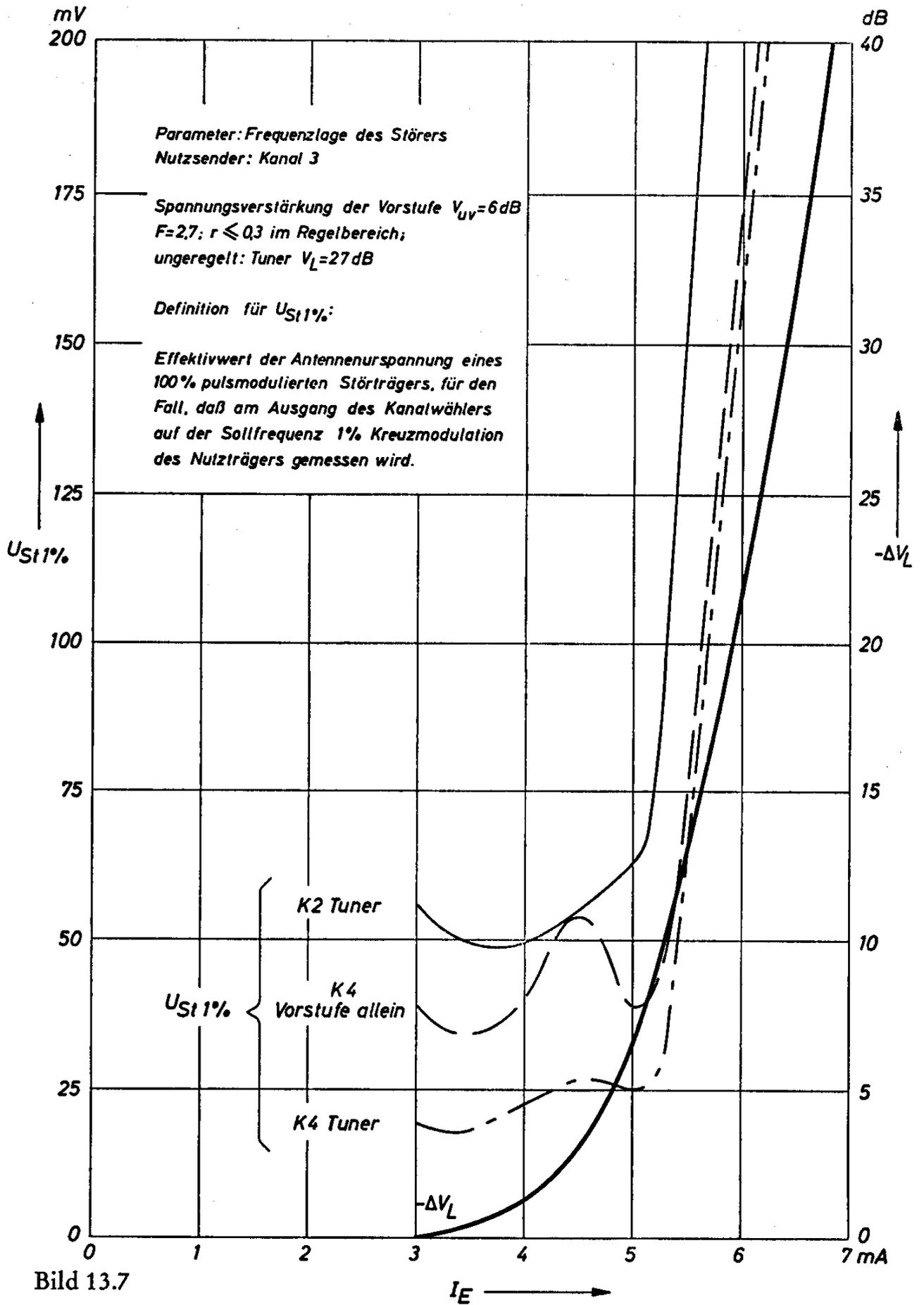


Bild 13.7

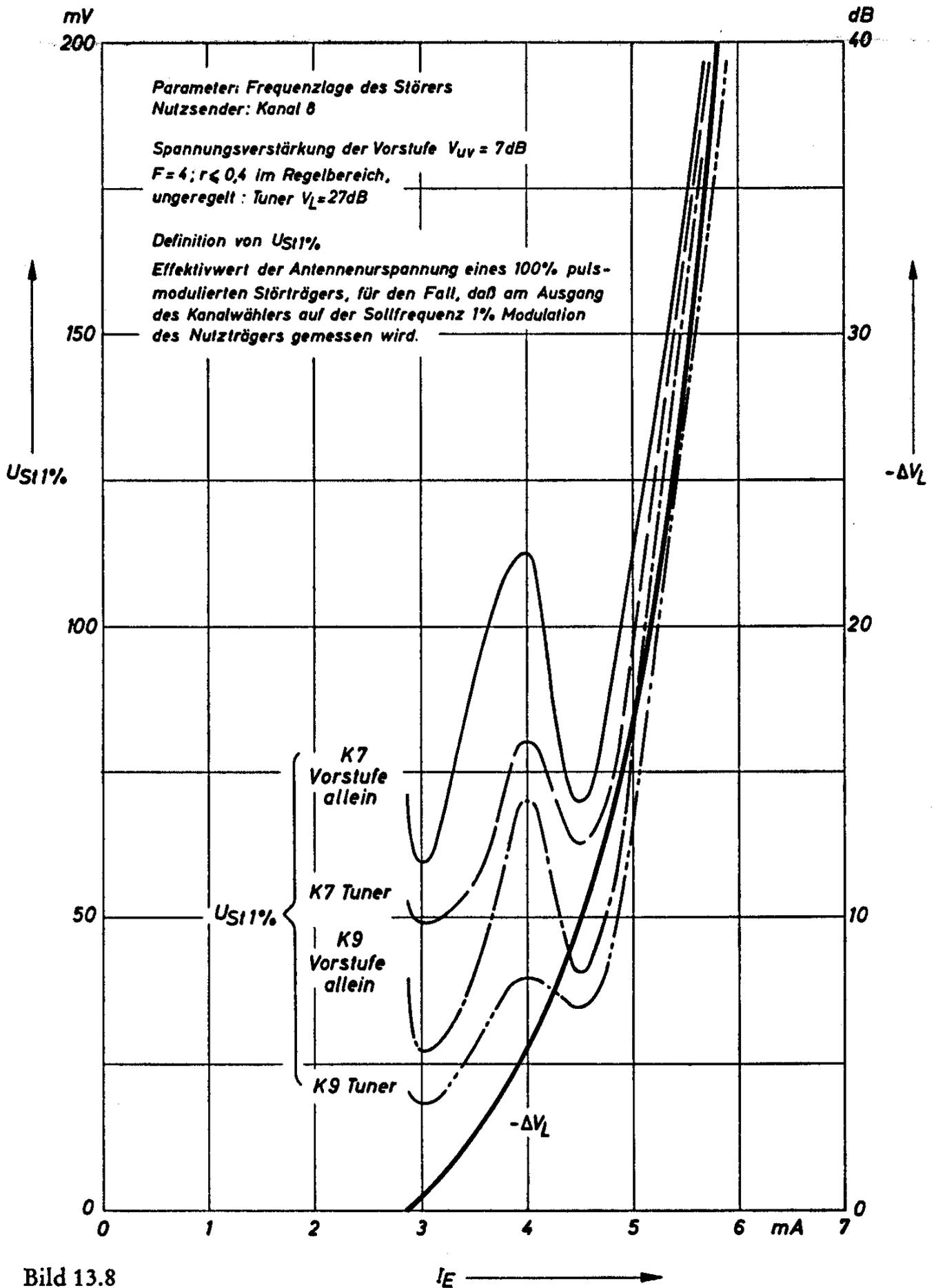


Bild 13.8

Verstärkungsänderung durch Verringerung des Kollektorstromes (Abwärtsregelung) erst bei so kleinen Kollektorströmen erreicht wird, daß der Aussteuerbereich und alle nichtlinearen Eigenschaften sehr verschlechtert werden. Außerdem ändert sich der Eingangswiderstand stark. Auch durch Vergrößerung des Kollektorstromes kann eine Regelwirkung erzielt werden (Aufwärtsregelung). Bei dieser Methode bleibt beim Transistor AF 109 in Basisschaltung die Änderung der Ein- und Ausgangsimpedanzen in zulässigen Grenzen. Da sich der Aussteuerbereich und das nichtlineare Verhalten mit zunehmendem Strom verbessern, ist der Aufwärtsregelung unbedingt der Vorzug zu geben. Der Transistor AF 109 ist speziell für Aufwärtsregelung entwickelt worden. Die Regelung der Vorstufe soll bei Eingangsspannungen zwischen 0,8 bis 1 mV einsetzen. Der Regelungsbereich sollte mit Rücksicht auf die Rückwärtsdämpfung (Störstrahlung!) nicht mehr als 34 dB betragen.

VHF-Bandfilter

Dieses Filter hat die Aufgabe, den Eingang der Mischstufe möglichst gut vor Störsignalen zu schützen. Im Gegensatz zu den entsprechenden Röhrenschaltungen muß dieses Filter auf Leistungsübertragung ausgelegt werden. Man kann die gewünschte Bandbreite (8 bis 10 MHz) und Welligkeit (1 bis 2 dB) bei optimalen Selektionseigenschaften auch durch unterschiedliche Bemessung der Kreisdämpfungen erreichen. Davon wird insbesondere in Band I Gebrauch gemacht, weil der hochohmige Ausgangswiderstand des Transistors nur eine verhältnismäßig geringe Dämpfung des Primärkreises bewirkt. Durch entsprechend starke Bedämpfung des Sekundärkreises durch den niederohmigen Eingang des Mischtransistors werden die gewünschten Filtereigenschaften erreicht. Da die erreichbare Verstärkung größer ist als mit Rücksicht auf die Kreuzmodulationseigenschaften des Tuners sinnvoll wäre, sollen die Übertragungseigenschaften des Filters so bemessen werden, daß sich zwischen dem 240- Ω -Antenneneingang und der Basis der Mischstufe eine maximale Spannungsverstärkung (im unregulierten Zustand) von 6 bis 8 dB ergibt, was einer Leistungsverstärkung von etwa 8 bis 12 dB entspricht. Das wird am einfachsten durch eine kapazitive Anzapfung des Primärkreises erreicht. Um die Stabilität der Durchlaßkurve bei Regelung des Vorstufentransistors zu erhöhen, ist es außerdem zweckmäßig, diesen Kreis zusätzlich durch einen Widerstand zu bedämpfen. Die Veränderung der Durchlaßkurven bei Regelung können dem Bild 13.9 entnommen werden.

