



SIEMENS
HALBLEITER

Schaltbeispiele

Ausgabe April 1960

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE



SIEMENS

HALBLEITER

SIEMENS & HALSKE AG.

Patentabteilung

701c

134

Schaltbeispiele

Ausgabe April 1960

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE

Die in diesem Heft enthaltenen Schaltunterlagen und Beschreibungen sollen in Beispielen die vielfältigen Möglichkeiten der Anwendung von Halbleiter-Bauelementen zeigen. Um eine gute Übersicht zu schaffen, sind gleichartige Anwendungsfälle in Gruppen zusammengefaßt.

Für die Schaltungen wird keine Gewähr bezüglich Patentverletzung übernommen.

3. Auflage

INHALTSVERZEICHNIS

	Seite
Niederfrequenz-Verstärker	1
Eintakt-A-Verstärker	1
Gegentakt-B-Verstärker	1
Eintakt-A-Verstärker mit gleitendem Arbeitspunkt	2
Ermittlung von Kühlflächen für Leistungstransistoren	3
Zusammenstellung von erprobten NF-Verstärkern bei verschiedenen Batteriespannungen und für verschiedene Ausgangsleistungen	7
Gegentaktendstufe 2 × TF 66 mit Treiberstufe TF 65 für Batteriespannungen von 3 bis 15 V und Ausgangsleistungen von 200 bis 500 mW	8
Gegentaktendstufe 2 × TF 78 mit Treiberstufe TF 66 und Vorstufe TF 65 für Batteriespannungen von 4,5 bis 15 V und Ausgangsleistungen von 0,5 bis 3 W	10
Gegentaktendstufe 2 × TF 80 mit Treiberstufe TF 78 und Vorstufe TF 65 für Batteriespannungen von 7 bis 24 V und Ausgangsleistungen von 5 bis 25 W	13
Gegentaktendstufe 2 × AD 103 mit Treiberstufe TF 80 und Vorstufen TF 78, TF 66 und TF 65 für Batteriespannungen von 7 und 14 V und Ausgangsleistungen von 25 und 50 W	16
Selen-Gleichrichter zur Kollektorstromstabilisierung in Gegentakt-Endstufen	19
NF-Teil für einen Autosuper Batteriespannung 7 V Ausgangsleistung 5 W	22
Einfacher NF-Verstärker für eine Ausgangsleistung von 50 mW Batteriespannung 9 V	24
NF-Endstufe mit kapazitiver Spannungsteilung Batteriespannung 36 bis 43 V Ausgangsleistung 25 W	26

	Seite
Zerhacker mit Transistoren	29
Impulsbelastbarkeit von Leistungstransistoren	29
Leistungszerhacker für eine Batteriespannung von 6 V Ausgangsleistung 50 W Schwingfrequenz 50 Hz	35
Leistungszerhacker für 12 V mit Anlaßschaltung Ausgangsleistung 100 W Schwingfrequenz 50 Hz	35
Leistungszerhacker für eine Batteriespannung von 24 V Ausgangsleistung 150 W Schwingfrequenz 50 Hz	38
50 Hz frequenzkonstanter Zerhacker Batteriespannung 24 V Ausgangsleistung 110 W	40
500 Hz frequenzkonstanter Sinus-Oszillator Batteriespannung 24 V Ausgangsleistung 25 W	42
Zerhacker für eine Batteriespannung von 36 V Ausgangsleistung 100 W Schwingfrequenz 2,5 kHz	42
Zerhacker für eine Batteriespannung von 110 V Ausgangsleistung 220 W Schwingfrequenz 50 Hz	45
Zerhacker für 110 V mit geteilter Primärwicklung Ausgangsleistung 210 W Schwingfrequenz 1000 Hz	47
Zerhacker für eine Batteriespannung von 140 V Ausgangsleistung 220 W Schwingfrequenz 50 Hz	50
Transistor-Oszillatoren	53
Quarzstabilisierter Oszillator für 70 kHz Batteriespannung 6 V Ausgangsleistung 250 bis 500 mW	53
Spannungsgesteuerter astabiler Kippgenerator Batteriespannung 12 V Schwingfrequenz regelbar zwischen 1,5 und 2,8 kHz	53

	Seite
Gleichstromverstärker	56
Transistor-Chopper	56
Transistor-Chopper mit Ansteuerung	58
Batteriespannung 12 V	
Schwingfrequenz 800 Hz	
Gleichspannungs-Meßverstärker	58
Batteriespannung 12 V	
Eingangsspannung 500 μ V bis 15 mV	
Multivibratoren	63
Der monostabile Multivibrator	63
Der bistabile Multivibrator	67
Der astabile Multivibrator	69
Monostabile Kippschaltung für ein Zeitglied	73
Batteriespannung 24 V	
Impulsdauer 7 ms bis 420 s	
Photo-Verstärker	74
Zählgerät mit einer Photo-Diode	74
Eingangsempfindlichkeit 15 μ A	
Steuerschaltung mit einem Photo-Element	74
Ansprech-Lichtstärke 50 Lux	
Steuer- und Regelschaltungen	77
Automatische Temperaturregelung	77
Schaltgenauigkeit $\pm 0,1^\circ$ C	
Spannungsintegrator zur Konstanthaltung der elektrischen Arbeit	77
Nachlaufsteuerung zur Synchronisierung von Maschinen	80
Steuerschaltung mit einem Hallgenerator	82
Geeignet für Maschinensteuerung	
Elektronisch geregeltes Netzgerät	
Ausgangsspannung stufenlos einstellbar von 0 bis 15 V	85
Maximaler Ausgangsstrom 15 A	
Brummspannung $< 0,2$ mV	
Elektronische Sicherung	89

NF-Verstärker mit Transistoren

Niederfrequenzverstärker waren das erste Anwendungsgebiet, auf dem Transistoren eingesetzt wurden. Mit Hilfe der dadurch heute vorhandenen Erfahrungen ist es möglich, solche Verstärker mit hoher Klangqualität zu dimensionieren. Es werden im folgenden eine Reihe von NF-Verstärker für verschiedene Batteriespannungen und Ausgangsleistungen angegeben. Die Endstufen dieser Niederfrequenzverstärker sind durchwegs in Gegentaktschaltung ausgeführt. Ein kurzer Vergleich zwischen Eintakt-A-Stufen und Gegentakt-B-Stufen soll zeigen, warum die letztgenannte Schaltungsart heute fast ausschließlich bevorzugt wird.

Eintakt-A-Verstärker

In diesen Verstärkerstufen wird ein bestimmter Kollektorstrom fest eingestellt. Bei niederfrequenter Ansteuerung wird diesem Gleichstrom ein Wechselstrom überlagert. Im Falle der vollen Durchsteuerung schwankt der Kollektorstrom sinusförmig zwischen 0 und dem doppelten Wert des eingestellten Gleichstromes. Der theoretische Wirkungsgrad einer solchen Stufe beträgt dann 50%, d. h. der Batterie wird die doppelte Leistung entzogen als am Lautsprecher an NF-Leistung zur Verfügung steht. Wie bereits erwähnt, ist der Gleichstrom-Arbeitspunkt fest eingestellt. Erfolgt keine niederfrequente Aussteuerung, bleibt diese aufgenommene Leistung als Verlustleistung am Transistor. Dies bedeutet, daß die zulässige Verlustleistung des verwendeten Transistors doppelt so groß sein muß, wie die mit einer solchen Stufe erzielbare Ausgangsleistung. Außerdem wird wegen des konstanten (hohen) Batteriestromes die Batterie stark beansprucht. In allen Fällen, wo eine Trockenbatterie verwendet wird, ist deshalb eine Anwendung dieser Schaltung ungünstig.

Gegentakt-B-Verstärker

Gegentakt-B-Verstärker weisen diese Nachteile nicht auf. Die aus der Batterie entnommene Energie ist zu jedem Zeitpunkt etwa proportional der jeweiligen Höhe der niederfrequenten Aussteuerung und damit der Ausgangsleistung. Die Batterie wird deshalb nicht unnötig beansprucht. Der theoretisch mit Gegentakt-B-Verstärkern erzielbare Wirkungsgrad ist 78,6% bei voller Durchsteuerung. Es bleibt dann nur etwa $\frac{1}{4}$ der aufgenommenen Leistung als Verlustleistung an den beiden Transistoren. Dies entspricht zugleich etwa dem dritten Teil der NF-Ausgangsleistung. Vergleicht man dies mit dem für die Eintakt-A-Stufe gewonnenen Ergebnis, so erkennt man, daß hier an 2 Transistoren nur etwa $\frac{1}{6}$ der Verlustleistung auftritt wie bei einem Transistor in einer Eintaktstufe gleicher Ausgangsleistung. Man kann deshalb mit 2 Transistoren in Gegentaktschaltung theoretisch die 12fache Ausgangsleistung erzielen, wie mit

dem gleichen Transistor in Eintaktbetrieb. In der Praxis wird man diesen Wert nicht ganz erreichen können. Der für Vollaussteuerung gültige Wirkungsgrad von 78,6% verschlechtert sich bei Verringerung der Aussteuerung. Er ist z. B. bei Aussteuerung bis zu $\frac{1}{4}$ der maximalen Ausgangsleistung auch nur mehr halb so groß. An den Transistoren tritt deshalb die größte Verlustleistung nicht bei Vollaussteuerung auf, sondern mit einem flachen Maximum bei einer Aussteuerung für halbe Ausgangsleistung. Man kann deshalb nicht, wie die vorhergegangenen Betrachtungen eigentlich ergeben würden, mit einer Gegentakt-B-Endstufe eine Ausgangsleistung erzielen, die 6 mal so groß ist wie die zulässige Verlustleistung der verwendeten Transistoren. Es ist die tatsächlich erzielbare Ausgangsleistung wegen des flachen Verlustleistungsmaximums bei halber Aussteuerung um etwa 20% kleiner.

Betrachtet man das Ausgangskennlinienfeld eines Transistors, so sieht man, daß wegen des auch bei voller Durchschaltung endlichen Widerstandes der Kollektor-Emitter-Strecke die Batteriespannung nicht voll durchgesteuert werden kann. Da bei modernen Transistoren die an diesem Widerstand verbleibende Restspannung sehr klein ist, (z. B. 0,5 V) können die dadurch entstehenden Verluste bei den vorangegangenen Leistungsüberlegungen vernachlässigt werden.

Eintakt-A-Verstärker mit gleitendem Arbeitspunkt

Bei dieser Art des Eintakt-A-Verstärkers ist der Arbeitspunkt nicht fest eingestellt, vielmehr steigt der Kollektorstrom mit der Aussteuerung an. Dies wird mit Hilfe einer Rückkoppelung erreicht. Das NF-Signal wird gleichgerichtet, die entstehende Gleichspannung wird gesiebt und der Basis des Transistors zugeführt. Mit größerer Aussteuerung steigt auch die Regelspannung an. Dadurch wird der Arbeitspunkt nach höheren Kollektorströmen verschoben. Bei geeigneter Dimensionierung kann erreicht werden, daß der jeweilige Kollektorstrom immer voll durchgesteuert wird. Bezüglich der Verlustleistung an den Transistoren ergeben sich dann ähnliche Verhältnisse wie bei einem Gegentaktverstärker. Diese Schaltungsart hat jedoch einen Nachteil. Weil der Arbeitspunktstrom erst durch ein Steigen der NF-Ausgangsspannung angehoben wird, werden zwangsläufig bei plötzlichen Lautstärkeänderungen eine oder mehrere Halbwellen zunächst verzerrt, bis der Regelvorgang beendet ist. Man spricht von einem dynamischen Klirrfaktor, der um so kleiner und um so weniger störend wird, je kleiner die Regelzeitkonstante ist und um so größer der eingestellte Ruhestrom ist. Die Regelzeitkonstante wird im wesentlichen durch den Gleichrichter und den Siebkondensator bestimmt. Der Siebkondensator darf jedoch nicht zu klein ausgeführt werden, damit auch bei tiefen Frequenzen die Regelspannung nur eine geringe Welligkeit hat.

Ermittlung von Kühlflächen für Leistungstransistoren

Transistoren dürfen nur bis zu einer bestimmten Sperrschichttemperatur betrieben werden, wenn keine bleibenden Änderungen auftreten sollen. Diese Grenze liegt bei Germanium-Transistoren zwischen 75 und 90° C und bei Silizium-Transistoren bei 150° C. Da heute von fast allen Geräten gefordert wird, daß sie bis zu einer Umgebungstemperatur von 60° C einwandfrei funktionieren sollen, ist das zulässige Temperaturgefälle zwischen Transistorkristall und Umgebungsluft vielfach recht klein. Der der Wärmeableitung in einem Transistor entgegengebrachte Widerstand ist konstant, d. h. unabhängig von der auftretenden Verlustleistung. Dieser sogenannte Wärmewiderstand wird von den Transistor-Herstellern in °C/mW bzw. °C/W angegeben. Ein Wärmewiderstand von 2° C/W hat also zur Folge, daß der Transistorkristall, bzw. die Kollektorsperrschicht, an der ein Großteil der gesamten Verlustleistung auftritt, bei einer Verlustleistung von 1 W um 2° C wärmer ist als das Transistorgehäuse. Bei einer Verlustleistung von 2 W beträgt die Temperaturdifferenz dann 4° C usw. Gelingt es also bei einem Transistor mit einer zulässigen Kristalltemperatur von 90° C und einem Wärmewiderstand von 2° C/W die Gehäusetemperatur auf 60° C zu halten, so kann an diesem Transistor eine maximale Verlustleistung von 15 W zugelassen werden. Es ergibt sich allerdings die Schwierigkeit, vom Transistorgehäuse die Verlustwärme an die Umgebungsluft abzuführen. Die Oberfläche der an sich verhältnismäßig großen Gehäuse der Leistungstransistoren reicht dazu in den meisten Fällen nicht aus. Es müssen also Kühlbleche vorgesehen werden. Diese Kühlbleche müssen um so größer sein, je größer die in der Zeiteinheit abzuführende Wärmemenge ist und je geringer der zulässige Temperaturunterschied zwischen Transistorgehäuse und Umgebungsluft ist. Die in der Zeiteinheit abzuführende Wärmemenge ist direkt proportional der am Transistor auftretenden Verlustleistung. Es muß also eine direkte Beziehung zwischen Verlustleistung, Temperaturdifferenz und Größe der Kühlbleche zu finden sein. Die mathematische Auswertung dieser Erkenntnis führt auch in jedem Falle zu einem Ergebnis. Für den Anwender ist diese Rechnung im allgemeinen zu zeitraubend. Es gibt jedoch eine einfache Faustformel, die bei üblichen Gegebenheiten ausreichend genaue Ergebnisse liefert.

$$F(\text{cm}^2) = \frac{N_v (\text{mW})}{1,5 \Delta T (^\circ\text{C})}$$

Dabei ist F die Kühlfläche, N_v die am Transistor auftretende Verlustleistung und ΔT die Temperaturdifferenz zwischen Kühlblech und Umgebungsluft. Es ist Voraussetzung, daß das Temperaturgefälle innerhalb des Kühlbleches gering ist. Dies wird erreicht, wenn z. B. ein Aluminiumblech von mindestens 1,5 mm Dicke verwendet wird. Selbstverständlich

kann das Kühlblech auch aus einem anderen Material bestehen. Die Mindestdicke ändert sich dann umgekehrt proportional dem Wärmeleitwert des verwendeten Blechmaterials.

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

Beispiel:

An einem Transistor mit einem Wärmewiderstand von 2°C/W und einer zulässigen Kristalltemperatur von 90°C tritt eine Verlustleistung von 5 W auf.