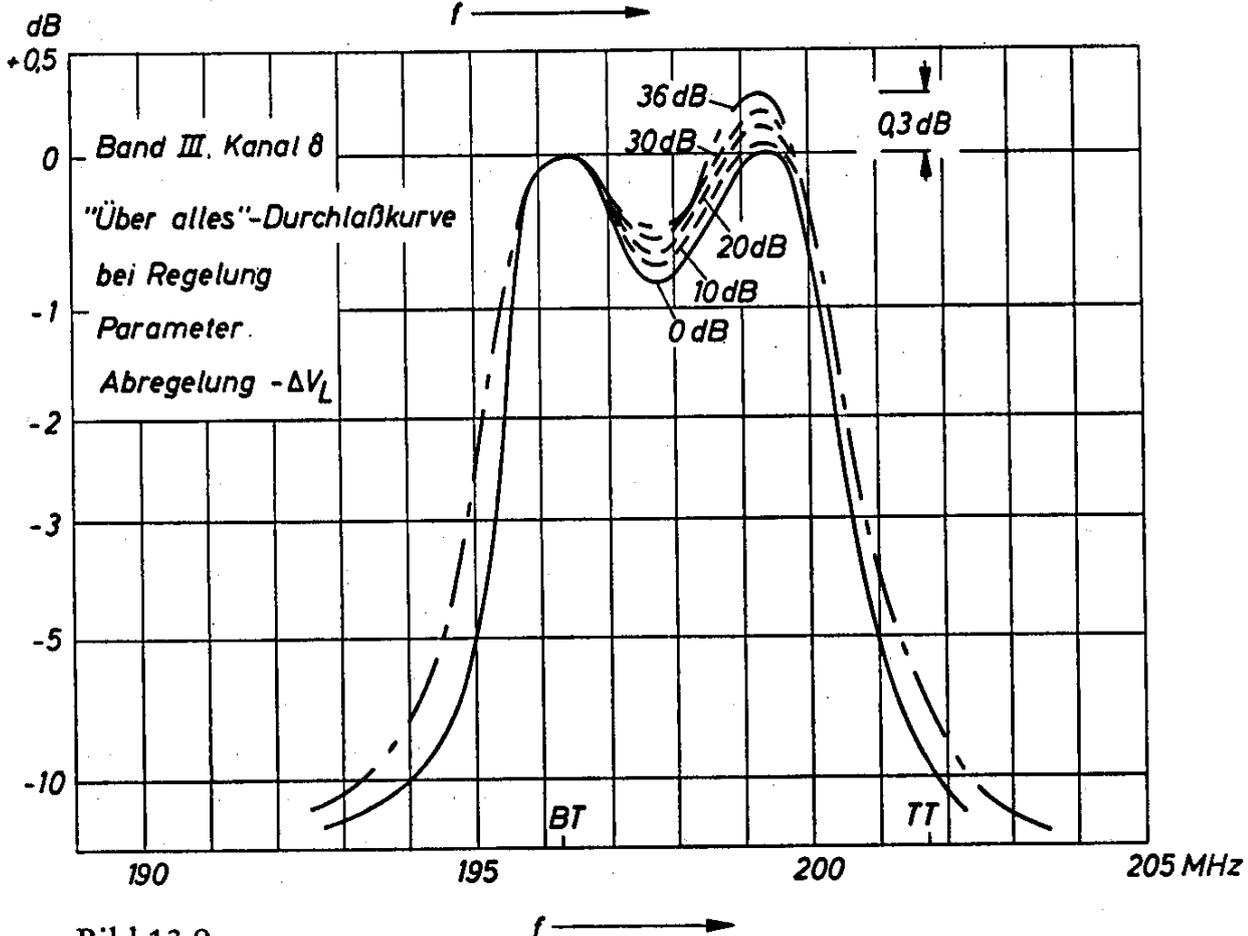
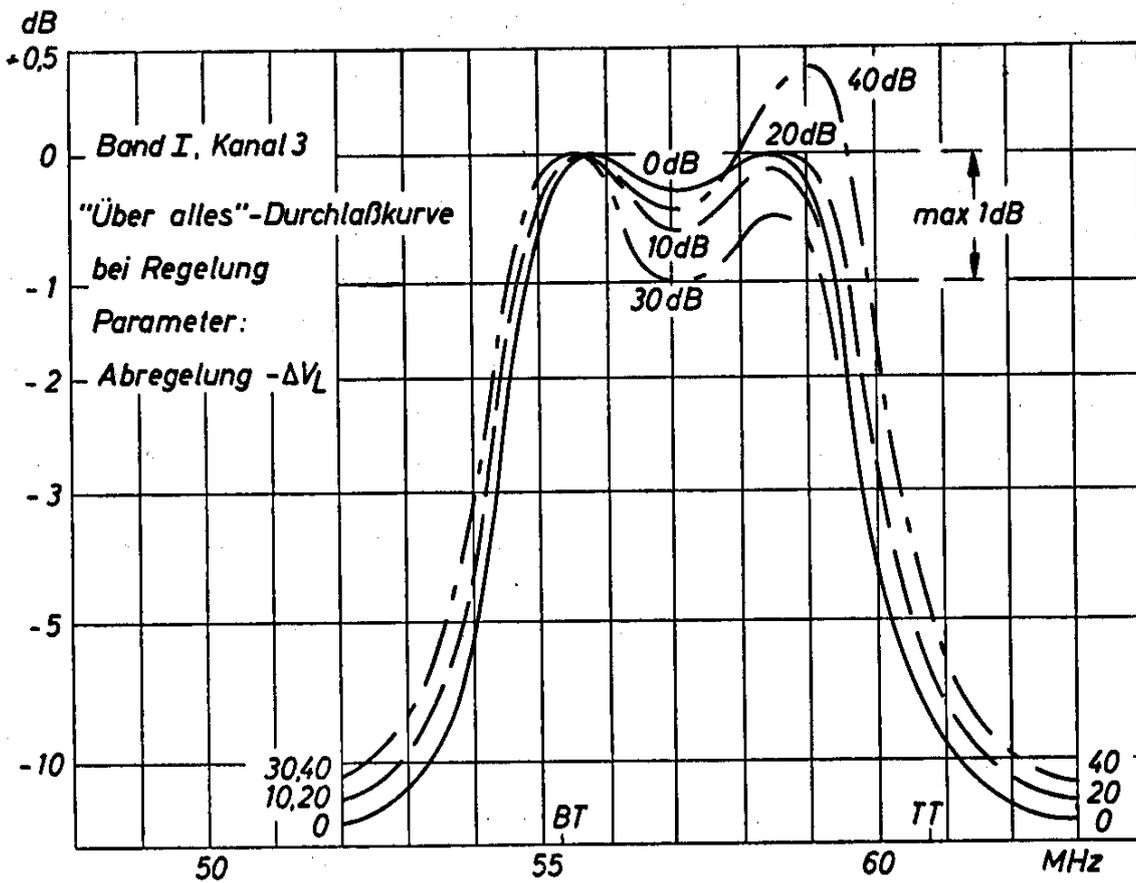


Bild 13.9

Mischstufe

Die Mischstufe wird vorteilhaft in Emitterschaltung betrieben, weil sich dabei eine höhere Mischverstärkung erzielen läßt als in Basis-schaltung. Die größere Rückwirkung der Emitterschaltung, die sich vor allem in Band I störend bemerkbar machen könnte, wird durch Anordnung eines ZF-Saugkreises an der Basis des Mischtransistors praktisch eliminiert. Die Einkopplung des Oszillatorsignals erfolgt am Emitter, weil sich dadurch eine bessere Entkopplung zwischen Oszillator- und HF-Kreisen ergibt. Die Oszillatorspannung am Emitter des Mischers soll für optimale Rauschzahl und Verstärkung etwa 250 mV sein ($I_E = 3 \text{ mA}$). Mit Rücksicht auf die Störstrahlung des Oszillators sollte die Oszillatorspannung am Mischer 400 mV im Band I und 350 mV im Band III nicht überschreiten. Im Ausgang des Mischtransistors befindet sich der Primärkreis des ersten ZF-Filters, während der Sekundärkreis im ZF-Verstärker angeordnet wird. Die Bandbreite dieses Filters soll etwa 6 bis 7 MHz betragen.

13.4 UHF-Tuner in $\lambda/2$ -Technik

Mit den Mesatransistoren AF 139 können UHF-Tuner hergestellt werden. Die optimale Dimensionierung eines solchen Tuners findet man, wenn die Bedeutung der Einzeleigenschaften richtig abgeschätzt wird. Bezüglich der Schaltungsauslegung stehen sich folgende Eigenschaften konträr gegenüber:

- | | |
|---------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------|
| 1. Rauschanpassung | Leistungsanpassung |
| 2. Verstärkung | max. zulässige Störspannung
für 1% Kreuzmodulation |
| 3. große Bandbreite
des UHF-Zwischenfilters,
wenig Kurvenverschiebung
bei Regelung | Spiegelselektion, Vorselektion,
Oszillatorstörspannung
am Antenneneingang |

Man kommt also nicht umhin, je nach den gewünschten Schwerpunkten gewisse Kompromisse einzugehen. Folgende Dimensionierung erscheint zweckmäßig:

Zu Punkt 1: Möglichst gute Rauschanpassung, jedoch nur, soweit der Eingangsreflexionsfaktor von 0,5 auch bei Regelung nicht überschritten wird.

Eine kleine Korrektur ist mit dem Zuführungskondensator (Bild 13.10) zum Emitter des Eingangstransistors bei

den tiefen Frequenzen und mit der Zuleitungsinduktivität und einem zusätzlichen Kondensator nach Masse (in der Schaltung nicht enthalten) möglich.

Zu Punkt 2: Eine nicht voll ausgenutzte Verstärkung am unteren Bereichsende zugunsten einer guten Verstärkung am oberen Bereichsende.

Sie kann in gewissen Grenzen mit der Emitterkoppelschleife des selbstschwingenden Mischers durch Abstandsänderung vom Leitungskreis eingestellt werden.

Zu Punkt 3: Ein Kompromiß zwischen allen genannten Eigenschaften, wobei die Störstrahlungswerte der Deutschen Bundespost eingehalten werden. Bei der Regelung muß eine kleine Scheiteländerung der Durchlaßkurve zugelassen werden.

Die im Bild 13.10 dargestellte Schaltung wurde unter Berücksichtigung dieser Richtlinien entwickelt. Sie besteht aus einer Vorstufe und einer selbstschwingenden Mischstufe. Der Eingang ist breitbandig für den Bereich von 470 bis 860 MHz ausgelegt. Die Vorstufe ist regelbar bis zu einem Umfang von 30 dB, abhängig davon, welche Änderung der Durchlaßkurve zugelassen wird.

Die Vorselektion wird durch ein zweikreisiges Zwischenfilter zwischen Vorstufe und Mischer hergestellt. Am Ausgang der selbstschwingenden Mischstufe wurde ein zweikreisiges Filter für einen 60- Ω -Abschluß zur niederohmigen Ankopplung der ersten ZF-Stufe angeordnet. Es kann jedoch auch parallel zum Fußpunkt-Koppelkondensator C_1 abgegangen werden, wenn die zweite Filterhälfte im ZF-Teil vorgesehen ist. Bei einer Einstellung des UHF-Tuners nach den obengenannten Richtlinien erhält man mit mittleren Transistoren folgende Daten:

	470	790	860 MHz
Rauschzahl unregelt	< 5	< 10	< 13
Leistungsverstärkung	> 20	> 20	> 20 dB
Regelumfang*	\leq 30	\leq 30	\leq 30 dB
Eingangsreflexionsfaktor	< 0,5	< 0,5	< 0,5
Spiegelselektion, unregelt	> 56	> 40	> 30 dB
Zulässige Störspannung an 240 Ω für 1% Kreuzmodulation $f_{\text{stör}}$ im Abstand > 10 MHz			
unregelt	20	20	20 mV
— 30 dB geregelt	40	40	40 mV

* Abhängig von der zugelassenen Änderung der Durchlaßkurve

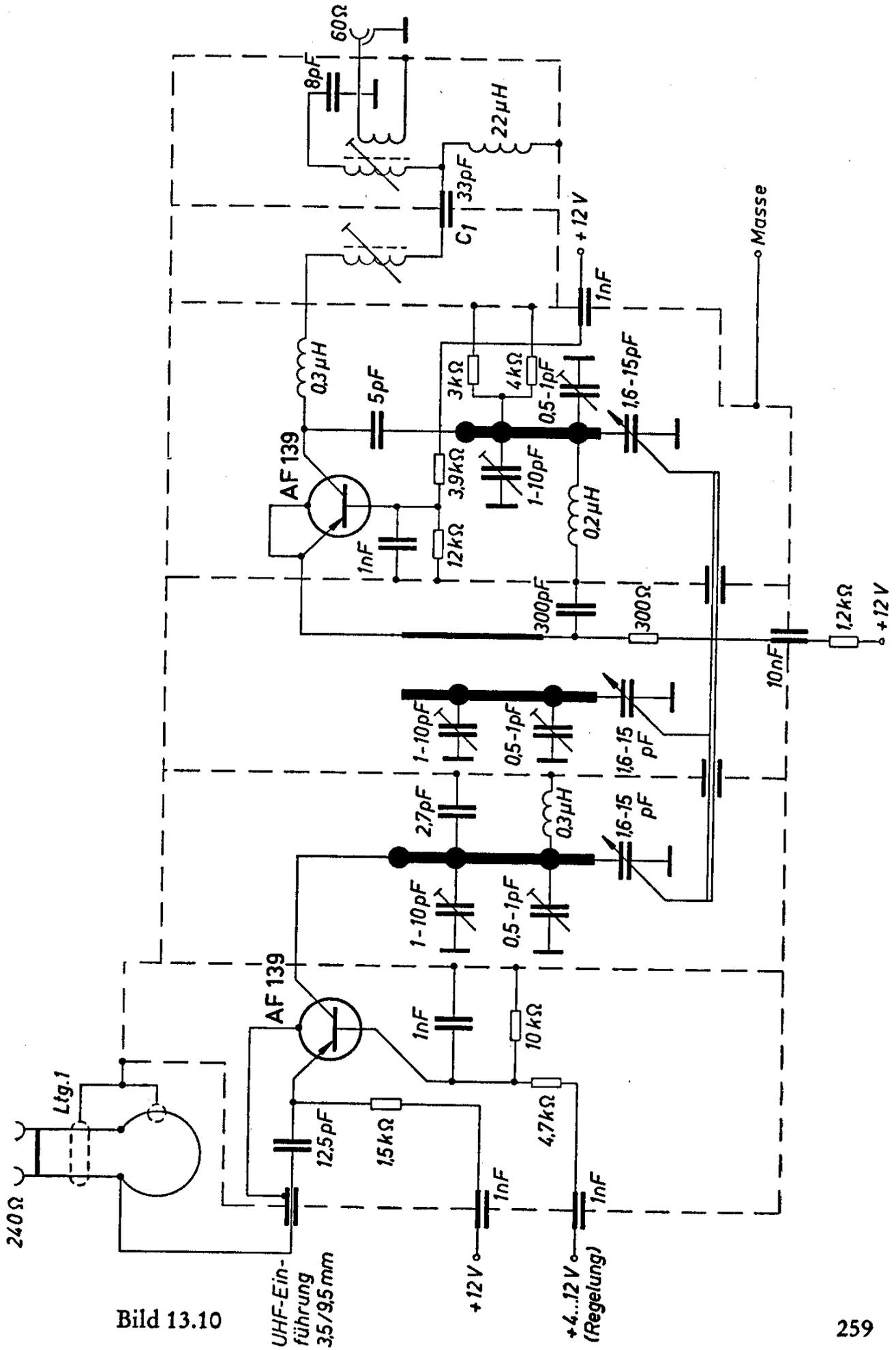


Bild 13.10

	470	790	860 MHz	
Maximale Eingangsspannung hinsichtlich Aussteuerbarkeit				
ungeregelt	40	40	40 mV	
—30 dB geregelt	200	200	200 mV	
$U_{\text{Strahl}} (240 \Omega)$ entsprechend den Vorschriften der DBP				
Betriebsströme:				
Vorstufe unregelt	Emitterstrom	2,2	2,2	2,2 mA
	Basisteilerstrom	0,8	0,8	0,8 mA
—30 dB geregelt	Emitterstrom	5,6	5,4	5,4 mA
	Basisteilerstrom	0,23	0,26	0,26 mA
Mischstufe	Emitterstrom	1,85	1,7	1,65 mA
	Basisteilerstrom	0,75	0,75	0,75 mA

Im Bild 13.11 sind der Übertragungsgewinn $L_{\ddot{u}}$, die Rauschzahl F und die Spiegelselektion a_{sp} in Abhängigkeit von der Empfangsfrequenz dargestellt. Im zur Zeit am stärksten belegten Frequenzbereich liegt die Rauschzahl unter dem Wert 7.

Das Bild 13.12 zeigt die Änderung des Eingangsreflexionsfaktors $/r/$, der maximalen Eingangsspannung $U_{E \text{ max}}$ und der zulässigen Störspannung für 1% Kreuzmodulation $U_{\text{Stör } 1\%}$ bei Regelung bis zu einem Umfang von 30 dB.