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

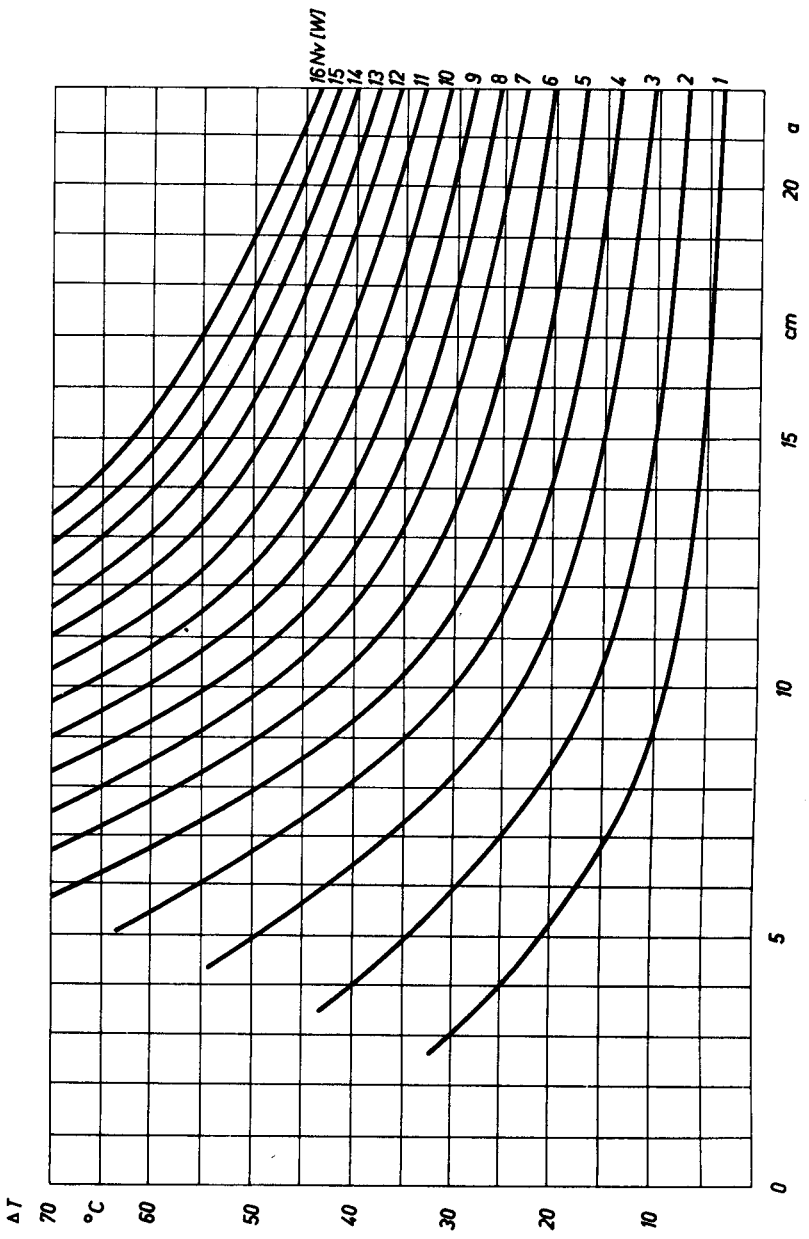


Bild 1

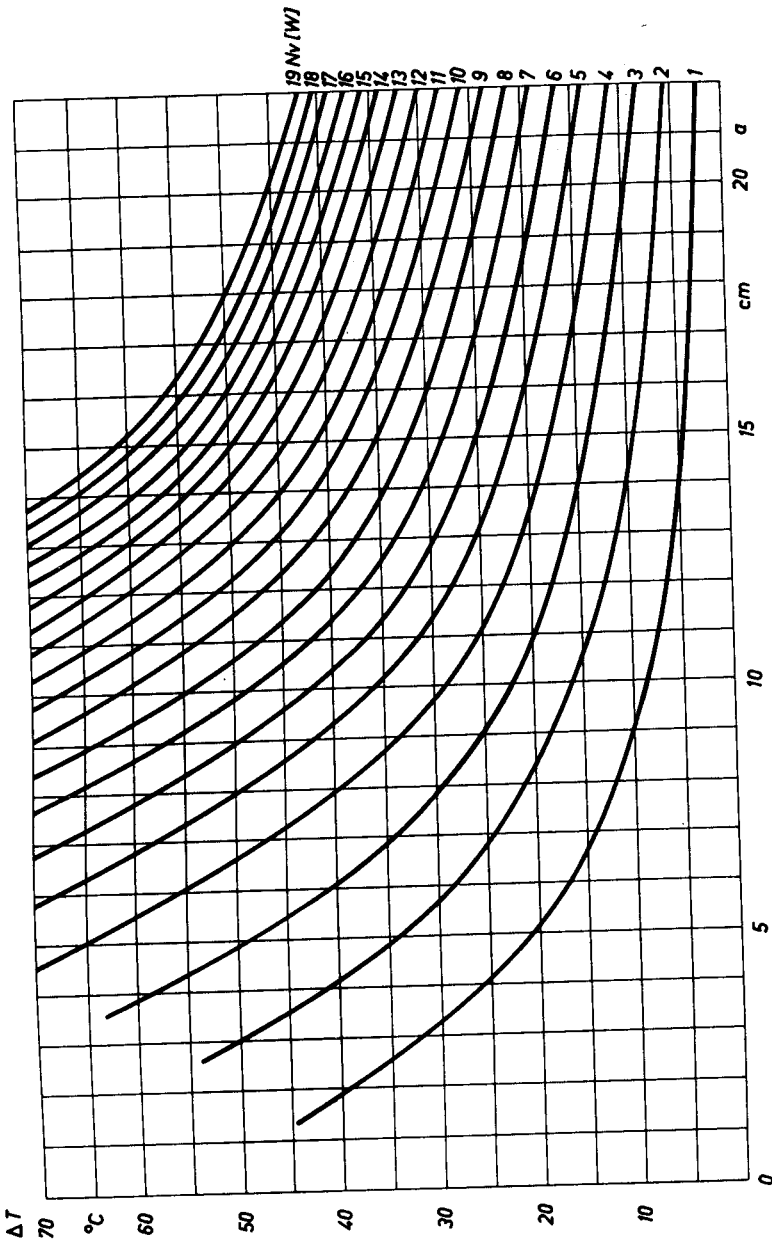


Bild 2

Zusammenstellung von erprobten NF-Verstärkern bei verschiedenen Batteriespannungen und für verschiedene Ausgangsleistungen

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

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

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

Der in den Tabellen angegebene Temperaturwert $T_{G \max}$ entspricht jener Temperatur, die am Gehäuse des Transistors nach Erreichen des Endzustandes vorhanden sein darf. Je nach der Größe des Chassis muß die Umgebungstemperatur noch unter diesem Wert liegen.

Als Kerne für die Übertrager werden EI-Kerne verwendet. Die Zeichen X und = bedeuten wechselsinnige bzw. gleichsinnige Schichtung der Bleche.

Für die Endstufen sind gepaarte Transistoren vorgesehen.

Die Gegentaktwicklungen der Übertrager sollen möglichst symmetrisch sein. Deshalb sind alle mit dem Zeichen bif. (bifilar) versehenen Wicklungen zweidrähtig zu wickeln und dann 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. Bei bifilaren Wicklungen müssen wie oben angegeben die beiden Wicklungen (z. B. $n_1 = n_2$) gleichzeitig aufgebracht werden. Der in den Tabellen angegebene Widerstand R_{CC} ist der Anpassungswiderstand zwischen den beiden Kollektoren der Transistoren, der bei gegebenem Lautsprecherwiderstand das Übersetzungsverhältnis des Ausgangsübertragers bestimmt. An Stelle des überall angegebenen Lautsprechers mit einem Widerstand von 5Ω kann auch einer mit einem Anpassungswiderstand von der Größe R_{CC} direkt zwischen die beiden Kollektoren der Gegentakt-Transistoren angeschlossen werden. Es ist dann immer eine etwas größere Ausgangsleistung erzielbar.

Gegentaktendstufe 2 × TF 66 mit Treiberstufe TF 65 (Bild 3)

U_{Batt} N_a an R_a	3	4,5	6	6	9	12	15	V
R_a	5	5	5	5	5	5	5	Ω
R_{CC}	75	110	130	120	200	355	530	Ω
$U_{\text{Eing}} \leq$	200	200	200	200	200	200	200	mV
$R_{\text{Eing}} \geq$	8	8	8	8	5	5	5	k Ω

Tr. 1	E I 30							
Mat.	Dyn. Bl. IV/0,35							
Schichtg.	X	X	X	X	X	X	X	
$n_1 = n_2$ (bif.)	435	365	655	375	450	490	595	Wdg.
$d_1 = d_2$	0,1	0,11	0,09	0,11	0,11	0,1	0,09	CuL ϕ
n_3	90	77	66	70	42	42	42	Wdg.
d_3	0,09	0,08	0,08	0,07	0,09	0,08	0,08	CuL ϕ
n_4	1470	1850	1940	2170	1400	1820	1900	Wdg.
d_4	0,09	0,08	0,08	0,07	0,09	0,08	0,08	CuL ϕ

Tr. 2	E I 30							
Mat.	Dyn. Bl. IV/0,35							
Schichtg.	X	X	X	X	X	X	X	
$n_1 = n_2$ (bif.)	40	40	40	40	40	40	40	Wdg.
$d_1 = d_2$	0,38	0,38	0,38	0,38	0,35	0,35	0,30	CuL ϕ
$n_3 = n_4$ (bif.)	115	150	165	160	210	300	390	Wdg.
$d_3 = d_4$	0,25	0,20	0,20	0,20	0,15	0,15	0,14	CuL ϕ

Widerstände

R_1	—	—	—	—	15	15	15	k Ω
R_2 etwa	120	180	250	250	40	60	70	k Ω
R_3	0	0	0	0	1,25	1,25	2	k Ω
R_4	1,5	2,5	4	4	5	7	9	k Ω
R_5 (Thernewid K 11)	100	100	100	100	100	100	100	Ω
R_6 (var.)	200	200	200	200	200	200	200	Ω
$R_7 = R_8$	0	0	7	0	10	15	25	Ω

Kondensatoren

C_1	1	1	1	1	1	1	1	μF
C_2	—	—	—	—	25	25	25	μF
I_C Ruhe	etwa 2 × 2	2 × 2	2 × 2	2 × 2	2 × 2	2 × 2	2 × 2	mA
I_{C1}	\leq 1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	mA
$-U_{E1}$	etwa 0	0	0	0	2	2	3	V
$k (N_a \text{ max})$	\leq 10	10	10	10	10	10	10	%

U_{Batt}	3	4,5	6	6	9	12	15	V
$k (1/2 N_{a,\text{max}})$ etwa	2	2	2	2	2	2	2	%
$T_{G\text{max}} T_2, T_3^{**}$	60	60	60	45	45	45	40	°C

Transistoren

T_1	TF 65	TF 65	TF 65	TF 65	TF 65	TF 65/30	TF 65/30
T_2, T_3^*	TF 66	TF 66	TF 66	TF 66	TF 66	TF 66/30	TF 66/30

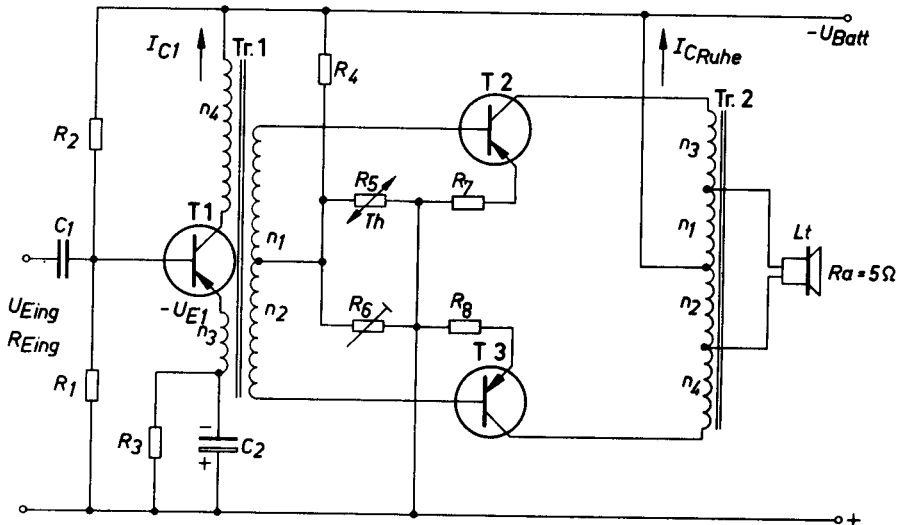


Bild 3

- Die Transistoren sind mit Kühlschellen auf Alu-Blech 1 mm mindestens je 20 cm² zu montieren.
- ** $T_{G\text{max}}$ = höchstzulässige Temperatur gemessen an der Metallkappe des Transistors nach Erreichen des Endzustandes.

Gegentaktendstufe 2 × TF 78 mit Treiberstufe TF 66 und Vorstufe TF 65 (Bild 4)

U_{Batt}	4,5	6	9	9	12	12	15	15	V
N_a (an R_a)	0,5	1	1	2	1	3	1	3	W
R_a	5	5	5	5	5	5	5	5	Ω
R_{CC}	66	58	130	67	235	78	365	120	Ω
U_{Eing}	100	100	100	100	100	100	100	100	mV
R_{Eing}	3	5	5	5	5	5	5	5	k Ω

Tr. 1	E I 30								
Mat.	Dyn. Bl. IV/0,35								
Schichtg.	X	X	X	X	X	X	X	X	
n_1	150	110	130	82	256	106	294	130	Wdg.
d_1	0,09	0,1	0,09	0,11	0,06	0,09	0,05	0,09	CuL ϕ
$n_2 = n_3$ (bif.)	228	188	204	184	225	172	215	172	Wdg.
$d_2 = d_3$	0,15	0,15	0,15	0,16	0,15	0,16	0,15	0,16	CuL ϕ
n_4	1220	1120	1300	815	2580	1100	2940	1300	Wdg.
d_4	0,09	0,1	0,09	0,11	0,06	0,09	0,05	0,09	CuL ϕ

Tr. 2	E I 42								
Mat.	Dyn. Bl. IV/0,35								
Schichtg.	X	X	X	X	X	X	X	X	
$n_1 = n_2$ (bif.)	40	40	40	40	40	40	40	40	Wdg.
$d_1 = d_2$	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	CuL ϕ
$n_3 = n_4$ (bif.)	90	80	145	90	220	105	275	140	Wdg.
$d_3 = d_4$	0,4	0,4	0,3	0,38	0,25	0,36	0,22	0,30	CuL ϕ

Widerstände

R_1	etwa	150	300	300	300	500	500	500	500	k Ω
R_2		1,5	3	3	3	5	5	5	5	k Ω
R_3		50	100	100	100	100	100	100	100	Ω
R_4	etwa	65	65	—	—	—	—	—	—	k Ω
R_5		—	—	18	16	27	25	30	18	k Ω
R_6		—	—	10	10	10	10	15	10	k Ω
R_7		200	200	200	200	250	250	300	300	Ω
R_8		0	0	2000	750	2500	1000	5000	2500	Ω
R_9		500	750	1200	1200	1500	1500	2000	2000	Ω
R_{10}		100	100	100	100	100	100	100	100	Ω
R_{11} (Thernewid K 15)		50	50	50	50	50	50	50	50	Ω

U_{Batt}	4,5	6	9	9	12	12	15	15	V
-------------------	-----	---	---	---	----	----	----	----	---

Kondensatoren

C_1		2	2	2	2	2	2	2	μF
C_2		5	5	5	5	5	5	5	μF
C_3		100	100	100	100	100	100	100	μF
C_4		—	—	25	25	25	25	25	μF
$I_{C \text{ Ruhe}}$	etwa	2x10	2x10	2x10	2x10	2x10	2x10	2x10	mA
$I_{C2} \leq$		1,5	2	1,25	3,5	1	2,5	1	2 mA
$-U_{E2}$	etwa	0	0	3	3	3	3	5	V
$-U_{C1}$	etwa	2,5	3,5	4,5	4,5	6	6	7,5	7,5 V
$k (N_{a \text{ max}})$	\leq	10	10	10	10	10	10	10	%
$k (1/2 N_{a \text{ max}})$	etwa	3	3	3	3	3	3	3	%
$T_{G \text{ max}}$	T_3, T_4	73	72	72	67	70	65	70	65 °C

Transistoren

U_{Batt}	4,5	6	9	9	12	12	15	15 V
T_1	TF 65	TF 65	TF 65	TF 65	TF 65	TF 65	TF 65	TF 65
T_2	TF 66	TF 66	TF 66	TF 66	TF 66/30	TF 66/30	TF 66/30	TF 66/30
T_3, T_4	TF 78	TF 78	TF 78	TF 78	TF 78/30	TF 78/30	TF 78/30	TF 78/30