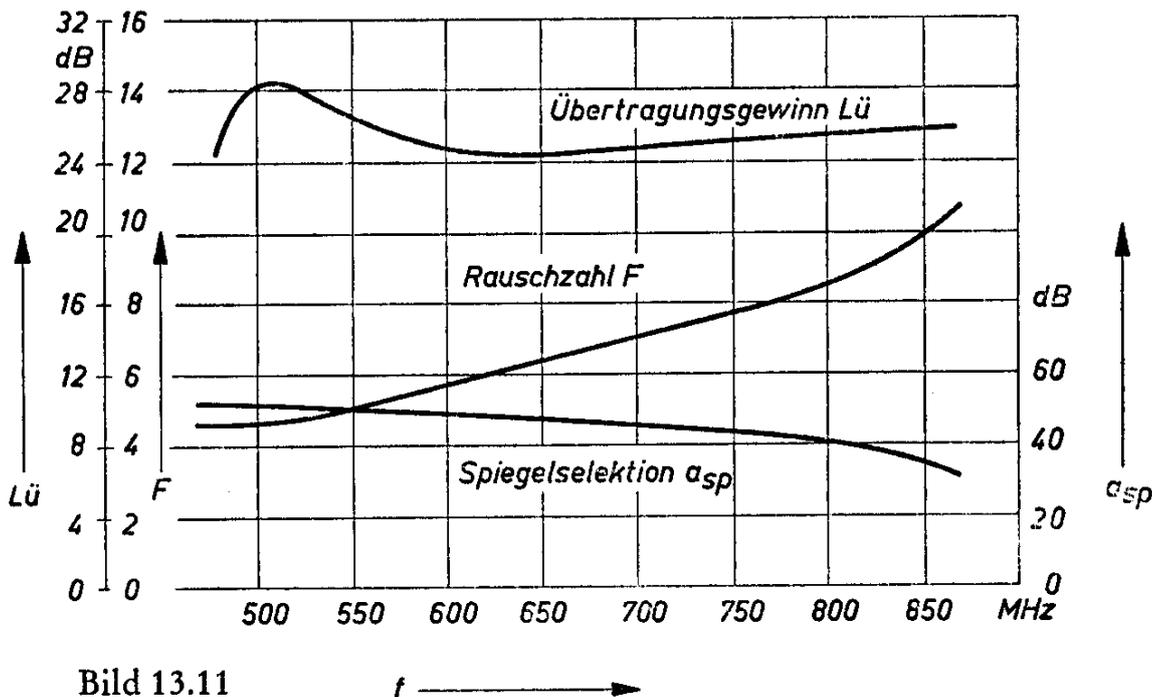


Bild 13.11

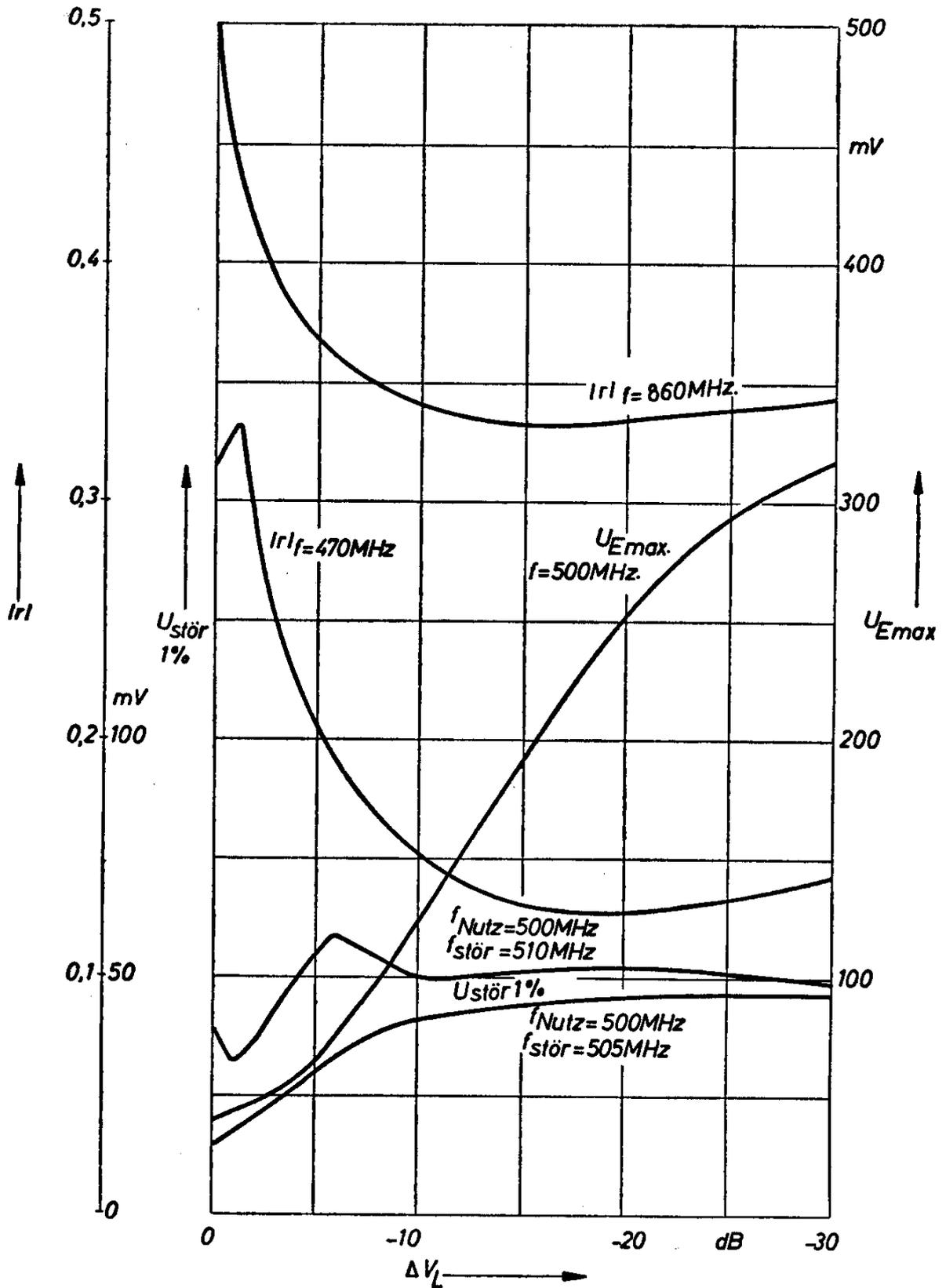


Bild 13.12

13.5 UHF-Tuner in $\lambda/4$ -Technik

Während sich für Röhren-UHF-Tuner bei Drehkondensatorabstimmung die $\lambda/4$ -Technik wegen der zu langen Zuleitungen zum Röhrensystem kaum anwenden läßt, eignet sie sich gut für transistorisierte Tuner (Bild 13.13), die sich in dieser Technik kleiner und mit etwas verringertem Aufwand bauen lassen.

$\lambda/2$ -Schwingkreise bestehen aus (mindestens) drei Blindelementen und haben deshalb zwei (oder mehr) Resonanzstellen, die u. U. sehr dicht nebeneinander liegen können. Sind außerdem noch Drosseln zur Spannungszuführung mit ihrem im UHF-Bereich kaum berechenbaren Impedanzverhalten notwendig, treten vor allem im Mischer mitunter Schwinglöcher oder unerwünschte Schwingungen auf, die aus dem Zusammenwirken dieser Impedanzen zu erklären sind. Eine zweite Resonanzstelle kann bei $\lambda/4$ -Schwingkreisen nur bei mehr als der doppelten Grundresonanzfrequenz auftreten. Sein Leiter ist einseitig geerdet. Die bei $\lambda/2$ -Tunern notwendigen Drosseln entfallen. Ferner ist vorteilhaft, daß sich der Hochpunkt des Kreises (Spannungsbauch) beim Durchstimmen nicht verschiebt.

Der Abgleich erfolgt am oberen Bereichsende mit Hilfe von versilberten Kupferblechstreifen, die als Trimmer dienen, und weiter durch Justierung der Lamellen des Drehkondensators. Damit die Innenleiter möglichst wenig Platz beanspruchen, werden diese gleichzeitig als Stützen für die Statorpakete ausgebildet, so daß auch die sonst gebräuchlichen Keramikstützen entfallen. Dadurch ist es möglich, mit dem halben Volumen eines üblichen $\lambda/2$ -Tuners auszukommen. Die Abmessungen dieses Tuners sind nunmehr hauptsächlich durch den Drehkondensator bestimmt.

Für Vor- und Mischstufe wurde ein Emitterstrom von 2 mA eingestellt. Die Kopplung des Zwischenbandfilters erfolgt durch einen Schlitz in der Kammerwand und eine Koppelschleife. Im Gegensatz zu $\lambda/2$ -Leitungskreisen werden kapazitiv abgestimmte $\lambda/4$ -Kreise mit sinkender Frequenz niederohmiger. Deshalb ist bei diesem Tuner die Verstärkung über den Bereich weitgehend konstant und die am unteren Bereichsende manchmal schwierige Eingangsanpassung läßt sich leichter beherrschen, weil die Lastimpedanz des Vorstufentransistors hier immer so klein gehalten werden kann, daß die Rückwirkung wenig stört.

Die Dimensionierung des Oszillators ist in $\lambda/4$ -Technik ebenfalls weniger kritisch. Eine ausreichende Schwingamplitude auch am oberen Bereichsende ist hier leicht zu erzielen.

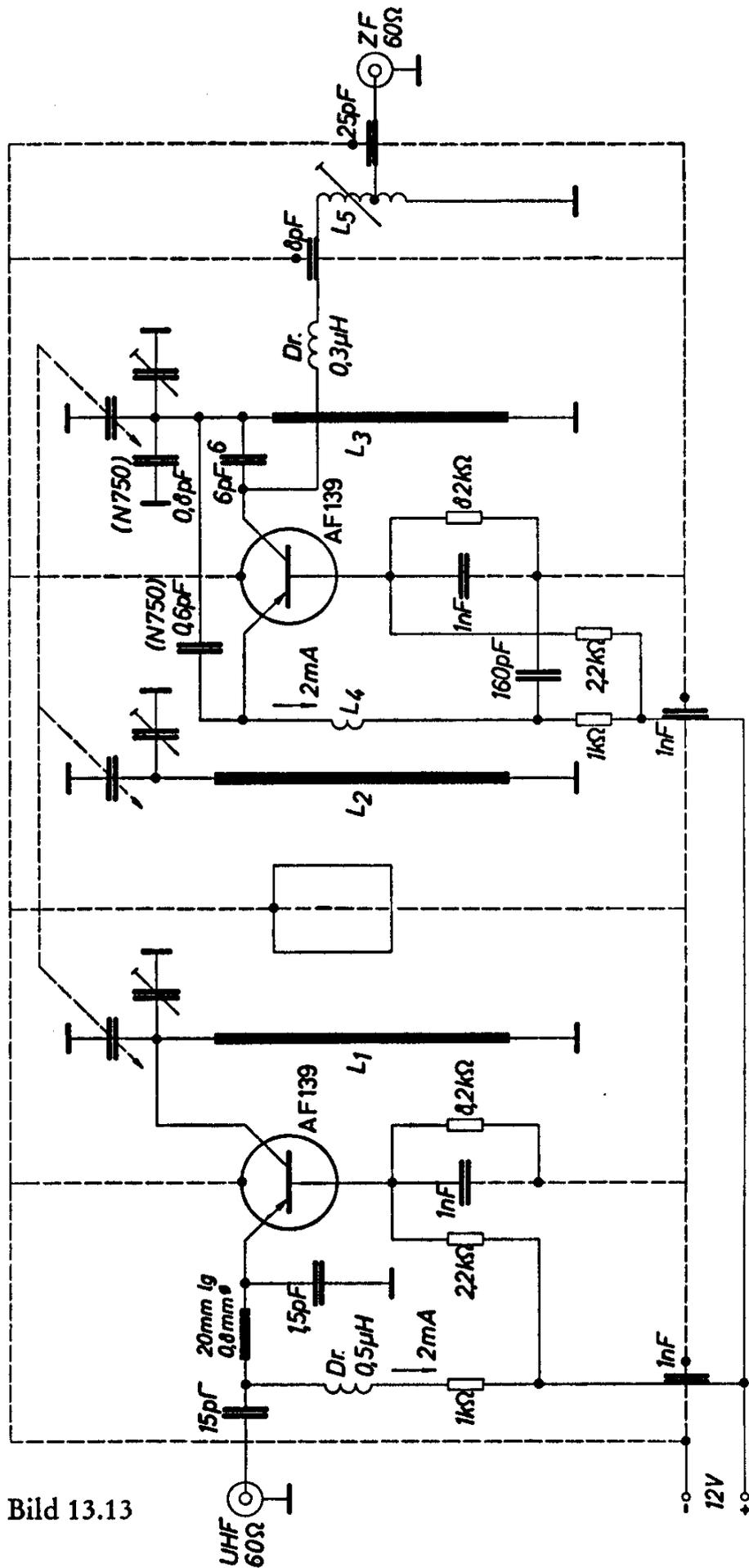


Bild 13.13

Um zu verhindern, daß andere Frequenzen außer der Oszillatorfrequenz angefacht werden, wurde die Rückkopplungskapazität 0,6 pF vom Emitter des Mixers direkt auf den UHF-Oszillatorkreis gelegt. Die Pendelneigung wurde durch eine entsprechend kleine Kapazität (120 pF) am Emitter des Mixers unterdrückt.

Technische Daten (Mittelwerte)

Rauschen: 470 MHz: $F = 5$

860 MHz: $F = 11$

Leistungsverstärkung $V_L = 20$ dB

L_1, L_2, L_3 Innenleiter versilbert

$1 \times 4,5$ mm

L_4 2 Wdg Cu versilbert $0,5 \phi$ auf Dorn 3ϕ gewickelt

L_5 10 Wdg 0,2 CuLS auf Spulenkörper 6ϕ

Anzapfung nach 3 Wdg vom kalten Ende

13.6 Vertikalablenkschaltung für Fernsehgeräte

Damit der Elektronenstrahl die Schirmfläche einer Fernsehbirne gleichmäßig überstreicht, muß er horizontal und vertikal abgelenkt werden. Durch die Horizontalablenkung werden die einzelnen Zeilen geschrieben, die Vertikalablenkung sorgt dafür, daß die Zeilen zu einem vollständigen Bild zusammengesetzt werden. Es werden je Sekunde 25 Bilder geschrieben. Durch die Anwendung des sogenannten Zeilensprungverfahrens — ein vollständiges Bild wird in 2 Hälften durch aufeinanderfolgendes Schreiben aller ungeradzahigen und geradzahigen Zeilen gewonnen — ergibt sich eine Ablenkfrequenz von 50 Hz. Der Elektronenstrahl muß also einmal innerhalb von 20 ms mit gleichmäßiger Geschwindigkeit über die ganze Bildfläche abgelenkt werden, was durch einen Sägezahnimpuls geeigneter Form und Länge erfolgen kann. Von der Ablenkzeit 20 ms gehen noch etwa 0,5 ms für den Strahlrücklauf ab.

Die Schaltung eines Vertikalablenkteils für eine 53-cm-Bildröhre (110°) zeigt das Bild 13.14. Sie liefert einen sägezahnförmigen Strom mit einem Spitzenwert von 1 A an eine Ablenkeinheit mit einem Innenwiderstand von 7Ω und einer Induktivität von 23 mH.

Die Erzeugung des Sägezahnimpulses erfolgt zweckmäßig mit einem Kondensator als Integrierglied. Um trotz der niedrigen Frequenz mit einer kleinen Kapazität auszukommen, wurde hier ein Millerintegrator mit einer zusätzlichen Treiberstufe angewendet. Es kann dann ein Papierkondensator verwendet werden.

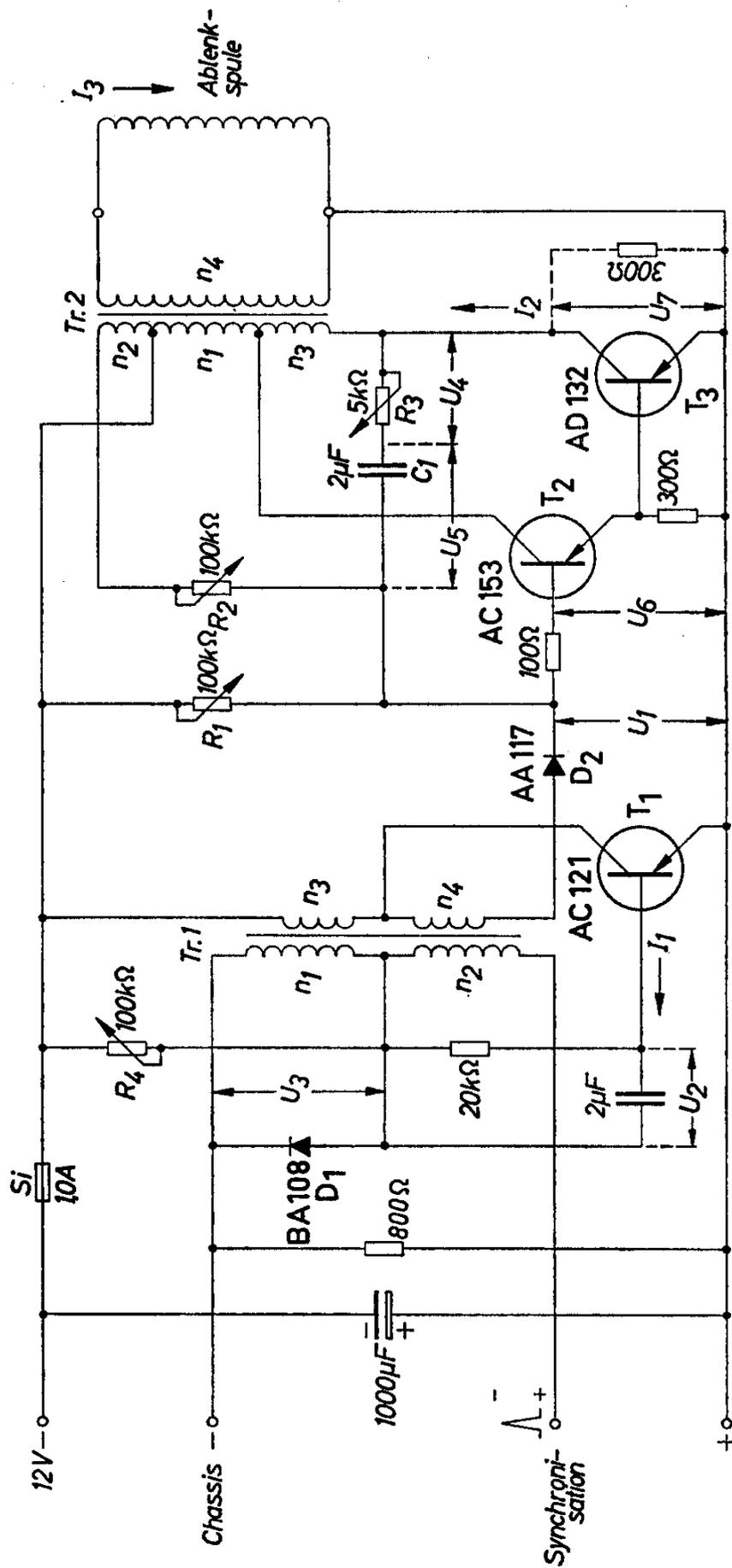


Bild 13.14

Gesteuert wird der Millerintegrator durch einen Sperrschwinger im Durchlaßbetrieb mit einer Eigenfrequenz von etwa 50 Hz, der seinerseits wieder durch die mit dem Eingangssignal ankommenden, integrierten Synchronimpulse synchronisiert wird. Die Impulsbreite des Sperrschwingers beträgt 0,5 ms, die Impulshöhe ist so groß, daß der Kondensator C_1 während dieser Zeit sicher entladen wird. Die Diode D_1 schließt den Rückschlagimpuls des Sperrschwingers kurz, wodurch der Transistor AC 121 vor zu hoher Sperrspannung geschützt wird.

Der Sägezahngenerator ist an die Ablenkspule über einen Transformator angekoppelt, um einerseits eine bessere Anpassung zu erreichen, andererseits aber auch eine Vorablenkung des Elektronenstrahls durch den Reststrom der Transistoren zu verhindern.

Um zu vermeiden, daß der Kondensator C_1 durch den vom Sperrschwinger gelieferten Impuls während des Strahlrücklaufs über den Spannungsnullpunkt hinweg mit entgegengesetzt gepolter Spannung wieder aufgeladen wird, ist in Serie zu diesem Kondensator ein einstellbarer Widerstand R_3 angeordnet. Mit diesem Widerstand kann gleichzeitig eine Tangensentzerrung vorgenommen werden, indem man einen so hohen Widerstandswert einstellt, daß der Kondensator C_1 nicht vollständig entladen wird. Es erfolgt dann ein erhöhter Anstieg des Ablenkstromes zu Beginn des Ablenkvorganges.

Eine Linearisierung des Sägezahnstromes erreicht man dadurch, daß man dem Kondensator C_1 über eine Rückkopplung (Widerstände R_1 und R_2) eine sägezahnförmige Spannung zuführt. Dadurch wird der Einfluß der temperaturabhängigen Transistorparameter nahezu vollständig ausgeschaltet.

Beim Abgleich der Anordnung wird der Sperrschwinger bei abgetrenntem Millerintegrator mit dem Widerstand R_4 auf eine Eigenfrequenz von 48 bis 50 Hz eingestellt. Dann wird, nach erfolgter Ankopplung des Millerintegrators, der Widerstand R_1 so geregelt, daß der Kollektorstrom des Treibertransistors nicht beschnitten wird. Mit dem Widerstand R_2 kann die Linearität des Sägezahnimpulses eingestellt werden. Das Bild 13.15 zeigt die Kurvenform der im Bild 13.14 eingetragenen Ströme und Spannungen.

Die Versorgungsspannung darf zwischen 11 und 13 V schwanken, wenn der Innenwiderstand des Netzteiles kleiner als $0,4 \Omega$ ist.

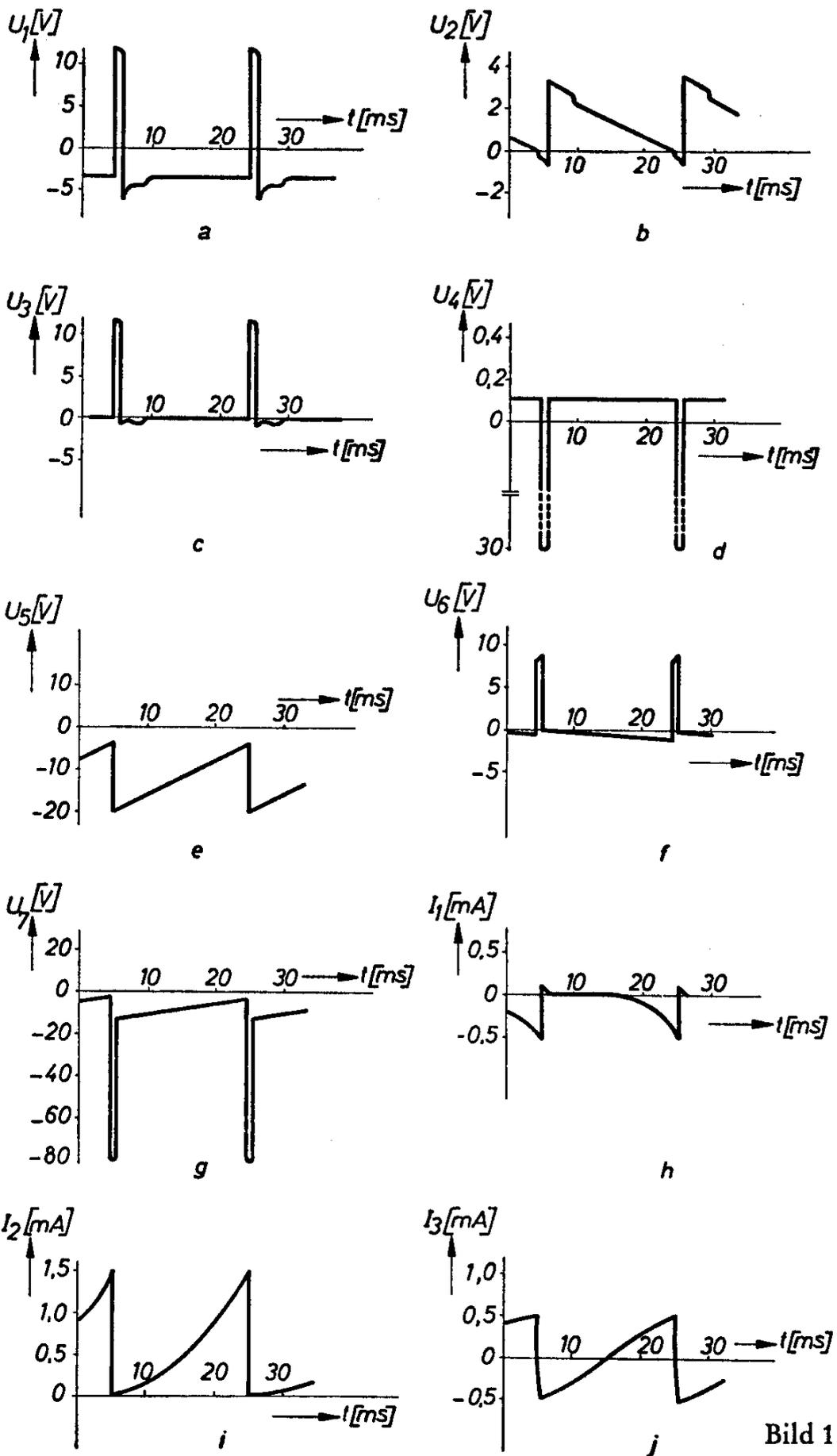


Bild 13.15

Technische Daten

Batteriestrom: $\approx 0,55$ A

Transformatoren

Tr. 1: M 30/7, Dyn.-Bl. IV/0,35; wechselsinnig geschichtet

$n_1 = n_2 = 200$ Wdg 0,12 CuL

$n_3 = n_4 = 200$ Wdg 0,25 CuL

Tr. 2: M 74/32, Dyn.-Bl. IV/0,35; wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 240$ Wdg 0,65 CuL

$n_2 = 400$ Wdg 0,2 CuL

$n_3 = 65$ Wdg 0,65 CuL

$n_4 = 325$ Wdg 0,6 CuL

Bildröhre:

Hochspannung 16 kV

Ablenkung 110°

13.7 Einstufiger Videoverstärker mit benachbarten Impulsstufen

Das Bild 13.16 zeigt die Schaltung eines einstufigen Videoverstärkers mit dem Transistor BF 110, der die Bildröhre in der Kathode ansteuert. Das an seinem Ausgang im Falle maximaler Aussteuerung zur Verfügung stehende Signal hat bei einer 3-dB-Bandbreite von 4,7 MHz eine Amplitude von $90 V_{SS}$. Die durch günstige Einfügung des Tonsperrkreises erreichte Verstärkung ist 80fach. Der Sperrkreis (5,5 MHz) senkt den Ton, unabhängig von der Kontrasteinstellung, um 33,5 dB ab. Der Kontrast wird durch einen frequenzkompensierten Spannungsteiler in der Kollektorleitung des Transistors geregelt. Der Regler erlaubt eine Amplitudenschwächung bis zum Faktor 5. Über eine Kapazität von 1 pF wird die Ton-ZF (5,5 MHz) aus dem Kollektor des Transistors BF 110 dem Eingangskreis des Ton-ZF-Verstärkers zugeführt.