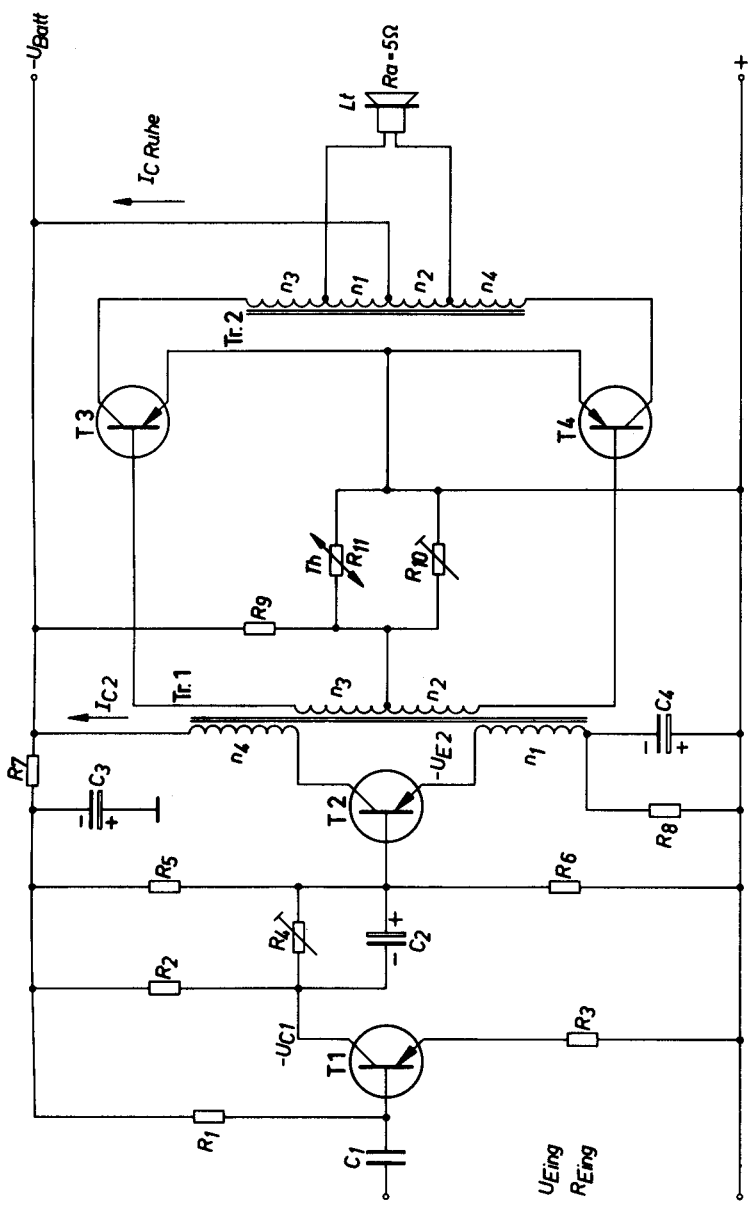


Bild 4

Gegentaktendstufe $2 \times$ TF 80 mit Treiberstufe TF 78 und Vorstufe TF 66 (Bild 5)

U_{Batt}		7	14	14	24	24	V
N_a (an R_a)		5	5	12	10	25	W
R_a		5	5	5	5	5	Ω
R_{CC}		17	62	25	100	38	Ω
U_{Eing}	IV	100	100	100	100	100	mV
R_{Eing}	IV	5	5	5	5	5	k Ω
Tr. 1		E I 48					
Mat.		Dyn. Bl. IV/0,35					
Schichtg.		=	=	=	=	=	
n_1		54	130	86	43	130	Wdg.
d_1		0,36	0,17	0,24	0,15	0,20	CuL ϕ
$n_2 = n_3$ (bif.)		86	209	174	174	182	Wdg.
$d_2 = d_3$		0,45	0,3	0,33	0,33	0,32	CuL ϕ
n_4		270	1170	610	1610	1000	Wdg.
d_4		0,36	0,17	0,24	0,15	0,20	CuL ϕ
Tr. 2		E I 48		E I 66		E I 78	
Mat.				Dyn. Bl. IV/0,35			
Schichtg.		X	X	X	X	X	
$n_1 = n_2$ (bif.)		7	14	11	9	8	Wdg.
$d_1 = d_2$		0,8	0,38	0,8	0,5	1,2	CuL ϕ
$n_3 = n_4$ (bif.)		35	56	50	44	50	Wdg.
$d_3 = d_4$		0,8	0,6	0,8	1,0	1,2	CuL ϕ
$n_5 = n_6$ (bif.)		22	124	48	141	78	Wdg.
$d_5 = d_6$		0,8	0,38	0,8	0,5	1,2	CuL ϕ
Widerstände							
R_1		100	200	200	400	400	k Ω
R_2		10	10	10	20	20	k Ω
R_3		700	500	500	2000	2000	Ω
R_4		300	500	500	0	0	Ω
R_5 (var.)		10	70	25	—	—	k Ω
R_6		60	60	60	60	60	Ω
R_7		—	—	—	5	4	k Ω
R_8		—	—	—	ca. 15	ca. 12,5	k Ω
R_9		200	200	200	500	500	Ω
R_{10}		0	0	0	800	220	Ω
R_{11}		80	160	160	400	400	Ω
R_{12} (Thernewid K 15)		4	4	4	4	4	Ω
R_{13} (var.)		10	10	10	10	10	Ω

U_{Batt}	7	14	14	24	24	V
Kondensatoren						
C_1	2	2	2	2	2	μF
C_2	5	5	5	5	5	μF
C_3	100	100	100	100	100	μF
C_4	10	10	10	10	10	μF
C_5	0	0	0	50	50	μF
$I_{C \text{ Ruhe}}$	etwa 2×20	2×15	2×15	$2 \times 12,5$	2×10	mA
I_{C2}	≤ 35	7	22	5	18	mA
$-U_{E2}$	0	0	0	4	4	V
$-U_{C1}$	3	6	6	8	8	V
$k(N_{\text{max}})$	≤ 10	10	10	10	10	%
$k(1/2 N_{\text{max}})$	etwa 4	4	5	4	5	%
$T_{G \text{ max}} T_3, T_4$	65	65	60	62	50	$^{\circ}\text{C}$
Transistoren						
T_1	TF 66	TF 66	TF 66	TF 66/30	TF 66/30	
T_2	TF 78	TF 78/30	TF 78/30	TF 78/60	TF 78/60	
T_3, T_4	TF 80	TF 80/30	TF 80/30	TF 80/60	TF 80/60	

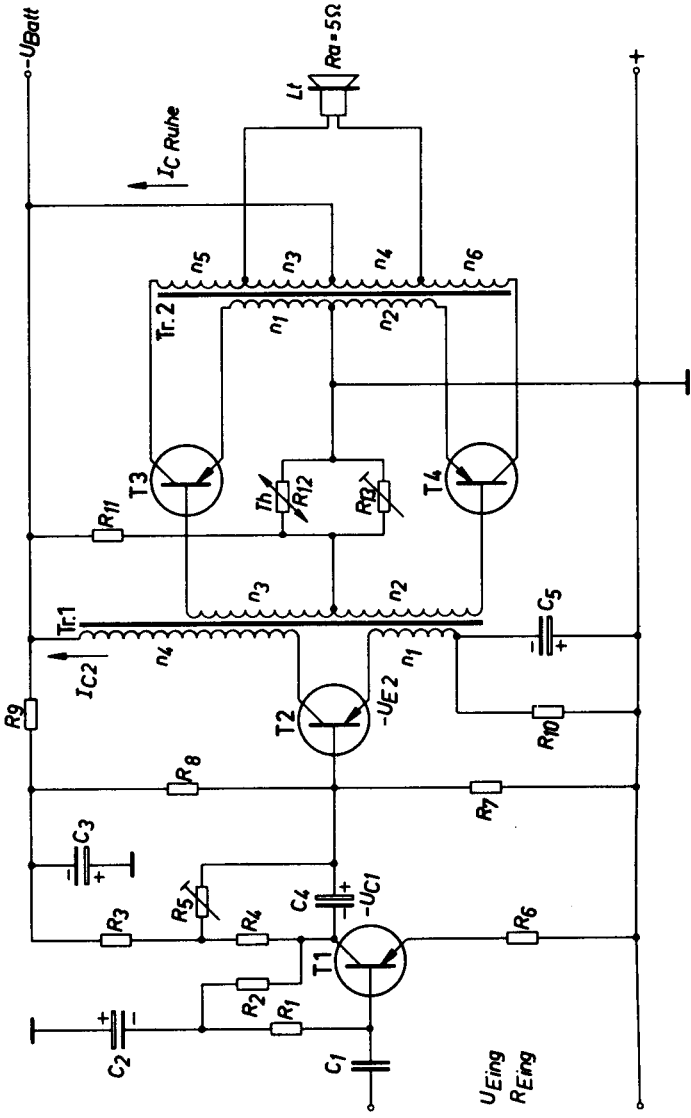


Bild 5

Gegentaktendstufe $2 \times AD 103$ mit Treiberstufe TF 80 und Vorstufen TF 78, TF 66 und TF 65 (Bild 6)

U_{Batt}	7	14	V
N_a (an R_a)	25	50	W
R_a	2,7	6	Ω
R_{CC}	2,7	6	Ω
U_{Eing}	etwa 10	10	mV
R_{Eing}	≥ 100	100	$k\Omega$

Tr. 1	EI 48		
Mat.	Dyn. Bl. IV/0,35		
Luftsp.		0,2	mm
Schichtg.	=	=	
n_1	27	60	Wdg.
d_1	0,55	0,25	CuL ϕ
$n_2 = n_3$ (bif.)	69	142	Wdg.
$d_2 = d_3$	0,55	0,38	CuL ϕ
n_4	109	545	Wdg.
d_4	0,55	0,25	CuL ϕ

Tr. 2	EI 66	EI 78	
Mat.	Dyn. Bl. IV/0,35		
Schichtg.	X	X	
$n_1 = n_2$ (bif.)	9	7	Wdg.
$d_1 = d_2$	1,1	1,5	CuL ϕ
$n_3 = n_4$ (bif.)	46	68	Wdg.
$d_3 = d_4$	1,1	1,5	CuL ϕ

Widerstände			
R_1	2	2	M Ω
R_2	350	350	k Ω
R_3 (Pot. log.)	5	5	k Ω
R_4 (var.)	150	150	k Ω
R_5	1	1	k Ω
R_6	50	50	Ω
R_7 (var.)	20	40	k Ω
R_8	5	5	k Ω
R_9	100	100	Ω
R_{10}	120	120	Ω
R_{11}	20	20	Ω
R_{12} (var.)	1,5	4	k Ω
R_{13}	25	50	Ω

U_{Batt}	7	14	V
R_{14} (var.)	1	1	Ω
R_{15} (Thernewid K 15)	4 \parallel 4	4 \parallel 4	Ω
Kondensatoren			
C_1	0,1	0,1	μF
C_2	5	5	μF
C_3	25	25	μF
C_4	100	100	μF
C_5	100	100	μF
C_6	500	500	μF
$I_{C \text{ Ruhe}}$	2 x 150	2 x 30	mA
I_{C4}	\leq 300	120	mA
$-U_{C3}$	3,5	7	V
$-U_{C2}$	3,5	7	V
$-U_{E1}$	3,5	7	V
$k(N_{s \text{ max}})$	\leq 10	10	%
$k(1/2 N_{s \text{ max}})$	etwa 3,5	5	%
$T_{G \text{ max}}$ T_5, T_6	60	50	$^{\circ}\text{C}$
Transistoren			
T_1	TF 65	TF 65	
T_2	TF 66	TF 66	
T_3	TF 78	TF 78	
T_4	TF 80	TF 80/30	
T_5, T_6	AD 103	AD 103	

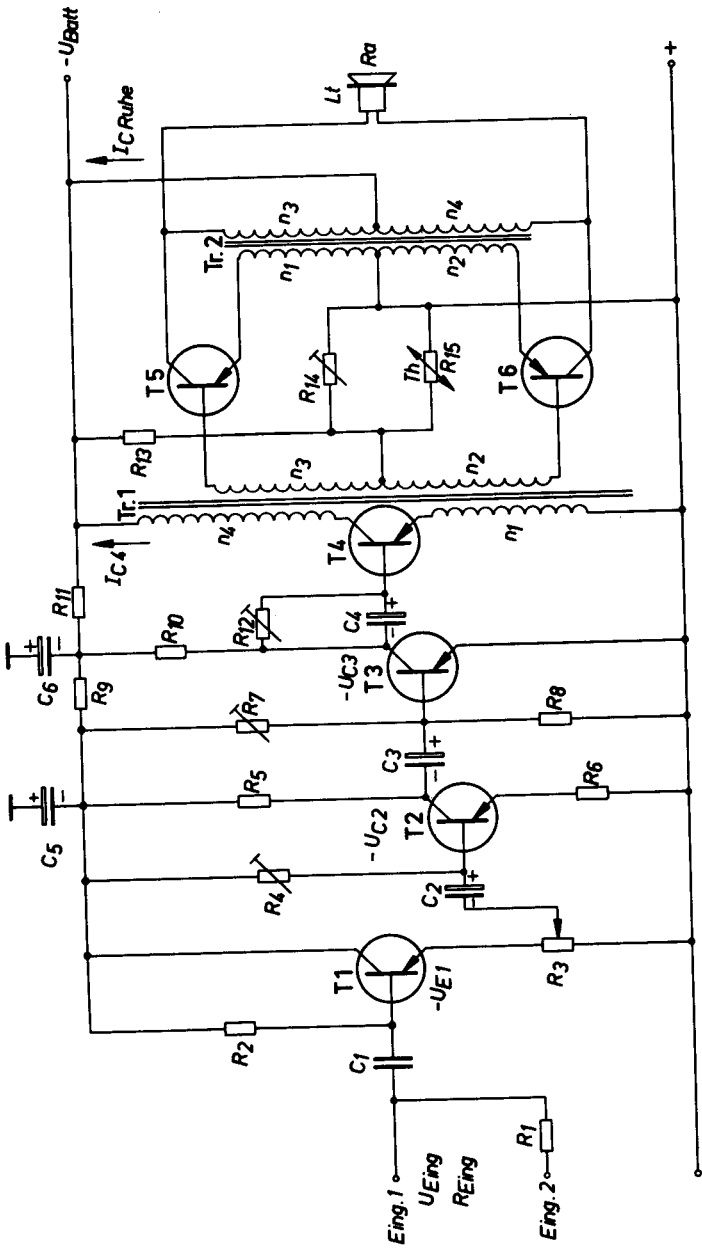


Bild 6

Selen-Gleichrichter zur Kollektorstromstabilisierung in Gegentakt-Endstufen

In Transistorschaltungen können zwei Umstände zu einer Verschiebung des eingestellten Arbeitspunktes führen. Bei Temperaturänderung ergibt sich eine solche Verschiebung infolge der Änderung einzelner Transistor-Parameter. Um ein Wandern des Arbeitspunktes zu vermeiden, gibt es eine Reihe von Kompensationsschaltungen. Diese seien hier nur kurz angeführt:

Stromgegenkopplung mit Hilfe eines Emitter-Widerstandes zusammen mit einem niederohmigen Spannungsteiler.

Spannungsgegenkopplung, wenn der die Basis-Spannung festlegende Spannungsteiler mit dem Kollektor des Transistors verbunden wird.

Kompensation mit Hilfe eines Heißeleiters im Basis-Spannungsteiler.

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

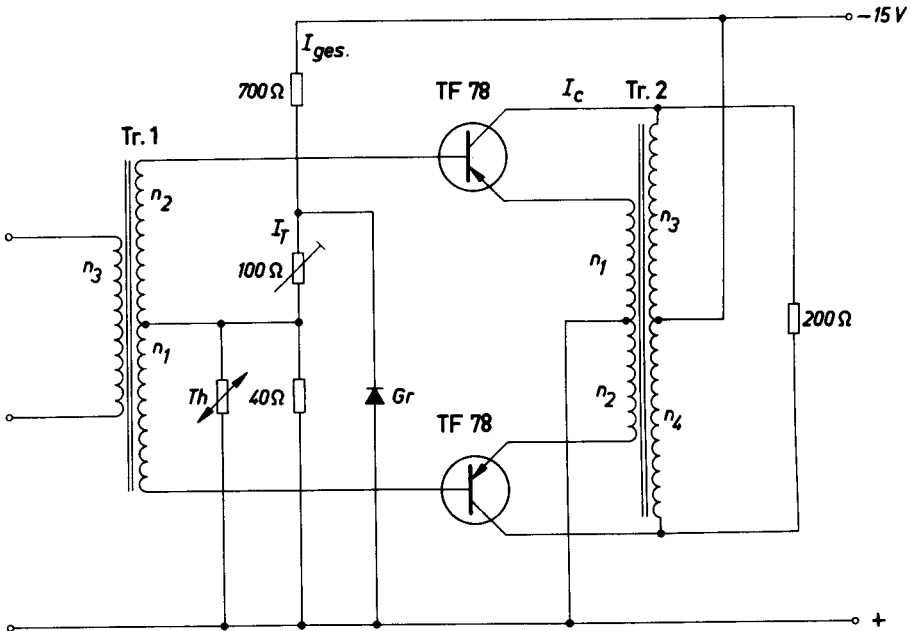


Bild 7

Batteriespannung, so steigt auch die Spannung an der Basis und der Kollektorstrom wird exponentiell größer. In der Schaltung nach Bild 7 wird mit Hilfe eines Selen-Gleichrichters an einem Zweig des Spannungsteilers die Spannung weitgehend konstant gehalten. Die stabilisierende Wirkung des Selen-Gleichrichters wird bestimmt durch den Verlauf seiner Stromspannungskennlinie in Durchlaßrichtung, die im Bild 8 angegeben

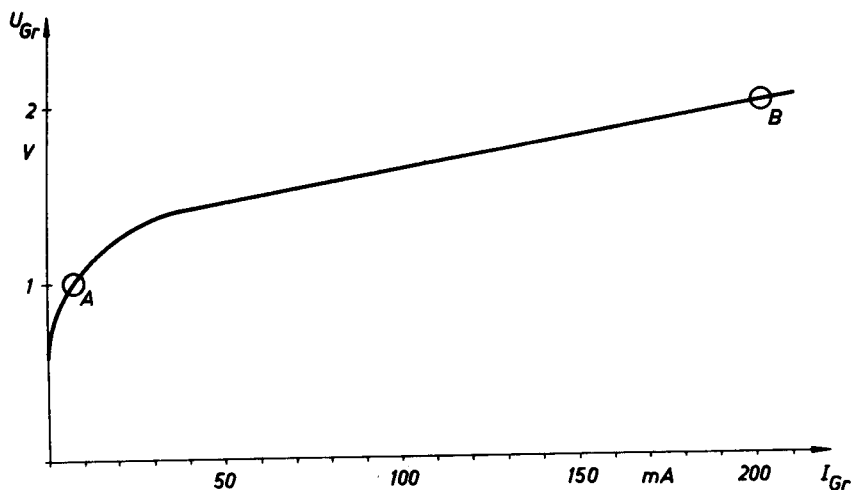


Bild 8

ist. Man sieht, daß bei einem Durchlaßstrom von ca. 8 mA ein Spannungsabfall von 1 V entsteht (Punkt A) und bei einem Strom von 200 mA nur ein Spannungsabfall vom doppelten Wert, also 2 V auftritt (Punkt B). Wegen dieses raschen Abfalles des Durchlaßwiderstandes fließt bei einem Ansteigen der Batteriespannung ein immer größerer Teil des steigenden Spannungsteilerstromes über den Selen-Gleichrichter, wobei jedoch die Spannung am Gleichrichter und an den parallel geschalteten Widerständen nahezu unverändert bleibt. Damit ändert sich auch nicht die Basisvorspannung und der Kollektorstrom der Transistoren bleibt nahezu konstant. Das Diagramm-Bild 9 zeigt, wie gering sich der Teilerstrom I_T mit steigendem Gesamtstrom I_{ges} ändert. Dieser Zusammenhang wäre ohne Stabilisierung durch die strichliert eingezeichnete Gerade gegeben. Wie groß die stabilisierende Wirkung ist, zeigt jedoch am anschaulichsten das Bild 10, in dem die Änderung des Kollektor-Ruhestromes I_C in Abhängigkeit von der Änderung der Batteriespannung angegeben ist. Man sieht,

daß sich bei einer Batteriespannungsänderung von nahezu 1:2 der eingestellte Kollektorstrom nur um etwa 50% ändert. Diese Änderung kann in allen Fällen zugelassen werden.