Der Regelspannungsgenerator mit dem Transistor AC 152 ist an den Emitter des Transistors BF 110 angeschlossen und wird im Kollektor vom Zeilenrücklaufimpuls aufgetastet. Sein Arbeitspunkt ist so eingestellt, daß er erst dann an dem im Kollektorkreis liegenden RC-Glied (20 k Ω ; 0,5 μ F) eine Regelspannung erzeugt, wenn bei Maximalstellung des Kontrastreglers das VF-Signal an der Bildröhrenkathode auf $90 V_{SS}$ angestiegen ist. Diese Regelspannung wird über den nachfolgenden Gleichspannungsverstärker, mit dem Transistor AC 152 bestückt, der Regelstufe im ZF-Verstärker direkt und dem Tuner über eine vorgespannte Diode BA 108 verzögert

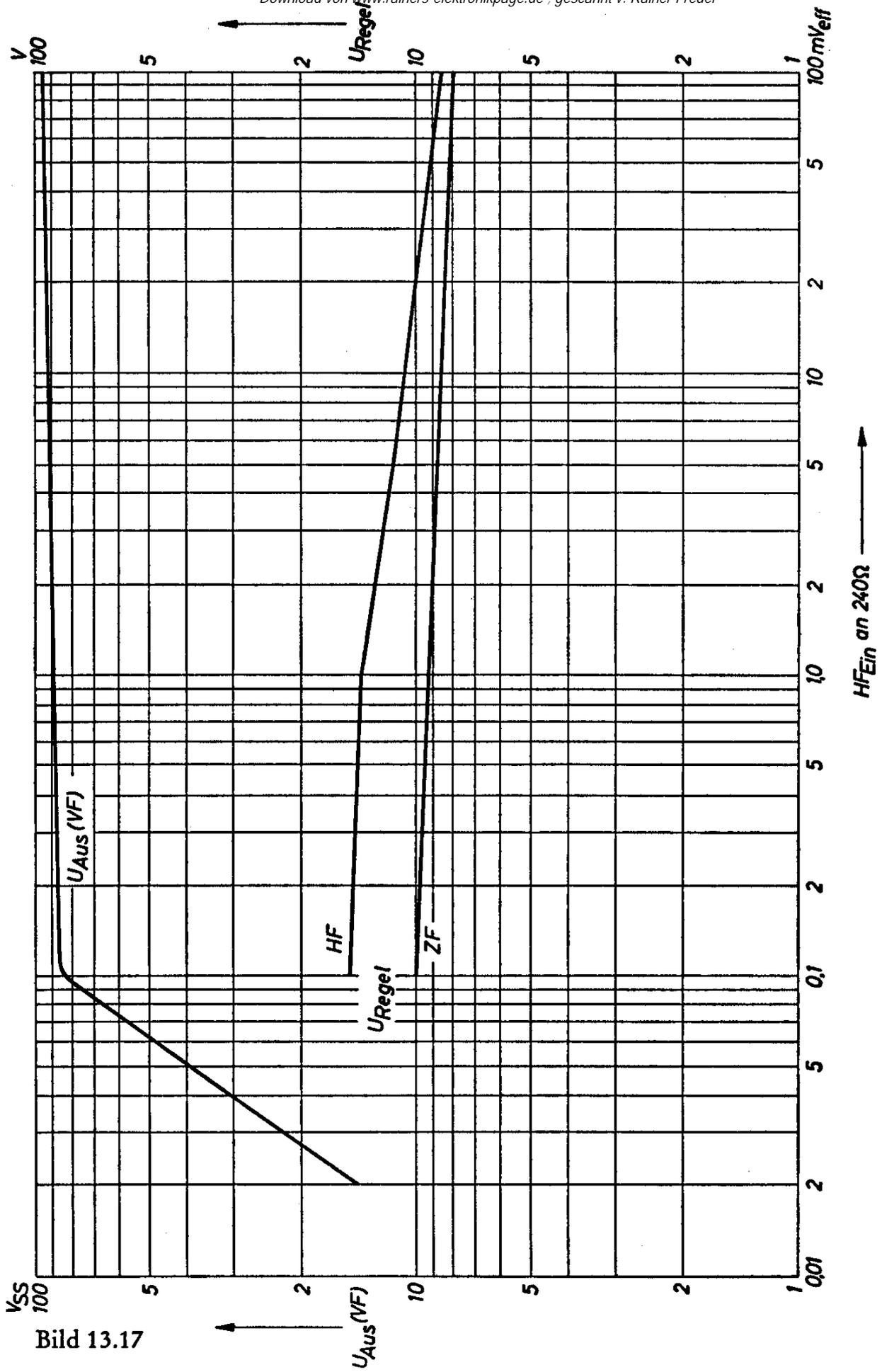


Bild 13.17

zugeführt. Sowohl der Regeleinsatz des Tuners wie auch der dem ZF-Verstärker zugeführte Regelspannungsanteil können mit den auf den Regelspannungsnachverstärker folgenden zwei 10-k Ω -Potentiometern und dem 220-k Ω -Regler eingestellt werden. Mit der Schaltung werden bei Verwendung des für die Untersuchungen herangezogenen Tuners (AF 109+2 \times AF 106) und eines Bild-ZF-Verstärkers mit einer Verstärkung von $V_{L\ ZF} = 72$ dB noch maximale Antennensignale bis zu 200 mV_{eff} an 240 Ω so abgeregelt, daß keine störende Verformung des Videoausgangssignals auftritt. Das Amplitudensieb und der nachfolgende Phasensplitter sind wegen der Polarität des Steuersignals am Eingang des Amplitudensiebs mit npn-Transistoren AC 127 bestückt. Das vorgenannte Steuersignal hat eine Amplitude von etwa 10 V_{SS} und wird am Arbeitswiderstand der Videostufe abgegriffen. Die Impulsabtrennung arbeitet noch bei Antennensignalen störungsfrei, die um den Faktor 7 kleiner sind als das für volle Bildröhrendurchsteuerung benötigte Signal.

Das Diagramm im Bild 13.7 zeigt die Abhängigkeit des Videoausgangssignals und der Regelspannung für Tuner und ZF-Verstärker in Abhängigkeit von der HF-Eingangsspannung.

13.8 VHF-Antennenverstärker

Wegen ihres geringen Energiebedarfes ist es naheliegend, Transistoren auch in Antennenverstärkern einzusetzen. Neuerdings stehen Transistoren zur Verfügung, die bei hohen Frequenzen neben einer großen Verstärkung auch noch eine für viele Antennenverstärker ausreichende Ausgangsleistung liefern. Die Schaltung nach Bild 13.18 ist für das UKW- und das VHF-Gebiet geeignet und liefert unverzerrt eine Ausgangsspannung von 0,6 V an einem Widerstand von 60 Ω . Der Transistor AFY 18 wird in Emitterschaltung betrieben, weil diese die höchste Leistungsverstärkung ergibt und auch bei Verwendung der Basisschaltung neutralisiert werden müßte. Im Bild 13.19 ist die Neutralisationsbrücke allein dargestellt. Sie ist nur aus Kapazitäten aufgebaut. Auf diese Weise ist gewährleistet, daß sich die Neutralisation ohne Nebenresonanzen stabil einstellen läßt. Der Trimmer C_3 wird am besten mit Hilfe eines Wobblers auf minimale Spannung am Eingang eingestellt, wenn am Ausgang die Hochfrequenz eingespeist wird.

Bis zu einer effektiven Ausgangsspannung von 1 V an einem Widerstand von 60 Ω wird das Eingangssignal linear verstärkt. Bei 1,3 V beträgt die Linearitätsabweichung 10%.

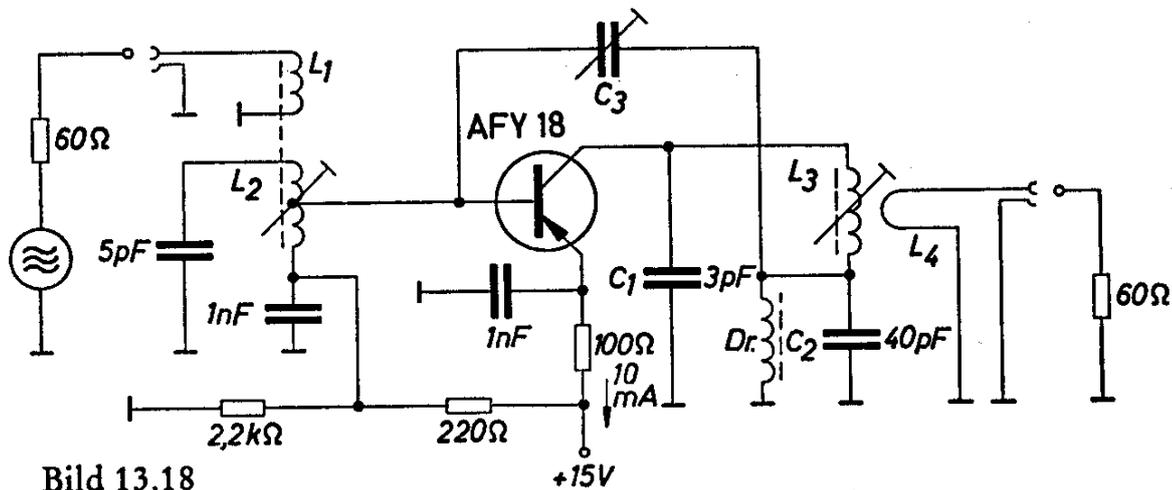


Bild 13.18

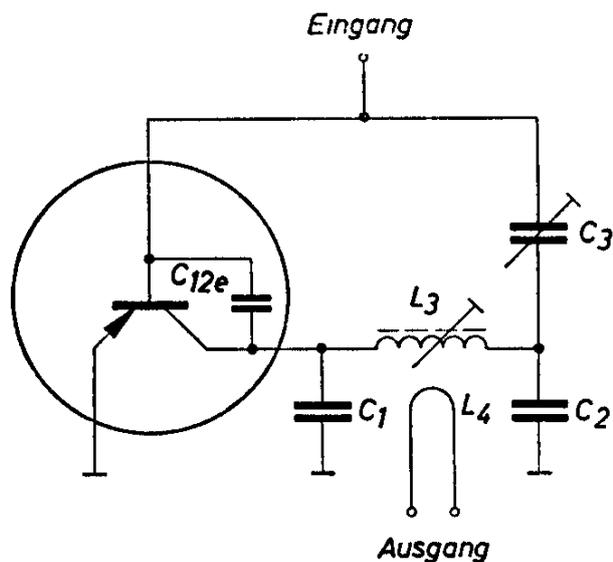


Bild 13.19

Die Spule L_2 schließt den Eingang für niedrige Frequenzen kurz, damit nicht der aus der Drossel Dr und dem Kondensator C_2 gebildete Schwingkreis über den Kondensator C_3 erregt wird.