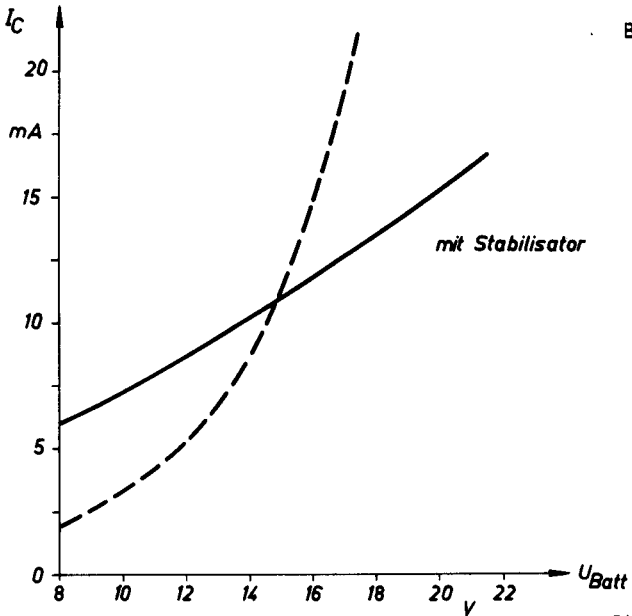
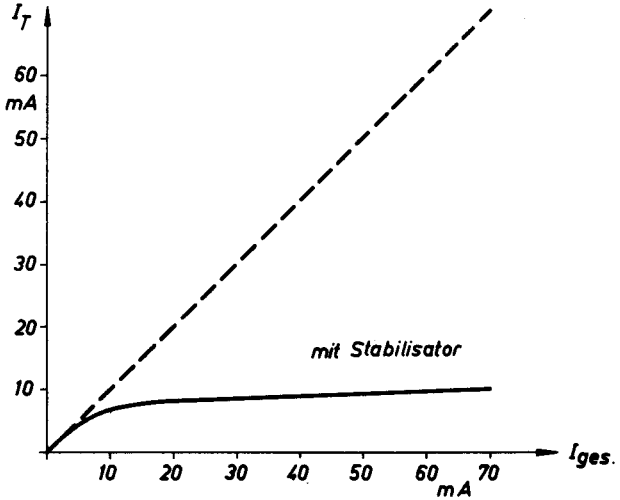


Bild 9

Bild 10

Technische Daten:

Batteriespannung ca. 15 V

Ausgangsleistung 3 W

Transformatoren:

Tr. 1: E I 42 Dyn.BI.IV/0,35, wechselsinnig geschichtet

 $n_1 = n_2 = 240$ Wdg. CuL 0,24 mm ϕ bifilar gewickelt $n_3 = 2200$ Wdg. CuL 0,13 mm ϕ

Tr. 2: E I 42 Dyn.BI.IV/0,35, wechselsinnig geschichtet

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

Gr: Siemens-Flachgleichrichter SSF E 30 C 225

Th: Thernewid-Heißeleiter K 15 40 Ω **NF-Teil für einen Autosuper**

Die bei Kofferempfängern übliche NF-Ausgangsleistung von 100 mW bis 1 W reicht bei einem Autosuper nicht aus. Weil hier die Fahrgeräusche über-tönt werden müssen, wird eine bedeutend höhere Ausgangsleistung gefordert. Der im Bild 11 gezeigte NF-Verstärker liefert eine maximale Ausgangsleistung von 5 W bei einer Batteriespannung von 5 V. Diese Leistung hat sich als hinreichend groß erwiesen. In dieser Schaltung wird eine Gegenkopplung verwendet, die nur einen geringen Verstärkungsverlust bringt. Der Klirrfaktor beträgt bei der Hälfte der maximalen Ausgangsleistung und einer Frequenz von 1 kHz etwa 2%.

Bei der Verwendung von Transistoren mittlerer Stromverstärkung erreicht man eine Eingangsempfindlichkeit von 2,5 bis 3 mV an dem Eingangswiderstand von 3 k Ω bei einer Ausgangsleistung von 50 mW. Die Spannungsteiler-Widerstände an der Basis der Treiberstufe und der Endstufe sind variabel ausgeführt. Damit kann bei der Verwendung von Transistoren verschiedener Stromverstärkung immer der günstigste Arbeitspunkt eingestellt werden. Der für diese beiden Stufen erforderliche Ruhestrom ist in der Schaltung eingetragen.

Technische Daten:

Batteriespannung 7 V

Maximale Ausgangsleistung 5 W

Eingangsempfindlichkeit ca. 3 mV bei $N_a = 50$ mWKlirrfaktor ca. 2% bei $\frac{1}{2} N_{a \max}$

Transformatoren:

Tr. 1: E I 42 Dyn.BI.IV/0,35, wechselsinnig geschichtet

 $n_1 = 1$ Wdg. CuL 0,3 mm ϕ $n_2 = 50$ Wdg. CuL 0,25 mm ϕ

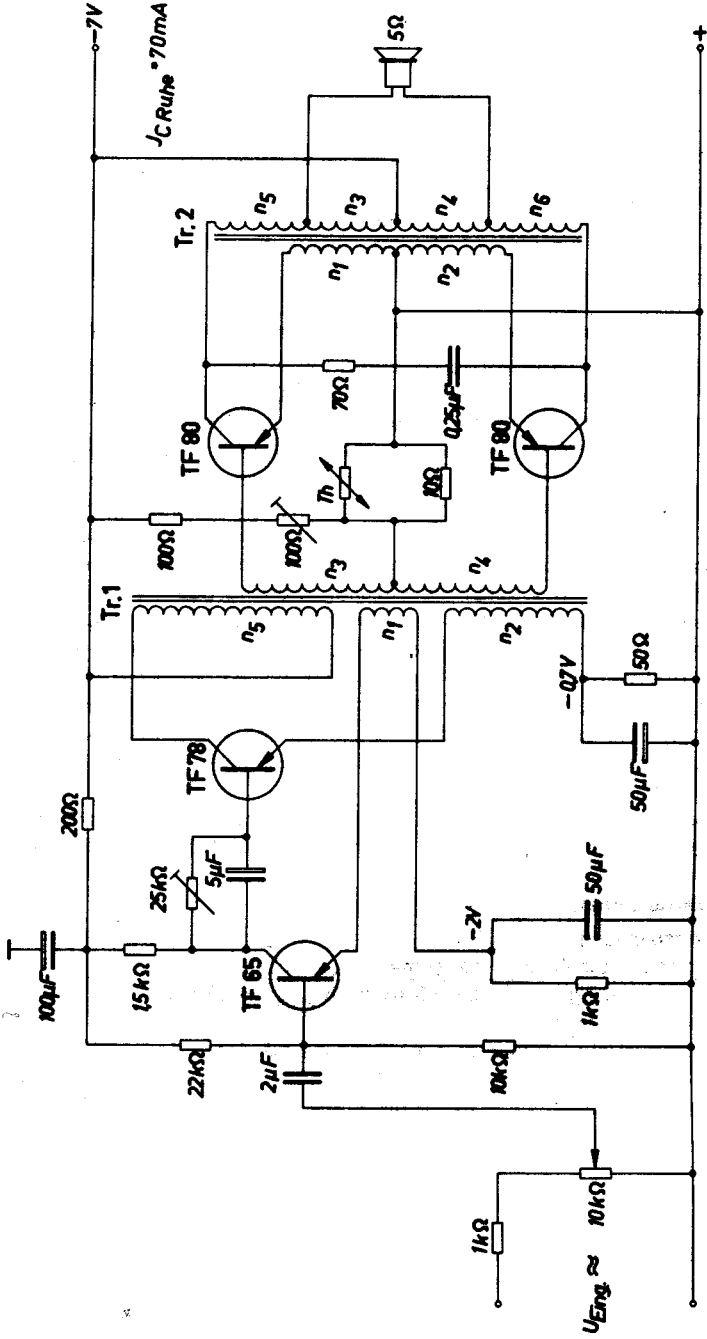


Bild 11

$n_3 = n_4 = 100$ Wdg. CuL 0,35 mm ϕ

$n_5 = 450$ Wdg. CuL 0,25 mm ϕ

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

$n_1 = n_2 = 3$ Wdg. CuL 0,6 mm ϕ

$n_3 = n_4 = 39$ Wdg. CuL 0,6 mm ϕ bifilar gewickelt

$n_5 = n_6 = 32$ Wdg. CuL 0,6 mm ϕ bifilar gewickelt

Th: Thernewid-Heißeiter K 25 10 Ω

Einfacher NF-Verstärker für eine Ausgangsleistung von 50 mW

Der im Bild 12 gezeigte Verstärker liefert bei einer NF-Eingangsspannung von ca. 3,5 mV eine Ausgangsleistung von 50 mW. Der Eingangswiderstand beträgt 2 k Ω . Die Endstufe arbeitet in Eintakt-A-Betrieb. Bei der Entwicklung dieses Verstärkers wurde vor allem darauf Wert gelegt, mit einem möglichst geringen Aufwand eine z. B. für Koffergeräte ausreichende Lautstärke zu erzielen. Die Temperatur-Stabilisierung der Endstufe wird erreicht mit Hilfe eines gegenkoppelnden Emitter-Widerstandes und eines niederohmigen Basis-Spannungsteilers. Ein Zweig des Spannungsteilers wird durch die Sekundärwicklung des Treibertransformators dargestellt. Dadurch wird ein Widerstand gespart und außerdem kompensiert bei richtiger Polung der Sekundärwicklung der durch sie fließende Gleichstrom einen Teil der durch den Ruhestrom der Treiberstufe erzeugten Gleichstromvormagnetisierung. In der Schaltung ist angegeben, in welcher Weise Anfang und Ende der beiden Wicklungen n_1 und n_2 angeschlossen werden müssen, damit diese Kompensation wirksam wird.

Der parallel zur Primärwicklung des Treibertransformators geschaltete ohmsche Widerstand verbessert den Klirrfaktor und den Frequenzgang.

Technische Daten:

Batteriespannung 9 V

Gesamtstromaufnahme ca. 27 mA

Eingangsspannung ca. 3,5 mV für $N_{a \max} = 50$ mW

Eingangswiderstand 2 k Ω

Maximal zulässige Temperatur am Gehäuse der Transistoren 50° C

Klirrfaktor 2 % bei $\frac{1}{2} N_a$

Frequenzbereich 150 Hz bis 20 kHz

Transformator:

E I 30 Dyn. Bl. IV/0,35, wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 3500$ Wdg. CuL 0,06 mm ϕ

$n_2 = 500$ Wdg. CuL 0,1 mm ϕ

Ohmscher Widerstand der Sekundärwicklung ca. 65 Ω

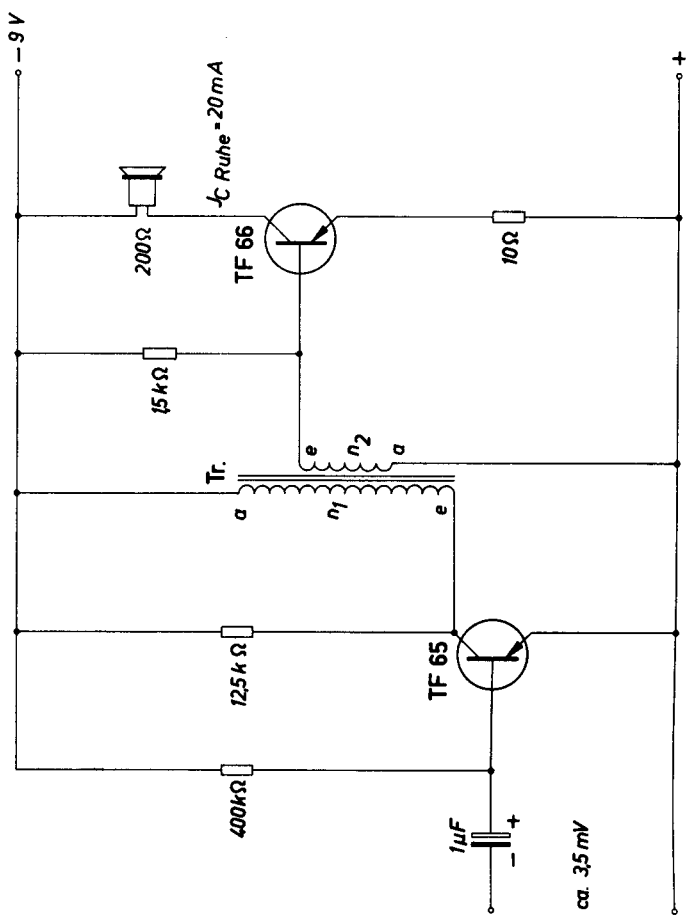


Bild 12

NF-Endstufe mit kapazitiver Spannungsteilung

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

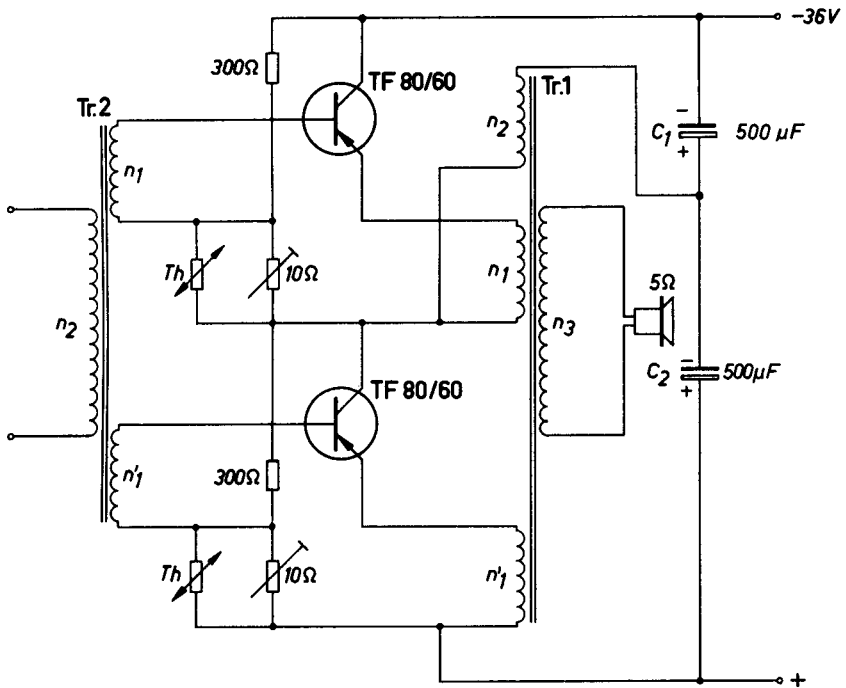


Bild 13

Mit der im Bild 13 gezeigten Schaltung wird erreicht, daß an den Transistoren nur eine Sperrspannung von der Größe der Batteriespannung auftreten kann. Es handelt sich hier um einen NF-Verstärker mit einer Hilfsspannung die an zwei Kondensatoren gewonnen wird. In der vorliegenden Schaltung arbeiten die Transistoren im Gegentakt B-Betrieb. Bei gleicher Ausgangsleistung ergibt diese Schaltungsart gegenüber der

klassischen Gegentaktschaltung zwangsläufig doppelt so große Kollektorströme, da am Mittelpunkt des kapazitiven Spannungsteilers nur die halbe Batteriespannung zur Verfügung steht. Diese halbe Batteriespannung entsteht bei Aussteuerung infolge des ständigen Wechsels von Ladung und Entladung der Kondensatoren über den Transformator und die Transistoren. Im Ruhestand bzw. bei kleinen Aussteuerungen wird die Spannung an den Kondensatoren C_1 und C_2 mittels des ohmschen Teilers fixiert. Dieser Teiler schafft auch die notwendigen Basisvorspannungen zur genauen Einstellung der erforderlichen Kollektorruheströme. Je nach Größe der Kondensatoren und der Höhe der Frequenz der Wechselspannung ist die Welligkeit der Spannung an den Kondensatoren verschieden. Der kapazitive Widerstand der Kondensatoren muß für die untere Grenzfrequenz gleich oder kleiner als der primäre Lastwiderstand sein. Die maximale Spitzenspannung an den Transistoren kann nur bei voller Aussteuerung auftreten und ist gleich der Batteriespannung. Ist z. B. der Transistor II voll durchgesteuert, dann liegt nahezu die volle Batteriespannung am Transistor I, ist der Transistor I durchgesteuert, dann liegt zwischen Kollektor und Emitter des Transistor II fast die ganze Batteriespannung. Die Wicklungen m_1 und m_1' haben geringe Windungszahlen und dienen lediglich als Gegenkopplung zur Klirrfaktorverringern. Bei Gegentaktverstärkern größerer Leistung und induktiver Last (Lautsprecher) treten an den Transistoren beim Abschalten der Stromquelle Spannungsspitzen auf. Die vorliegende Schaltung kann auch mit nur einem der beiden Kondensatoren ausgeführt werden, ohne daß die Funktion darunter leidet. Beim Ausschalten der Stromquelle kann dann an einem Transistor eine sehr hohe Spannungsspitze auftreten. Die Anordnung mit zwei Kondensatoren vermeidet diesen Nachteil.

Technische Daten:

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

Transformatoren:

Tr. 1: M 65/27 Dyn.BI.IV/0,35, wechelsinnig geschichtet

$n_1 = n_1' = 8$ Wdg. CuL 1,2 mm ϕ bifilar gewickelt

$n_2 = 100$ Wdg. CuL 1,2 mm ϕ

$n_3 = 90$ Wdg. CuL 1,2 mm ϕ

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

$n_1 = n_1' = 210$ Wdg. CuL 0,3 mm ϕ bifilar gewickelt

$n_2 = 150$ Wdg. CuL 0,2 mm ϕ

Th: Thernewid-Heißleiter K 25 10 Ω

Zerhacker mit Transistoren

Die Verwendung von elektronischen Schaltern zur Umwandlung von Gleich- in Wechselspannung hat viele wesentliche Vorteile. Durch den Wegfall aller mechanischen Kontakte wird die wartungsfreie Betriebszeit und die Lebensdauer sehr stark erhöht. Bei Gleichspannungswandlern, d. h. bei Geräten in denen die transformierte Wechselspannung wieder gleichgerichtet wird, kann man sich den Vorteil zunutze machen, daß die Schwingfrequenz in weiten Grenzen frei gewählt werden kann. Die aus einer Wechselspannung hoher Frequenz gewonnene Gleichspannung kann mit einfachen und billigen Mitteln gut gesiebt werden. Alle störenden Geräusche werden vermieden, wenn die Schwingfrequenz oberhalb des hörbaren Bereiches liegt (über 16 kHz).

Ein sehr großes Anwendungsgebiet haben in der letzten Zeit besonders Zerhacker für große Leistungen gefunden. Bei solchen Zerhackern treten an den Transistoren während des Schaltvorganges kurzzeitig sehr hohe Verlustleistungen auf. Die Verlustleistungs-Hyperbel wird teilweise um mehrere Zehnerpotenzen überschritten. Die in diesen Schaltungen fast ausschließlich verwendeten Germanium-Leistungstransistoren haben zulässige Kristalltemperaturen zwischen 75 und 90° C. Die vom Hersteller angegebene Maximaltemperatur darf auch kurzzeitig nicht überschritten werden, wenn sich die Daten des Transistors nicht bleibend verändern sollen. Die beim Schalten von hohen Leistungen auftretenden Spitzenleistungen dürfen also nur eine solche Größe erreichen, daß die entstehende Wärme durch die Wärmekapazität der die Sperrschicht umgebenden Teile noch aufgenommen und durch Wärmeleitung abgeführt werden kann. Für jeden Leistungstransistor kann man rechnerisch und empirisch die zulässigen Grenzen feststellen. In den Bildern 15, 16 und 17 sind für unsere Leistungstransistoren TF 78, TF 80, AD 103, AD 104 und AD 105 Kurven angegeben, die einen Aufschluß geben über die zulässige Impulsbelastung im Schalterbetrieb.

Damit mit Hilfe dieser Kurven überprüft werden kann, ob ein Transistor in einer bestimmten Schaltung überlastet wird, ist es zunächst erforderlich, daß man feststellt, wie der Umschaltvorgang vor sich geht. Betrachtet man z. B. den Fall des Abschaltens, d. h. den Vorgang bei dem der Transistor vom stromdurchlässigen auf den Sperrzustand schaltet, so sieht man, daß sich der Arbeitspunkt des Transistors verschiebt und zwar von hohem Kollektorstrom bei kleiner Kollektorspannung (Restspannung) nach hoher Spannung bei kleinem Strom (Sperrstrom). Trägt man diese beiden Arbeitspunkte im Ausgangskennlinienfeld eines Transistors ein (Punkt A und B, Bild 14) und verbindet sie mit einer Geraden, so ist dadurch jener Umschaltvorgang bestimmt, der bei rein ohmscher Belastung auftritt. Jeder auf dieser Geraden liegende Arbeitspunkt ist während der Umschaltzeit für einen Augenblick vorhanden. Die Verlustleistung steigt sinusförmig an

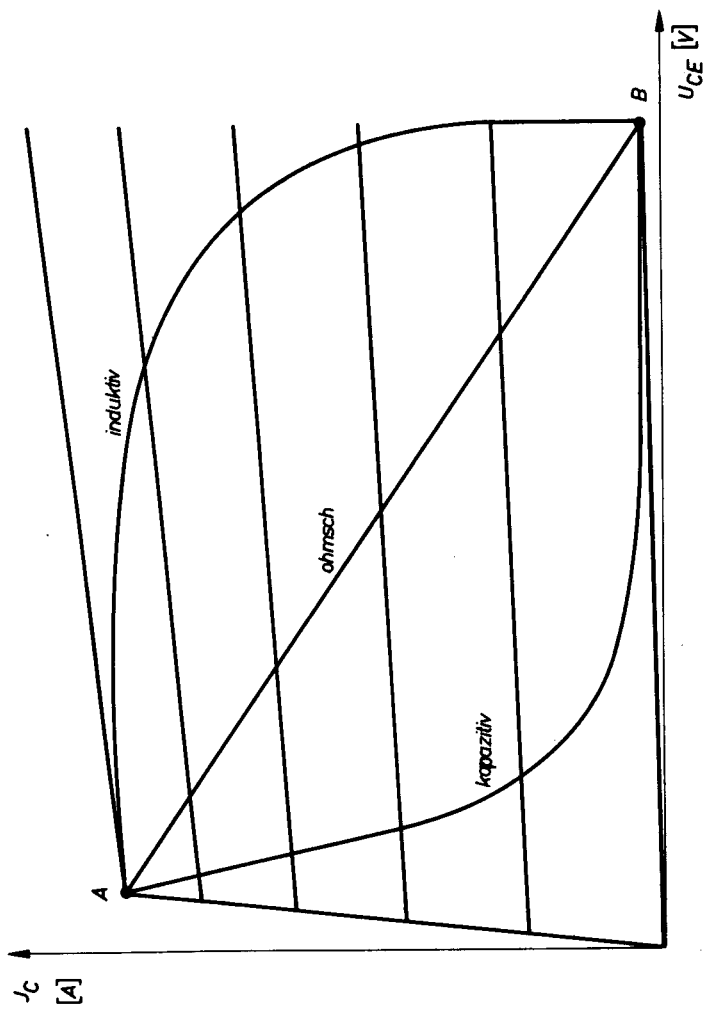


Bild 14

und erreicht in der Mitte der Geraden ihren Maximalwert. Bei kapazitiver Last erfolgt die Abschaltung nach einer Kurve die unter dieser Geraden liegt. Eine induktive Last ergibt eine Abschaltkurve die über dieser Geraden liegt, d. h. hier treten wesentlich größere Verlustleistungs-Spitzen auf als bei Umschaltung mit Ohmscher Last. Weil im Leistungs-Zerhacker Übertrager verwendet werden, tritt dieser ungünstige Fall besonders im Leerlauf auf. Man kann allerdings durch das Anbringen geeigneter Kapazitäten die Umschaltkurve etwas gegen kleinere Spitzenleistungen verschieben. In Bild 14 sind solche Umschaltkurven im Ausgangskennlinienfeld eines Transistors eingetragen. Der Verlauf dieser Kurve beim jeweiligen Anwendungsfall kann am besten mit Hilfe eines Oszillografen bestimmt werden, in dem man z. B. eine dem Kollektorstrom proportionale Spannung an die Vertikal-Ablenkung und die Kollektorspannung an die Horizontal-Ablenkung legt. Hat man die Kurve ermittelt, so ist es ein Leichtes die maximal auftretende Spitzenleistung N_v festzustellen. Neben der Größe dieser Leistung ist für die Beurteilung noch maßgebend, wie lange der Umschaltvorgang dauert und wie oft er in der Zeiteinheit vor sich geht. Die Länge der Umschaltzeit kann ebenfalls mit einem geeigneten Oszillografen festgestellt werden (mit Zeitmarken). In den Diagrammen Bild 15—17 sind mehrere Kurven eingetragen für verschiedene Tastverhältnisse. Dabei ist das Tastverhältnis V gleich dem Verhältnis aus Umschaltzeit zur Gesamtdauer der Periode, die im allgemeinen gleich sein wird dem Reziprokwert der Schwingfrequenz. Auf der Abszisse ist die Umschaltzeit t eingetragen. Mit Hilfe dieser Zeit und der für den jeweiligen Fall gültigen Kurve kann nun von der Ordinate abgelesen werden, welche Spitzen-Verlustleistung pro Grad Temperaturdifferenz zugelassen werden kann. Die hier maßgebende Temperaturdifferenz ist die Differenz zwischen der maximalen zulässigen Sperrschichttemperatur und der Temperatur des Transistorgehäuses.

Beispiel:

Bei einem Leistungs-Zerhacker mit einer Schwingfrequenz von 50 Hz beträgt die gemessene Umschaltzeit 1 ms. Die Zeit T beträgt hier 20 ms. Das Tastverhältnis V ist demnach 0,05. Ist dieser Zerhacker z. B. mit dem Transistor AD 103 bestückt, so kann eine Spitzenverlustleistung von 1,7 W/° C zugelassen werden, d. h. bei einer Temperatur des Transistorgehäuses von 60° C darf der Absolutwert der Spitzenleistung 1,7·30 ≈ 51 W nicht überschreiten. Für den Transistor AD 103 ist eine Sperrschicht-Temperatur von 90° C zulässig. Liegt nun der gemessene Wert der Spitzenverlustleistung über der als höchstzulässig erkannten, so muß durch Verändern der Schaltung, z. B. durch Parallelschalten von Kondensatoren zu den Transformatorwicklungen, die Umschaltkurve verschoben werden.