Technische Daten

- L_1 : 2 Wdg 0,8 CuL, über L_2 gewickelt
- L_2 : Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 C 13,3
4 Wdg 0,8 Cu versilbert, Abgriff nach 1 Wdg vom kalten Ende
- L_3 : Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 C 13,3
4 Wdg 0,8 Cu versilbert
- L_4 : 1 Wdg 0,8 CuL, über L_3 gewickelt, Lage justierbar
- Dr : Drossel $L \approx 1 \mu\text{H}$
- Batteriespannung 15 V
- Batteriestrom 10 mA
- Frequenz 215 MHz

Leistungsverstärkung	17 dB
Bandbreite	20 MHz
Rauschzahl	4

13.9 VHF-Antennenverstärker mit Vorstufen

Während der vorher beschriebene einstufige Antennenverstärker als Mehrkanalverstärker ausgeführt werden kann, soll der im Bild 13.20 angegebene mehrstufige aus Gründen der Kreuzmodulation als Einkanalverstärker ausgeführt werden. Der dreistufige Verstärker liefert eine Gesamtverstärkung von 51 dB bei einer Frequenz von 215 MHz. Die Vorstufen sind mit den Transistoren AFY 12 bestückt, die in Basisschaltung betrieben werden. Wird der Regeltransistor AF 109 eingesetzt, so kann auf einfache Weise durch Verändern des Kollektorstromes die jeweils gewünschte Verstärkung eingestellt werden. Die Endstufe stimmt mit dem vorher beschriebenen einstufigen Verstärker überein. Die gesamte Schaltung ist sehr stabil und schwingt auch bei offenem Ein- und Ausgang nicht. Sollte jedoch der durch die Drossel und die nachfolgenden Kapazitäten gebildete Serienkreis erregt werden, so muß ein Serienwiderstand von 10 bis 20 Ω als Dämpfung vorgesehen werden.

Technische Daten

$L_1 = L_3 = L_5$:	Siferrit Gewindekern B 63310 U 17 C 13,3 4 Wdg 0,8 Cu versilbert
$L_2 = L_4$:	1 Wdg 0,8 CuL, über L_1 bzw. L_3 gewickelt, Lage justierbar.
L_6 :	2 Wdg 0,8 CuL, über L_5 gewickelt, Lage justierbar.
Dr:	Drossel $L \approx 2 \mu\text{H}$
Batteriespannung	15 V
Batteriestrom	18 mA
Frequenz	215 MHz
Leistungsverstärkung	51 dB
Bandbreite	12 MHz
Rauschzahl	3,8
Ausgangsleistung	siehe Beispiel 13.8

* Eingetragenes Warenzeichen

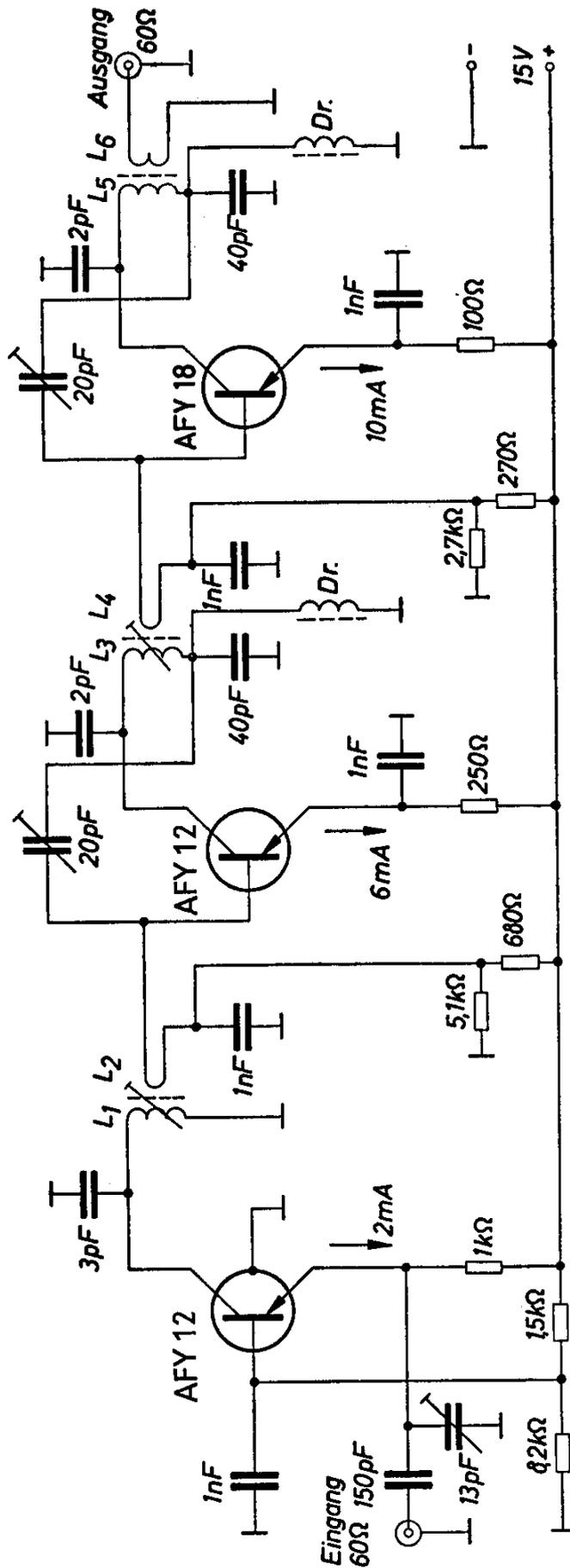


Bild 13.20

Stichwortverzeichnis

Ablenkfrequenz	264	Blinkschaltung	104
Abschaltautomatik	81	Blitzkondensator	81
Abstimmungsanzeige	247	Bor	15
Abtastung	111	Brennspannung	69
Äquipotentiallinie	187	B-Verzerrung	21
Akkumulator	83		
Aluminium	15	Chopper	160
Amplitudensieb	271	Colpittsoszillator	226
Anfangsstromverstärkung	15	Curietemperatur	18
Anpassung	251		
Anschwinghilfe	79	Dämmerungsschalter	119, 122
Ansprechspannung	128	Dämpfung, aperiodische	90
Ansprechverzögerung	105	Darstellung, binäre	138
Antenne	239	Decodierung	138
Antennenrauschen	250	Dekadischer Untersetzer	145
Antennenverstärker	271	Dielektrizitätskonstante	18
Anzeigeverstärker	179	Differentialverstärker	158, 189
Aperiodische Dämpfung	90	Differenzfrequenz	20
Arbeitsablaufsteuerung	174	Diffusionslegiert	11
Astabile Kippschaltung	176	Diffusionstransistor	11
Astabiler Multivibrator	98	Digitale Schaltungen	168
Aufladezeit	83	Digitalrechner	133
Aufwärtsregelung	255	Diodengatter	138
Aufzugsteuerung	201	Diskriminator	247
Ausgangsleistung	22	Dividieren	193
Ausgangsübertrager	23	Doppeldiffundiert	12
Aussteuerungsanzeige	56	Dotierungsgrad	12
		Dotierungsprofil	12
Bahnwiderstand	14	Drehkondensatorabstimmung	262
Bariumtitanat	18		
Basis	13	Drehzahlregelung	164
Betriebsgüte	85	Dreipunktschaltung	224
Betriebstemperatur	27	Dunkelstrom	110
Binärcode	138	Durchlaßbetrieb	59
Binäre Darstellung	138	Durchlaßspannung	107
Bistabiler Multivibrator	98	Durchstimmen	262
Blechkern	62		
			275

Eingangsreflexionsfaktor	257	Frequenzdrift	85
Eingangsstörspannung	251	Frequenzgang	54
Einkanalverstärker	273	Frequenzhub	93
Einkristall	12	Frequenzmodulation	239
Einschalt-Stromstoß	125	Frequenzumfang	21
Einschreiben	133	Frequenzstabilisierung	225
Eintakt-A	21		
Eintaktdurchflußwandler	58	Gatter	185
Eintaktendstufe	44	Gedächtnis	174
Eintaktsperrwandler	58	Gegenkopplung	21
Eisenlose Endstufe	25	Gegentakt-B-Stufe	21
Eisenloser Niederfrequenz-		Gegentaktendstufe	32
verstärker	54	Gegentaktschaltverstärker	126
Eisenquerschnitt	62	Gegentaktzerhacker	58
Eisenverlust	90	Generator	85
Elektronenblitzgerät	81	Generatorwiderstand	41
Elektronenstrahl	264	Germanium-Fotodiode	110
Elektronische Sicherung		Gleichgewicht, thermisches	18
	165, 207	Gleichstromverstärker	166
Emitter	13	Glimmlampe	72, 104
Emitterkapazität	14	Golddrahtdiode	128
Emitterwiderstand	23	Grenzfrequenz	14, 25
Endschalter	117, 201		
Endstufe, eisenlose	25		
Epitaxie	11, 12, 14		
		Halbleiterschaltkreis	17
Feldwicklung	189	Halbstrom	133
Fernsehbildröhre	264	Halbwellengleichrichtung	132
Ferritkern	62	Halleffekt	187
Ferroelektrisch	18	Hallgeneratoren	187
Flankensteilheit	75	Hallspannung	187
FM-Sender	239	Heißleiter	150
Fortschalter	172, 174	Heißleiterbruch	151
Fotolack	15	Heißleiterbrücke	151
Foto-Lithographie	15	Heizkörper	156
Fotostrom	114	HF-Schaltung	221
Fotoverstärker	110	HF-Transistor	221
Fotowiderstand	110	HF-Vorstufe	248
Fremdatome	12	Hi-Fi-Gerät	21
Fremdsteuerung	79	Hochspannungsblinker	72
Frequenzbereich	25	Horizontablenkung	264
		Hysterese	90