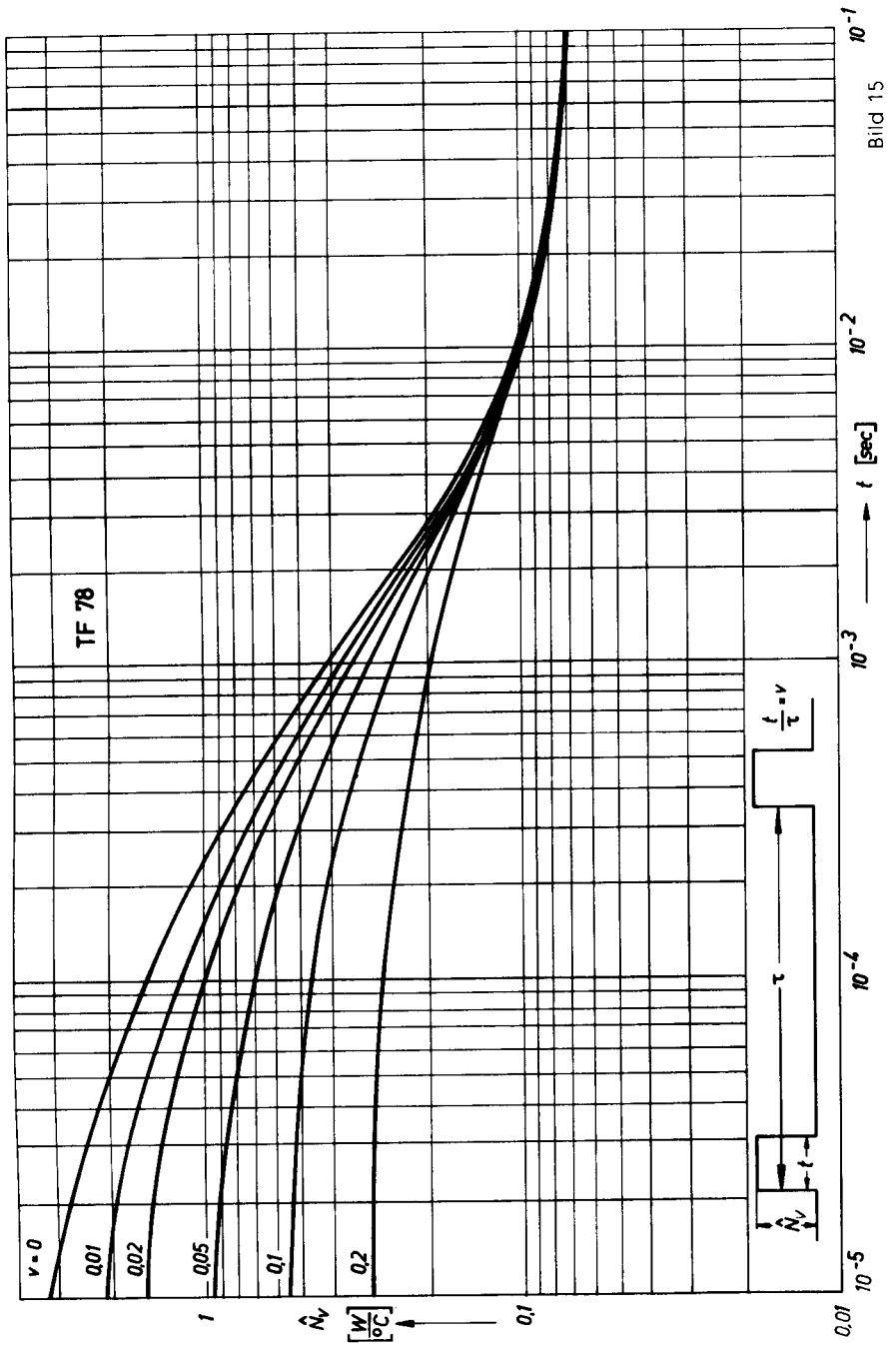


Bild 15

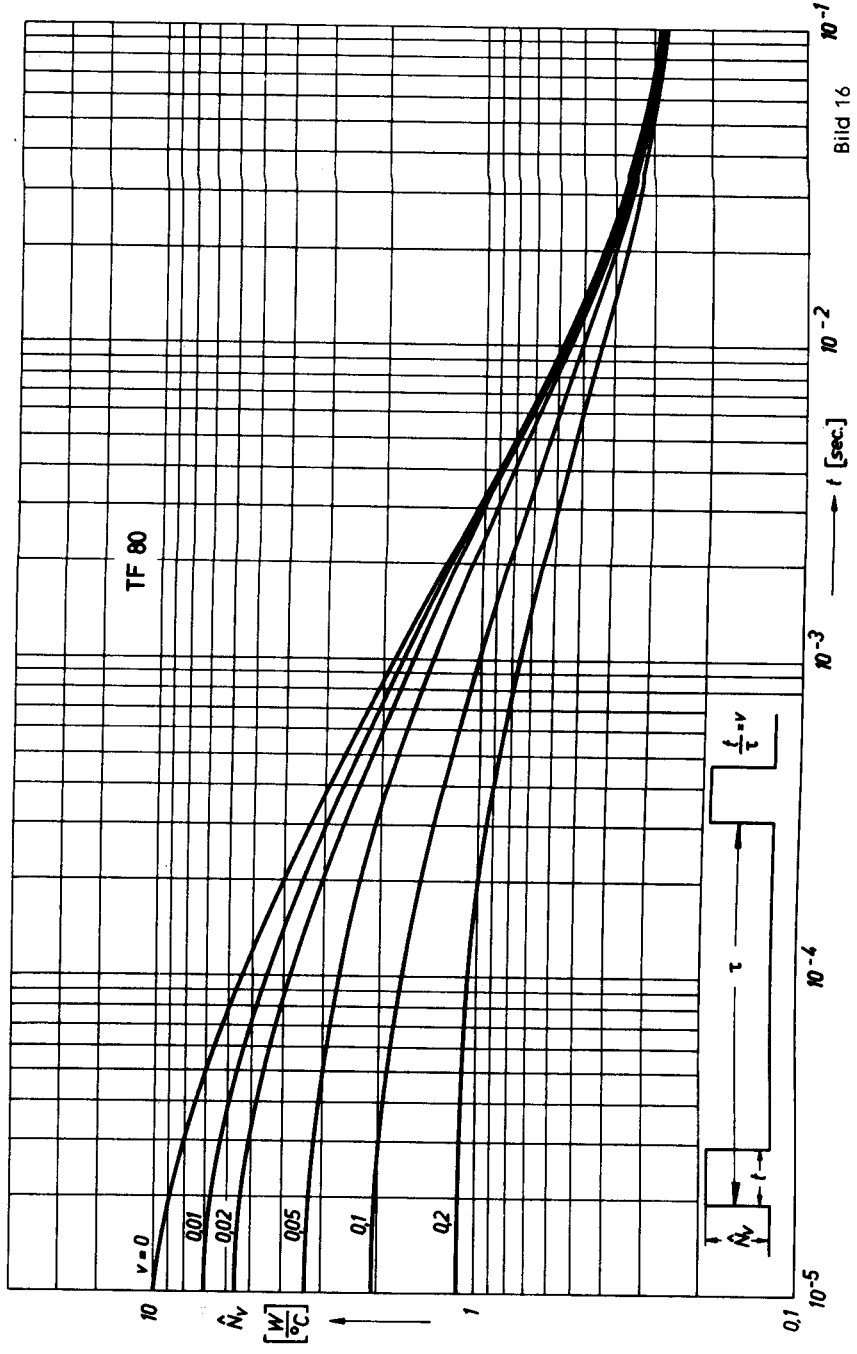


Bild 16

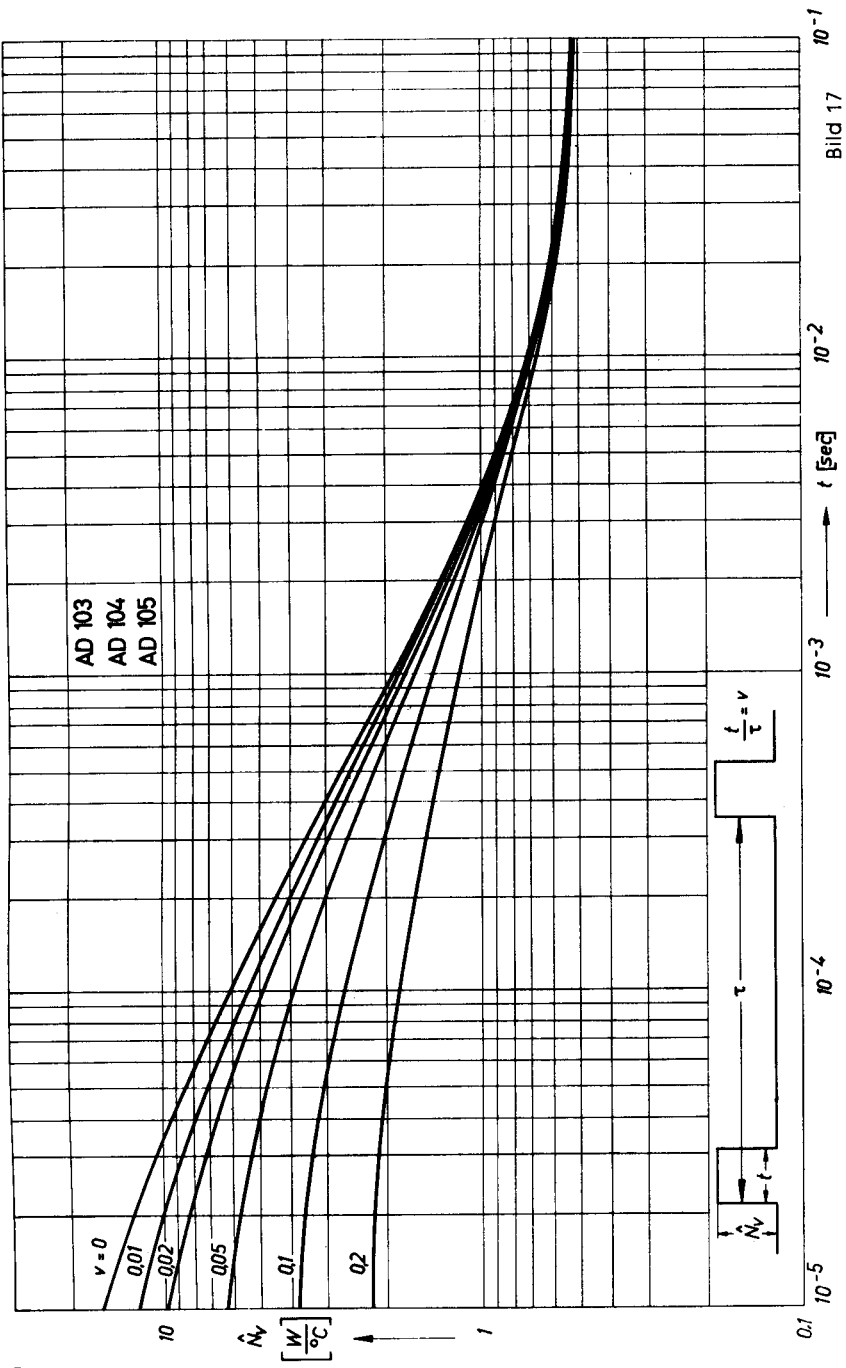


Bild 17

Leistungserhacker für eine Batteriespannung von 6 V

Der Gleichspannungswandler nach Bild 18 transformiert eine Gleichspannung von 6 V auf eine Gleichspannung von 220 V. Um Strom zu sparen, wurde hier auf die allgemein übliche Anschwinghilfe mit einem Spannungsteiler verzichtet. Wird nach dem Anschalten der Batterie kurz die Taste *T* gedrückt, so setzt die Schwingung ein.

Technische Daten:

Batteriespannung	6 V
Batteriestrom	12 A
Ausgangsleistung	50 W
Ausgangsspannung	220 V
Wirkungsgrad	70 %
Schwingfrequenz	50 Hz

Maximal zulässige Temperatur am Gehäuse der Transistoren 60° C

Transformator:

M 85/35	Dyn.BI.IV/0,35	wechselsinnig geschichtet
$n_1 = n_1'$	= 22 Wdg.	CuL 1,5 mm ϕ bifilar gewickelt
$n_2 = n_2'$	= 12 Wdg.	CuL 0,5 mm ϕ bifilar gewickelt
$n_3 =$	1050 Wdg.	CuL 0,4 mm ϕ

Gr: Siemens-Flachgleichrichter SSF B 250 C 250

Leistungserhacker für 12 V mit Anlaßschaltung

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

Will man z. B. mit einem Transistor-Gleichspannungswandler eine Glühlampe betreiben, so wird man von vornherein kein Anschwingen erreichen, weil der Kaltwiderstand einer Glühlampe sehr niedrig ist und die entsprechende Leistungsaufnahme weit über der Kippleistung liegen würde. Die Schaltung nach Bild 19 enthält eine Anlaß-Anordnung mit deren Hilfe eine Glühlampe mit einer Nennleistung von 100 W an einen Gleichspannungswandler mit einer maximalen Ausgangsleistung von ebenfalls 100 W angeschlossen werden kann. Die Kippleistung liegt im allgemeinen nur wenig über der maximalen Ausgangsleistung.

Es wird hier zunächst die Glühlampe über einen Vorwiderstand an den Zerhacker angeschlossen. An die Sekundärwicklung ist über einen Gleichrichter ein Relais angeschaltet. Mit Hilfe eines dazu parallel geschalteten

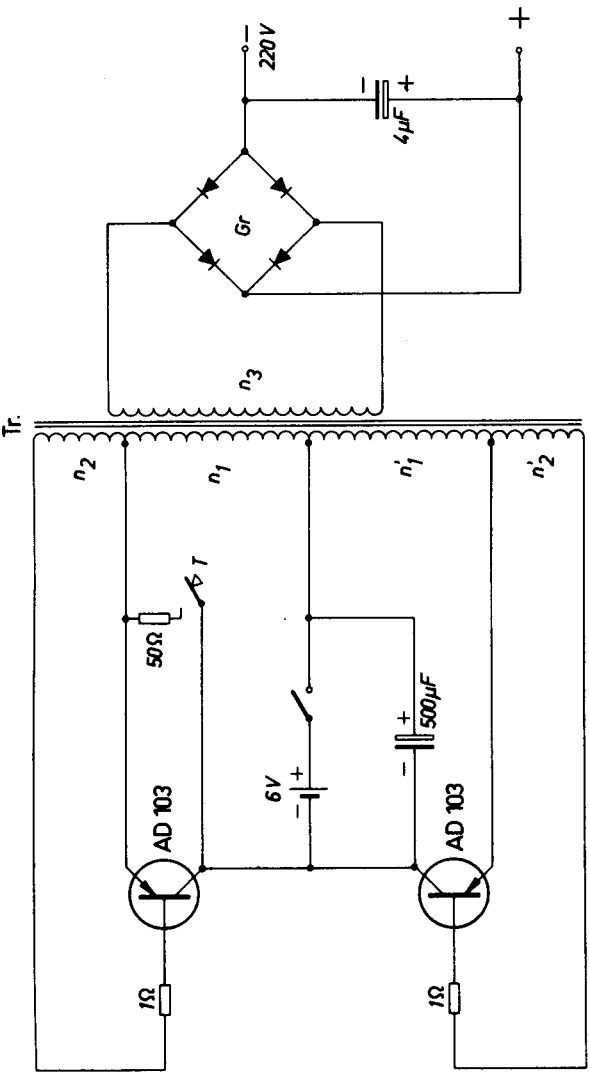


Bild 18

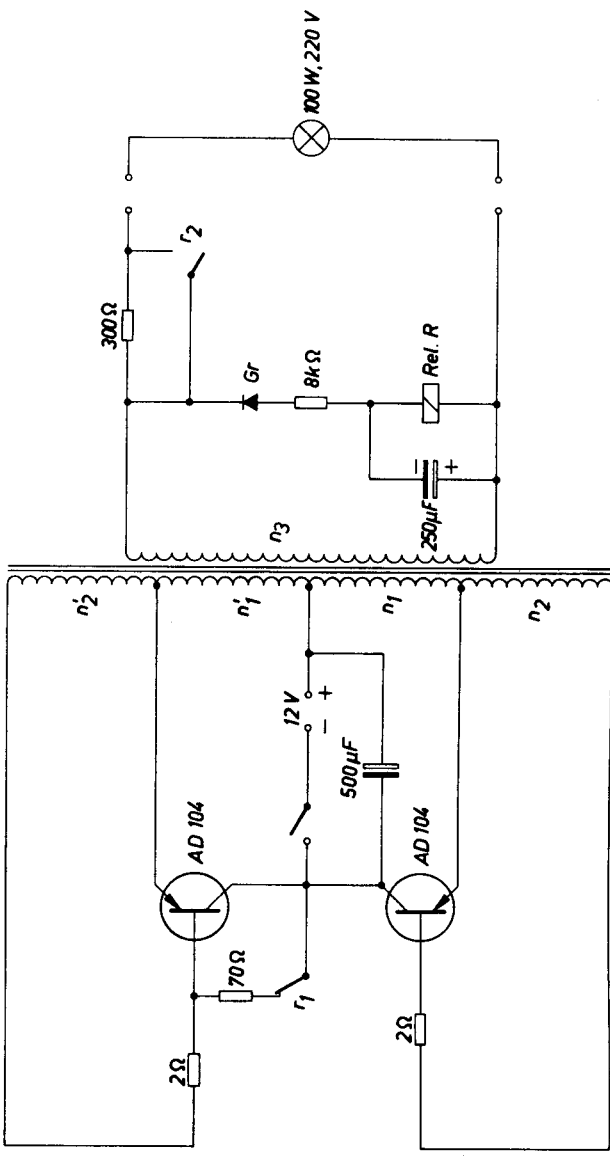


Bild 19

Kondensators wird eine so große Ansprechverzögerung erreicht, daß die Glühlampe bereits ausreichend vorgeheizt ist, wenn mit dem Kontakt n_2 der Vorwiderstand kurzgeschlossen wird.

Ein zweiter Kontakt desselben Relais n_1 schaltet aus Gründen der Stromersparnis die Anschwinghilfe auf der Primärseite aus.

Technische Daten:

Batteriespannung	12 V
Batteriestrom	10 A
Ausgangsspannung	220 V (Rechteckspannung)
Ausgangsleistung	100 W
Schwingfrequenz ca.	50 Hz
Wirkungsgrad	83%

Transformator:

M 102/52 Dyn.BI.IV/0,35 wechselsinnig geschichtet

$n_1 = n_1' = 28$ Wdg. CuL 1,8 mm ϕ bifilar gewickelt

$n_2 = n_2' = 7$ Wdg. CuL 1,2 mm ϕ bifilar gewickelt

$n_3 = 590$ Wdg. CuL 0,6 mm ϕ

Rel. R: Trls 151x nach TBv 65026/71 d

Gr: Siemens-Flachgleichrichter SSF E 250 C 50

Leistungszerhacker für eine Batteriespannung von 24 V

Mit dem im Bild 20 gezeigten Zerhacker wird eine Ausgangsleistung von 150 W erzeugt. Bei diesen hohen Schallleistungen muß bereits größtes Augenmerk darauf gelegt werden, daß während der Umschaltzeit keine unzulässig hohen Leistungsspitzen an den Transistoren auftreten. Zu hohe Leistungsspitzen werden hier durch eine geeignete Kondensator-Schaltung vermieden. Zur Verkürzung der Umschaltzeit dient das RC-Glied im Basiskreis eines jeden Transistors. In den Rückkopplungswicklungen n_1 und n_1' wird eine höhere Spannung erzeugt als für das Aufrechterhalten der Schwingung erforderlich ist. Ein Teil der Spannung fällt am Vorwiderstand ab. Wird der Transistor gesperrt, so gelangt plötzlich eine hohe Sperrspannung an die Basis des Transistors, weil zu der an sich schon hohen Rückkopplungsspannung noch die Spannung am Kondensator addiert wird. Dadurch werden die Ladungsträger in der Basis rasch abgebaut und die Umschaltzeit wird verkürzt.

Dieser Zerhacker schwingt nur im Leerlauf selbständig an. Die Last kann dazugeschaltet werden. Soll der Zerhacker mit Last anschwingen, so kann dies mit einer Anordnung wie in Bild 18 erreicht werden.