Impulsflanke	98	Kontaktloses Schalten	131
Impulsfolgefrequenz	61	Kontrastregler	268
Impulsgabel	180	Koppelglieder	179
Impulsgeber	102	Koppelschleife	262
Impulspause	102, 103	Kopplung	71
Impulsstufe	268	Kreuzmodulation	250, 251
Impulsverstärker	133, 180	Kühlblech	28
Impulsweiche	183	Kühlblechgröße	23
Impulszeit	103	Kühlmittel	28
Indiumpille	20	Kühlproblem	27
Induktion	62	Kurzschlußsicher	203
Induktive Nullkomponente	187	Kurzschlußsich. Netzgerät	207
Informationsspeicherung	133	Kurzschlußsicherheit	72, 73
Injektionswirkung	14	Kurzschlußstrom	210
Instrumentenzeiger	117		
Intermodulation	20, 250	Ladegerät	203, 205
Inversstrom	131	Ladegerät, stromkonstantes	204
Inversstromverstärkung	131	Längenmessung	201
Isolationsprüfung	72	$\lambda/2$-Technik	257
Istwert	209	$\lambda/4$-Technik	262
		Lampenschalter	125
Kaltleiter	17	Lastgerade	23
Kaltwiderstand	126	Lautsprecherwiderstand	25
Kapazität, spannungsabhängige	239	LC-Schwingschaltung	85
Kaskadenschaltung	180	Leistungsverstärkung	48
Kathode	268	Leitzahl	83
Kennlinienkrümmung	48	Lesedraht	133
Keramik	18	Lesen	133
Keramikstütze	262	Lesestrom	133
Kernmatrize	133	Leseverstärker	133, 135
Kippschaltung, astabile	176	Leuchtstofflampe	69
Klangqualität	20, 21	Lichtausbeute	71
Kleinthermostat	156, 157	Lichtschranke	123
Klirrfaktor	20	Lichtwelligkeit	114
Klirrprodukt	250	Lochblende	110
Koinzidenzschaltung	133	Lochstreifen	111
Kollektor	13	Lochstreifenabtastung	111
Kollektorkapazität	14	Löschen	92
Komplementärfilter	111	Löschspannung	104
Komplementärtransistor	102	LR-Schwingschaltung	75
		Luftspalt	75

Magnetfeld	187	Ohmsche Nullkomponente	
Matrix	138		187, 200
Matrize	138	Oszillator	85
Mehrkanalverstärker	273	Oszillatorstabilität	246
Mesaberg	11	Oszillatorstufe	248
Mesatransistor	11	Oxydmaske	11
Meßfühler	150		
Millerintegrator	264	Parallelregelung	203, 215
Mischstufe	248, 257	Parallelschaltung	77
Mischverstärkung	246, 257	Parklichtschalter	122
Mittenfrequenz	247	Phasensplitter	271
Modulationsglied	239	Phosphor	15
Modulationsspannung	93	Planartechnik	11
Monostabiler Multivibrator		Planartransistor	11
	98, 176	pn-Übergang	12
Multiplikation	189	Produktbildung	190
Multivibrator	98		
Multivibrator, astabiler	98	Quadratwurzel	197
Multivibrator, bistabiler	98	Quarzoszillator	225
Multivibrator, monostabiler		Quotientenbildung	193
	98, 176		
Netzgerät	203	Radizieren	197
Netzgerät, kurzschluß-		Rauschanpassung	257
sicheres	207	Rauschen	110
NF-Transistor	31	Rauschzahl	243
NF-Verstärker	20, 31	RC-Glied	41
Neutralisation	251	RC-Schwingschaltung	75
Neutralisationsbrücke	271	Reflexionsfaktor	251
Neutralisiert	271	Regeleinsatz	271
Niederfrequenzverstärker,		Regelschaltung	133
eisenloser	54	Regelschwingung	190, 210
Nullkomponente, induktive	187	Regelspannung	268
Nullkomponente, ohmsche		Regelspannungsgenerator	268
	187, 200	Regelspannungs-	
Nullpunktverstärker	166	nachverstärker	271
Nullspannung	158	Regeltransistor	273
		Regelumfang	255
Oberflächen-Rekombination	15	Regelung	252
Oberwellenton	20	Resthallspannung	187, 200

Restspannung	14	Sirene	93
Reststrom	15	Sollwert	209
Restwiderstand	14	Spannungsabhängige	
Ringkern	133	Kapazität	239
RL-Schwingschaltung	85	Spannungseinprägung	41
Rückkopplungsspannung	61	Spannungssteuerung	41
Rückschlagspannung	59	Spannungsüberwachung	
Rückstrom	75		162, 204
Ruhestrom	22	Spannungsverstärkung	48
Rundfunkschaltung	243	Spannungswandler	58
		Speicherschaltung	176
Sägezahngenerator	266	Speicherung	174
Sättigung	62, 75	Speicherzeit	14
Sättigungsbetrieb	126	Sperrbetrieb	60
Schalten, kontaktloses	131	Sperrkreis	268
Schaltertransistoren	14	Sperrschicht	14
Schaltertuner	248	Sperrschichttemperatur	27
Schaltungen, digitale	168	Sperrschwinger	58, 266
Schaltverstärker	125, 201	Sperrspannung	14
Schaltverstärkerkaskade	180	Stabilisieren	45
Schichtung	32	Stabilisierung	50
Schmitt-Trigger	100	Stabilität, thermische	36
Schreibstrom	133	Starter	168
Schwellenwert	100	Statorpaket	262
Schwingkreis	85	Steilheit	222
Schwinglöcher	262	Steuerleistung	42
Schwingquarz	225	Steueroszillator	85
Schwingungsgleichung	65	Steuerschaltung	133
Selektiver Verstärker	110	Störspannung	252
Serienregelung	203, 207	Strahlrücklauf	264
Serienschaltung	77	Strahlung	27
Sicherung, elektronische	165, 207	Streuinduktivität	25, 69
Siebschaltung	250	Streutransformator	70
Siebschaltungsvierpol	250	Stromaufnahme	102
Siebung	48	Stromkonstantes Ladegerät	204
Signalrauschabstand	250	Stromspannungskennlinie	18
Siliziumfotoelement	110	Stromsteuerung	20, 41
Siliziumoxyd	14	Stromversorgung	80, 81
Siliziumscheibe	15	Stromverstärkung	15
Siliziumtransistor	12	Stromzange	187
Sinusoszillator	58, 85	Stückzahlermittlung	145
		Synchronisieren	79

Tangensentzerrung	266	Vakuumblytzzlampe	80
Tastverhältnis	102	Variometer	248
Temperaturfühler	151	Varistoreffekt	18
Temperaturkoeffizient	17	Verbundgatter	141
Temperaturregelschaltung	150	Vergleichsspannung	203
Temperaturregler	158, 159	Verlustleistung	22, 23
Temperatursicherung	154	Verlustwärme	27
Thermisches Gleichgewicht	18	Verlustwiderstand	89
Thermische Stabilität	36	Versorgungsspannung	48
Thermoelement	157, 159	Verstärker, selektiver	110
Thermokompression	15	Verstärkung	14, 252
Thermostat	157	Verstärkungskennlinie	44
Thernewid-Heißleiter	17	Verstärkungsregelung	252
Tonbandverstärker	56	Verstimmung	243
Tonsperrkreis	268	Vertikalablenkschaltung	264
Trägerfrequenz	247	Vertikalablenkung	264
Transformationsglied	250	Verzerrung	20, 48
Transistorchopper	160	Verzögerungsschaltung	98, 107
Transistorkaskade	209	Verzögerungszeit	105
Treiberstufe	32	Videoausgangssignal	271
Treibertransformator	43	Videoverstärker	268
Trigger	101	Vollaussteuerung	22
Trockenbatterie	83	Vollstrom	133
Trommeltuner	248	Vorablenkung	266
		Vorheizen	125
		Vorheizwiderstand	126
		Vorkreis	243
Überladungsschutz	205	Vormagnetisierung	50, 90, 92
Überlast	73	Vorselektion	258
Überspannung	23	Vorstufe	32
Überspannungsschutz	165	Vorwahl	145
Übersteuerung	245		
Überstrom	165	Wärmeableitung	27
Übertrager	31	Wärmequelle	29
Übertragungsgewinn	260	Wärmestrom	27
Übertragungsqualität	21	Wärmeträgheit	156
UKW-Tuner	243	Wärmewiderstand	28
UND-Gatter	185	Wechsellicht	110
Umgebungstemperatur	23	Wechselstromschalter	131
Umschaltverluste	79	Wicklungsinduktivität	25
Umsteuerung	179	Wicklungskapazität	79
Untersetzer, dekadischer	145		

Wiederbereitschaftszeit	109	Zeitgeber	176
Wirkungsgrad	22	Zenerdiode	86, 203
		Zenerstrom	86
		Zenerwiderstand	86
Zähleinheit	145	Zerhacker	58
Zählkette	149	Zündpunkt	81
Zählschaltung	145	Zweipunktregelung	217, 219
Zeilenrücklaufimpuls	268	Zündspannung	69, 104
Zeilensprungverfahren	264	Zwischenbasisschaltung	251

Siemens-Fachbücher

Einführung in die Fernsprechtechnik

Von R. A. Storch, 7. Aufl. 1964, 236 S.

Einführung in das Lesen von Stromlaufplänen

Von R. A. Storch, 1. Aufl. 1961, 80 S. und 108 doppelseitige Pläne

Aufbau von Fernsprech-Wählanlagen

Band 1: Geräte und Funktionen

Von K. Trautmann, 1. Aufl. 1965, 200 S.

Aufbau von Fernsprech-Wählanlagen

Band 2: Methodik und Planung

Von K. Trautmann, 2. Aufl. 1965, 222 S.

Stromversorgung von Fernsprechanlagen

Von K. Braun/E. Windmann, 1. Aufl. 1964, 312 S.

Selbstwählfernverkehr

Von E. Hettwig, 2. Aufl. 1966, 64 S.

Tabellen für Planung und Betrieb von Fernsprechanlagen

2. Aufl. 1961, 302 S.

Tabellen zu A. K. Erlangs Interconnection-Formel

1. Aufl. 1961, 120 S., deutsch/englisch

Programmablaufpläne aus der ESK-Nebenstellentechnik

Von A. Göpfert/K. Rothmann, 2. Aufl. 1964, 276 S.

Schaltungsalgebra

Neuaufgabe in Vorbereitung

Einheiten, Grundbegriffe, Meßverfahren

der Nachrichten-Übertragungstechnik

Von M. Bidlingmaier/A. Haag/K. Kühnemann, 2. Aufl. 1964, 66 S.

Taschenbuch für Elektromeßtechnik

4. Aufl. 1964, 296 S.

Taschenbuch für Messen und Regeln

in der Wärme- und Chemietechnik

4. Aufl. 1962, 268 S.

Schaltungen mit Halbleiterbauelementen, Band 1

Von E. Gelder/W. Hirschmann, 3. Aufl. 1966, 320 S.

Siemens Formel- und Tabellenbuch für Starkstrom-Ingenieure

3. Aufl. 1964, 704 S.

Kurzschlußströme in Drehstromnetzen

Von R. Roeper, 4. Aufl. 1964, 88 S.