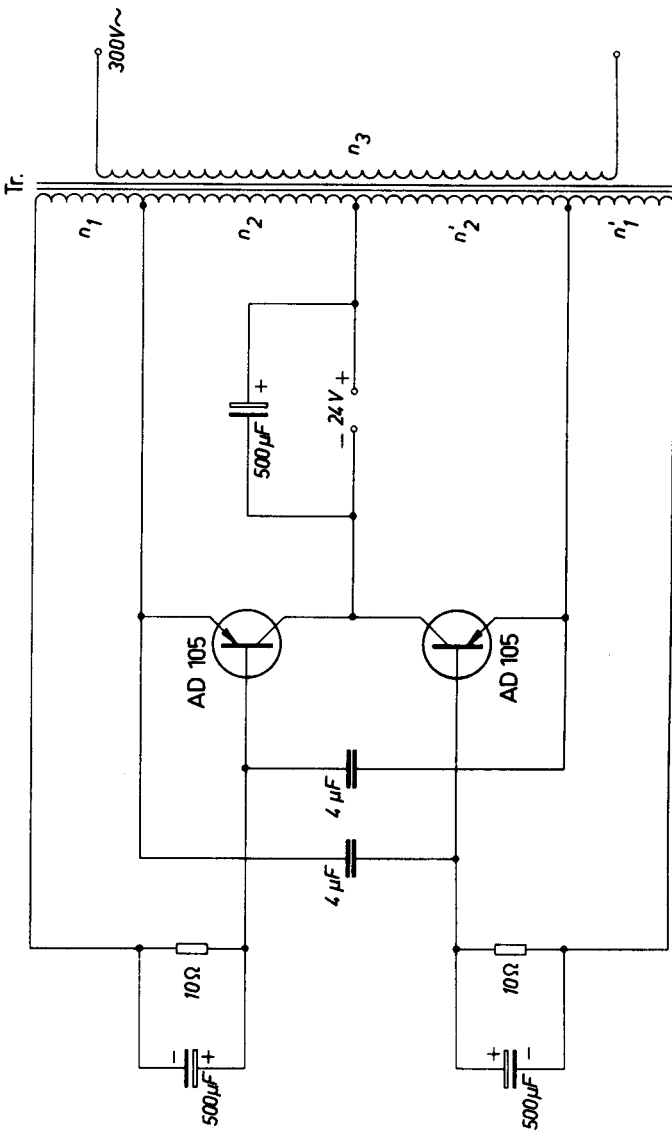


Bild 20

Technische Daten:

Batteriespannung	24 V
Batteriestrom	8 A
Ausgangsspannung	300 V
Schwingfrequenz	50 Hz
Ausgangsleistung	150 W
Wirkungsgrad	78%
Maximal zulässige Temperatur am Gehäuse der Transistoren 60° C	

Transformator:

M 102/52 Dyn.BI.IV/0,35	wechselsinnig geschichtet	
$n_1 = n_1' = 25$ Wdg.	CuL 0,65 mm ϕ	bifilar gewickelt
$n_2 = n_2' = 58$ Wdg.	CuL 1,5 mm ϕ	bifilar gewickelt
$n_3 = 800$ Wdg.	CuL 0,5 mm ϕ	

50 Hz frequenzkonstanter Zerhacker

Der Zerhacker nach Bild 21 ist als Notstrom-Aggregat verwendbar. Als Synchronisations-Stufe dient ein 50 Hz Sinusoszillator. Die Endstufe liefert jedoch eine rechteckförmige Ausgangsspannung. Die Frequenz dieser Rechteckspannung wird durch den Sinusoszillator konstant gehalten. Um eine höhere Ausgangsleistung zu erreichen, sind in der Gegentaktendstufe je 2 Transistoren TF 80/80 parallel geschaltet.

Technische Daten:

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

Transformator:

Tr. 1: M 65/27 Dyn.BI.IV/0,35	0,5 L gleichsinnig geschichtet	
$n_1 = 100$ Wdg.	CuL 0,5 mm ϕ	
$n_2 = 25$ Wdg.	CuL 0,2 mm ϕ	
$n_3 = 3250$ Wdg.	CuL 0,25 mm ϕ	
$n_4 = n_4' = 10$ Wdg.	CuL 0,65 mm ϕ	bifilar gewickelt
Tr. 2: M 102/35 Dyn.BI.IV/0,35	wechselsinnig geschichtet	
$n_1 = n_1' = 58$ Wdg.	CuL 1,5 mm ϕ	bifilar gewickelt
$n_2 = n_2' = 3$ Wdg.	CuL 0,65 mm ϕ	bifilar gewickelt
$n_3 = 580$ Wdg.	CuL 0,65 mm ϕ	

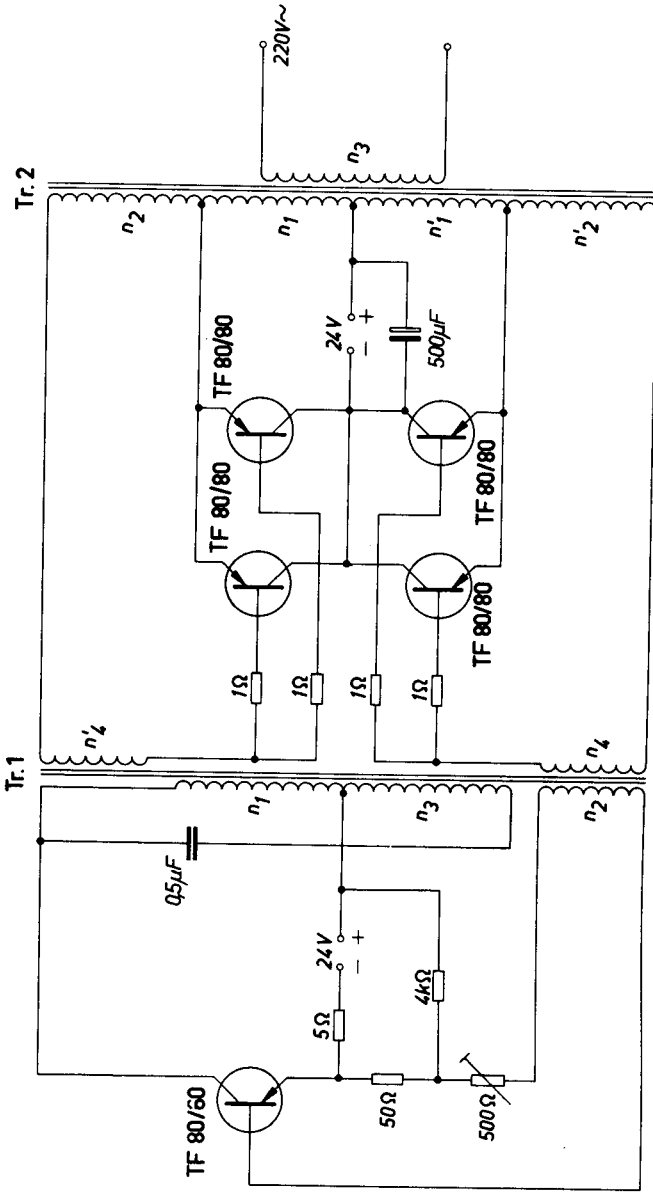


Bild 21

500 Hz frequenzkonstanter Sinus-Oszillator

Die Synchronisation der Leistungsstufe erfolgt in der Schaltung nach Bild 22 durch einen 500 Hz Sinus-Oszillator. Es wird dadurch erreicht, daß sich zwischen Leerlauf und Vollast die Frequenz der abgegebenen Wechselspannung nur um etwa 1% ändert. Ein Schwanken der Batteriespannung zwischen + 20 und - 30% ergibt eine Änderung der Frequenz von 2%. Eine Änderung der Umgebungstemperatur bleibt praktisch ohne Einfluß.

Technische Daten:

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

Transformatoren:

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

$n_1 =$	50 Wdg.	CuL 0,4 mm ϕ
$n_2 =$	20 Wdg.	CuL 0,15 mm ϕ
$n_3 =$	770 Wdg.	CuL 0,36 mm ϕ
$n_4 = n_5 =$	5 Wdg.	CuL 0,6 mm ϕ bifilar gewickelt

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

$n_1 = n_1' =$	35 Wdg.	CuL 1,75 mm ϕ bifilar gewickelt
$n_2 =$	450 Wdg.	CuL 0,6 mm ϕ

Zerhacker für eine Batteriespannung von 36 V

Ebenso wie bei NF-Verstärkern tritt auch bei Transistorzerhackern in der üblichen Schaltung mindestens die doppelte Batteriespannung als Sperrspannung an den Transistoren auf. Will man deshalb höhere Batteriespannungen verwenden, so muß man nach geeigneten Schaltungen suchen. In der Schaltung nach Bild 24 tritt an den Transistoren nur eine Sperrspannung von der Höhe der Batteriespannung auf. Das Prinzip dieser Schaltungsart zeigt das Bild 23. Die Transistoren sind durch Schalter ersetzt. Sind die Schalter S_1 und S_2 geschlossen, so fließt ein Strom in einer bestimmten Richtung durch die Wicklung n_1 . Während der zweiten Hälfte einer Periode sind dann die Schalter S_3 und S_4 geschlossen und die Schalter S_1 und S_2 geöffnet (Transistoren gesperrt). Jetzt fließt ein Strom von der

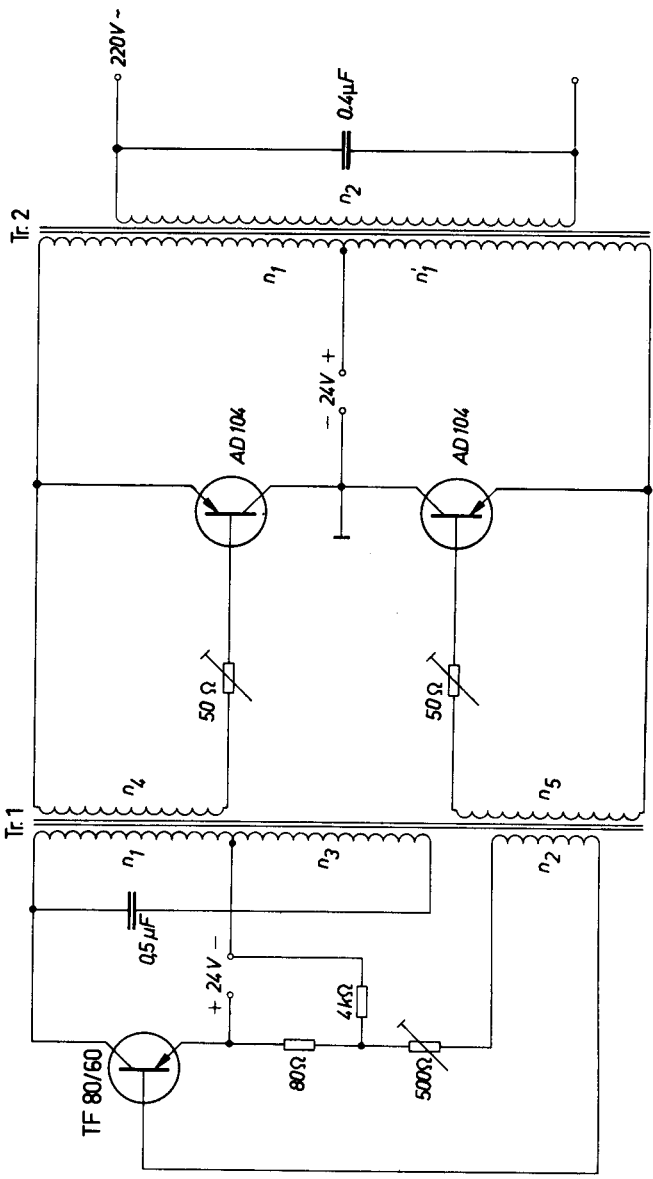


Bild 22

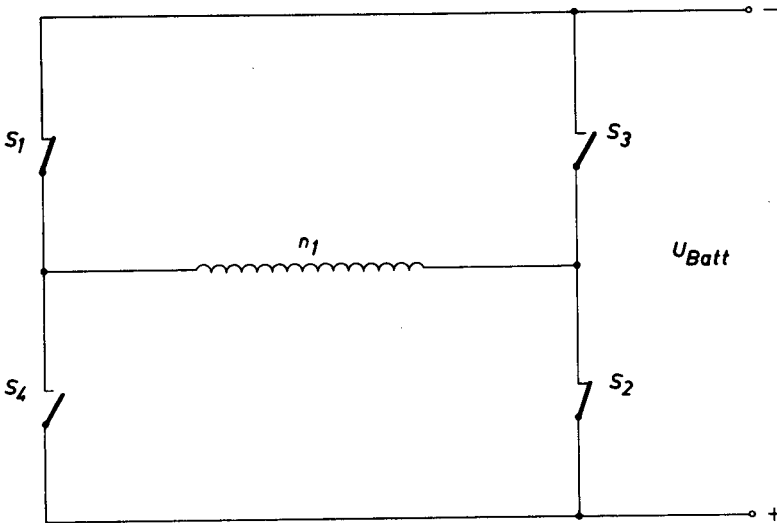


Bild 23

gleichen Größe in entgegengesetzter Richtung durch die Primärwicklung. Die geöffneten Schalter S_3 und S_4 , und während der anderen Hälfte der Periode die Schalter S_1 und S_2 , liegen parallel zur Batterie. Setzt man Transistoren an Stelle dieser Schalter, so kann im gesperrten Zustand (offener Schalter) keine höhere Sperrspannung als die Batteriespannung an ihnen auftreten.

In der Schaltung nach Bild 24 können deshalb bei einer Batteriespannung von maximal 43 V die Transistoren TF 80/60 verwendet werden, die eine zulässige Sperrspannung von 64 V haben. Die Schwingfrequenz wurde hoch gewählt, damit ein kleiner Übertrager verwendet werden kann.

Technische Daten:

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

Transformatoren:

Siferrit-E-Kerne EE 55 B 66 251 T 26 A 0,25

$n_1 = n_2 = n_3 = n_4 = 2$ Wdg. CuL 0,6 mm ϕ gemeinsam gewickelt

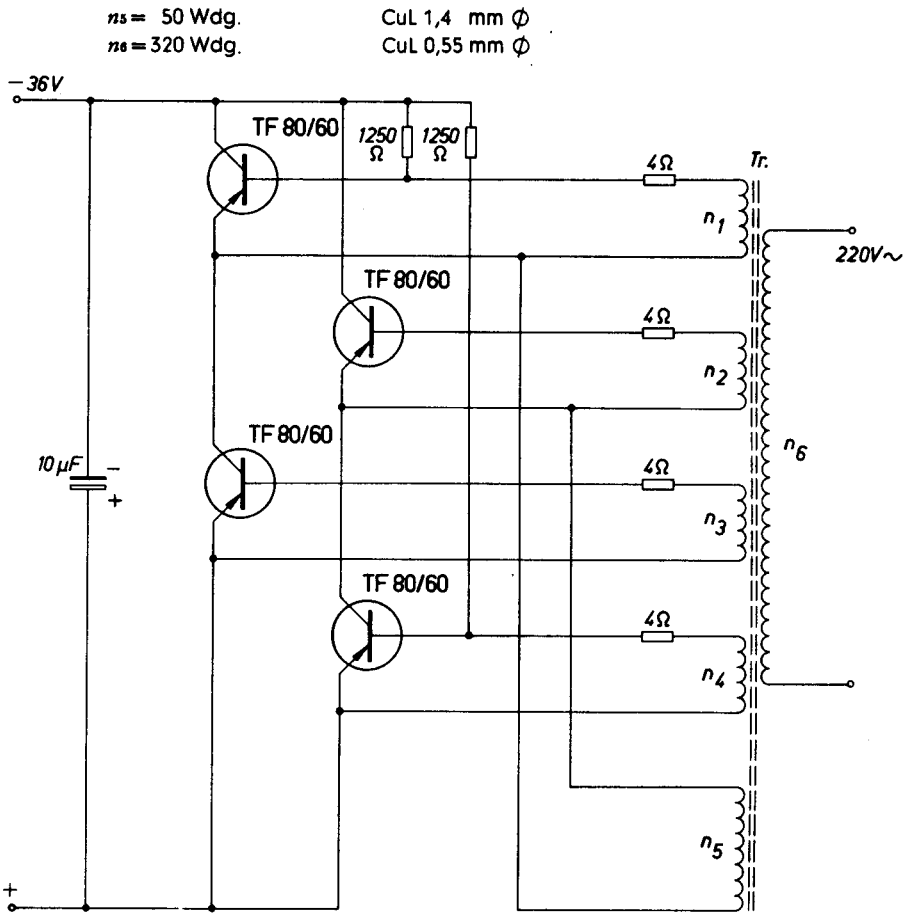
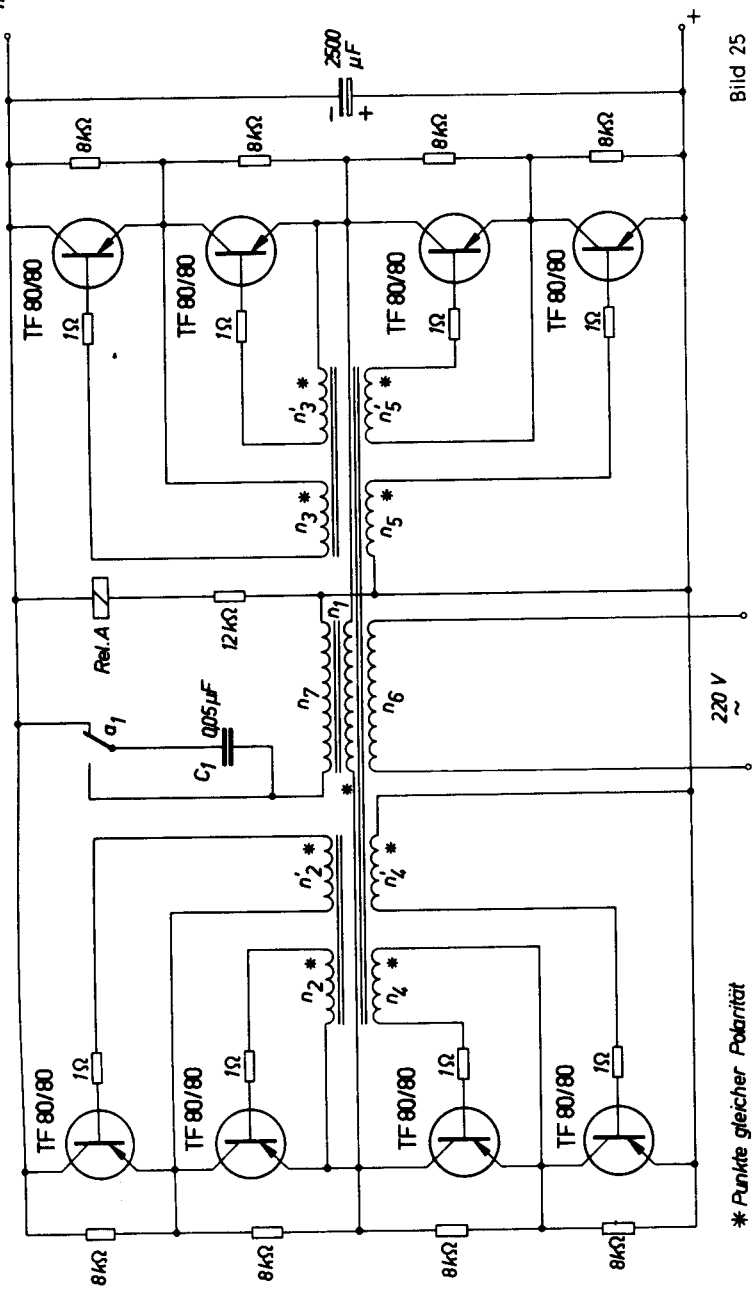


Bild 24

Zerhacker für eine Batteriespannung von 110 V

In dem Zerhacker nach Bild 25 ist das gleiche Schaltungsprinzip angewendet, das oben beschrieben wurde. Wegen der höheren Batteriespannung sind hier in jedem Zweig zwei Transistoren hintereinandergeschaltet. Damit an jedem dieser beiden Transistoren auch mit Sicherheit nur die halbe Sperrspannung auftritt, wurden Symmetrier-Widerstände parallel geschaltet. Als Anschwinghilfe wurde eine eigene Wicklung n_7 am Übertrager vorgesehen. Über diese Wicklung fließt im Augenblick des An-

110V



* Punkte gleicher Polarität

Bild 25

schaltens der Batterie der Ladestromstoß für den Kondensator C_1 . Durch diesen Induktionsstoß schwingt die ganze Anordnung an. Mit einer geringen Verzögerung spricht das Relais A an. Der Kontakt a_1 schaltet um und der Kondensator C_1 wird entladen. Die Anschwinghilfe ist dadurch wieder betriebsbereit.

Technische Daten:

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

Transformator:

E I 130 a Dyn.BI.IV/0,35 1,0 L, gleichsinnig geschichtet

$n_1 =$	410 Wdg.	CuL 1,2 mm Φ
$n_2 = n_2' =$	7 Wdg.	CuL 0,4 mm Φ bifilar gewickelt
$n_3 = n_3' =$	7 Wdg.	CuL 0,4 mm Φ bifilar gewickelt
$n_4 = n_4' =$	7 Wdg.	CuL 0,4 mm Φ bifilar gewickelt
$n_5 = n_5' =$	7 Wdg.	CuL 0,4 mm Φ bifilar gewickelt
$n_6 =$	880 Wdg.	CuL 0,75 mm Φ
$n_7 =$	400 Wdg.	CuL 0,3 mm Φ

Rel. A: Trls. 151x nach TBv 65026/71c

Zerhacker für 110 V mit geteilter Primärwicklung

Mit der im Bild 27 gezeigten Anordnung ist die im vorigen Beispiel beschriebene Hintereinanderschaltung von Transistoren nicht erforderlich. Die Aufteilung der Sperrspannung erfolgt hier auf andere Weise. Das Prinzip wird in Bild 26 gezeigt. Die Transistoren sind wieder als Schalter dargestellt. Wie man sieht, ist die Primärwicklung aufgeteilt in die beiden Wicklungen n_1 und n_1' . Mit Hilfe der beiden Kondensatoren wird erreicht, daß an den beiden Hälften nie mehr als die halbe Batteriespannung liegt. Sind die Schalter S_1 , S_2 , S_3 und S_4 geschlossen, so fließt durch beide Wicklungen ein Strom in einer bestimmten Richtung. Während der zweiten Hälfte einer Periode werden die Schalter S_5 , S_6 , S_7 und S_8 geschlossen. Die Schalter S_1 bis S_4 sind dann geöffnet. Es fließt nun ein gleich großer Strom in entgegengesetzter Richtung durch beide Wicklungen. Geschieht dieses Spiel periodisch, so entsteht eine Wechselspannung. Die geöffneten Schalter (gesperrten Transistoren) sind immer

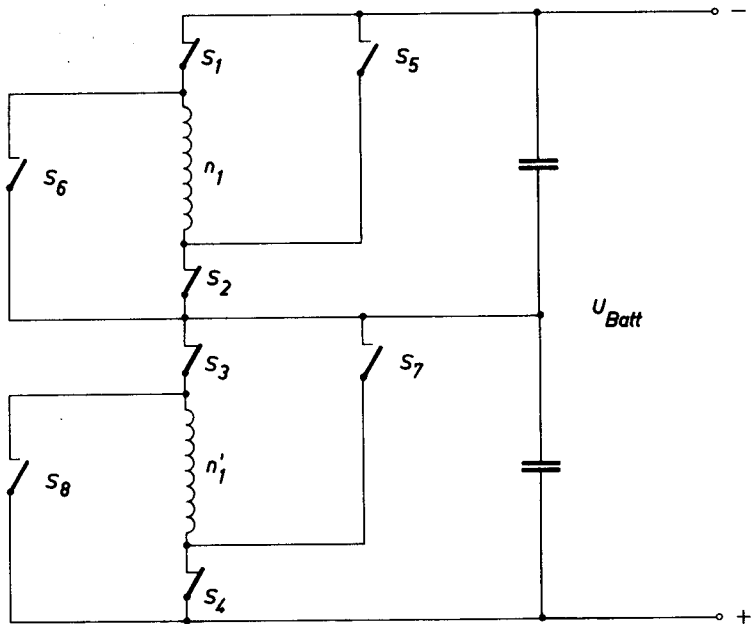
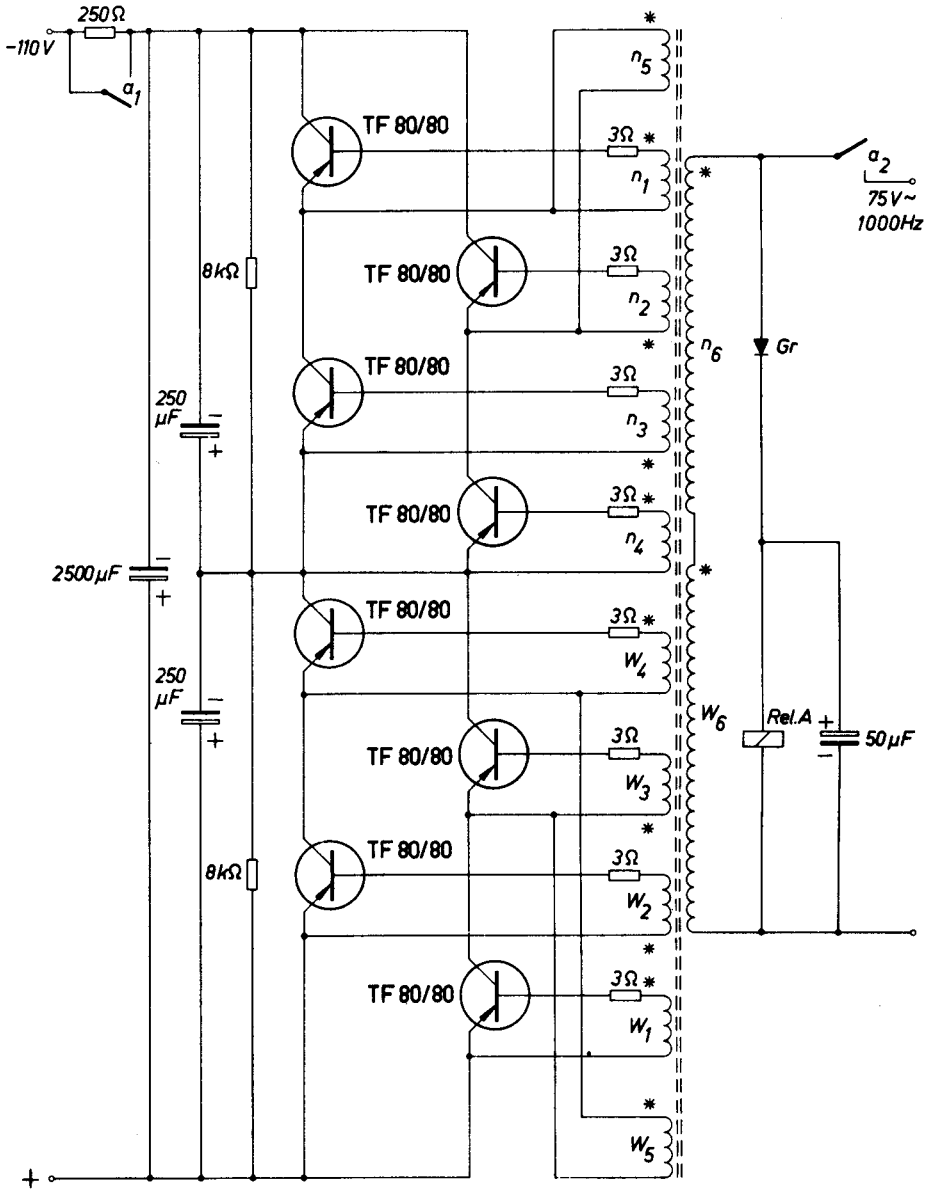


Bild 26

einer Wicklung parallel geschaltet. Es kann also keine höhere Sperrspannung als die halbe Batteriespannung auftreten.

In der Schaltung nach Bild 27 ist dieses Prinzip praktisch durchgeführt. Weil die Aufteilung der Batteriespannung nur dann im richtigen Maß erfolgt, wenn die beiden Kondensatoren aufgeladen sind, müssen die Transistoren im Augenblick des Einschaltens vor zu hohen Sperrspannungen geschützt werden. Das Anschalten an die Batteriespannung von 110 V erfolgt hier zunächst über einen Vorwiderstand. Sobald an der Sekundärseite eine Spannung auftritt, spricht das Relais A an und der Vorwiderstand wird über den Relaiskontakt a_1 kurzgeschlossen. Im Leerlauf schwingt die Schaltung selbständig an. Die Last wird erst über den Relaiskontakt a_2 angeschaltet.

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



* Punkte gleicher Polarität

Bild 27

Technische Daten:

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

Transformator:

4 Stück Siferrit-U-Kerne B 67200 N 22, Luftspalt 1 mm

$n_1 = n_2 = n_3 = n_4 = 9$ Wdg.	CuL 0,5 mm ϕ gemeinsam gewickelt
$n_5 = 175$ Wdg.	CuL 1,0 mm ϕ
$n_6 = 133$ Wdg.	CuL 1,2 mm ϕ

$w_1 = w_2 = w_3 = w_4 = 9$ Wdg.	CuL 0,5 mm ϕ gemeinsam gewickelt
$w_5 = 175$ Wdg.	CuL 1,0 mm ϕ
$w_6 = 133$ Wdg.	CuL 1,2 mm ϕ

Gr: Siemens-Flachgleichrichter E 90 C 125

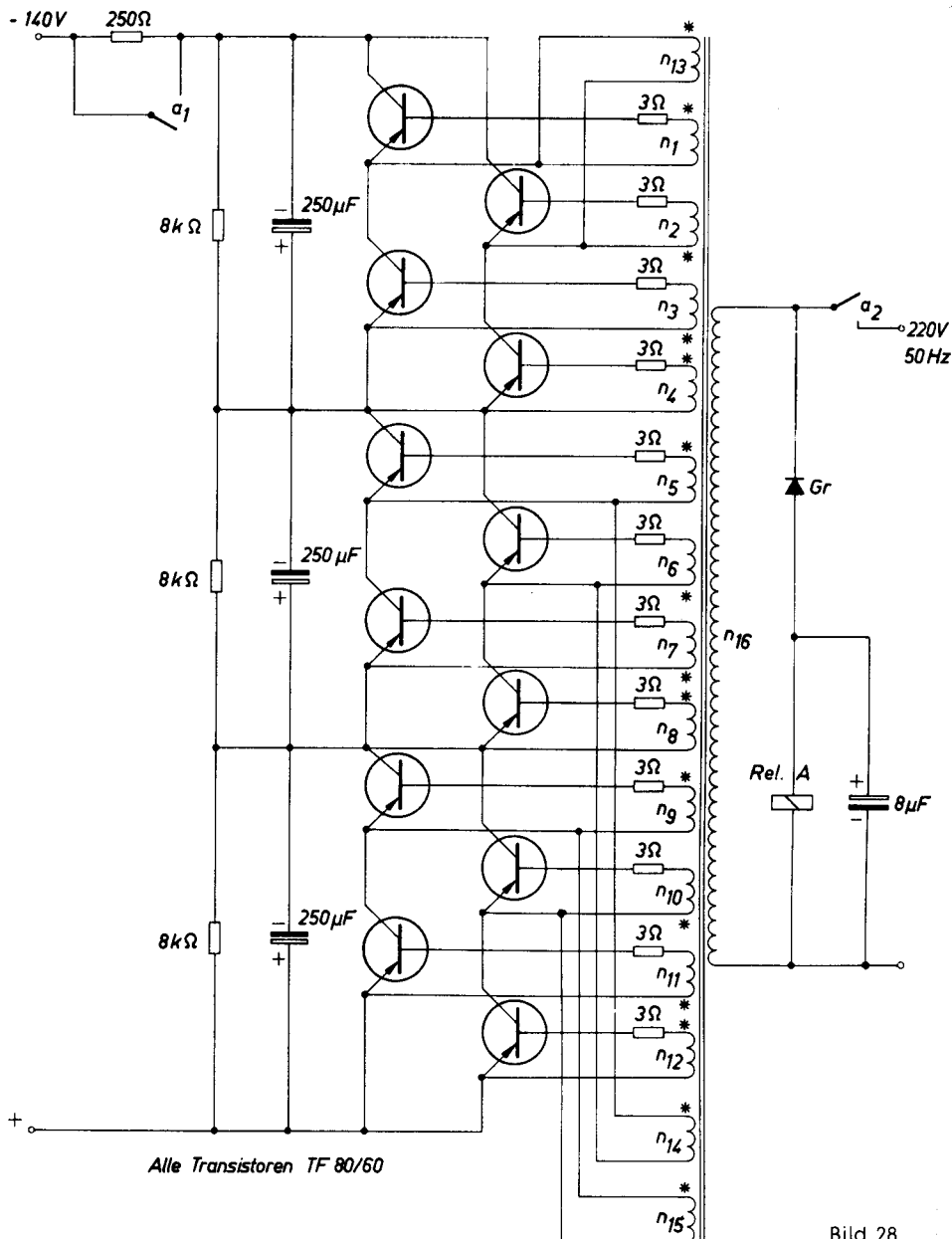
Rel. A: Trls. 6a nach TBv 62017/10b

Zerhacker für eine Batteriespannung von 140 V

Nach dem im Bild 26 beschriebenen Prinzip können selbstverständlich Zerhacker für jede beliebige Batteriespannung gebaut werden. Es muß lediglich eine ausreichende Anzahl solcher Blöcke hintereinander geschaltet werden, so daß an keinem der Transistoren eine zu hohe Spitzenspannung auftreten kann. In Bild 28 ist noch ein Beispiel gezeigt, in dem die Primärwicklung dreigeteilt ist. Auch hier wurde wieder die bereits in dem Beispiel nach Bild 25 beschriebene Einschalthilfe angebracht. Wegen der niedrigen Schwingfrequenz von 50 Hz konnte hier ein Blechkern verwendet werden.

Technische Daten:

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



* Punkte gleicher Polarität

Bild 28

Transformator:

E I 130a Dyn.BI.IV/0,35 1,0 L, gleichsinnig geschichtet

$n_{11} = n_{12} = n_{13} = n_{14} = 7$ Wdg. CuL 0,4 mm ϕ gemeinsam gewickelt

$n_{15} = n_{16} = n_{17} = n_{18} = 7$ Wdg. CuL 0,4 mm ϕ gemeinsam gewickelt

$n_{19} = n_{20} = n_{21} = n_{22} = 7$ Wdg. CuL 0,4 mm ϕ gemeinsam gewickelt

$n_{23} = n_{24} = n_{25} = 175$ Wdg. CuL 1,1 mm ϕ gemeinsam gewickelt

$n_{26} = 880$ Wdg. CuL 0,75 mm ϕ

Gr: Siemens-Flachgleichrichter E 250 C 50

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

Transistor-Oszillatoren

Quarzstabilisierter Oszillator für 70 kHz

In Bild 29 ist die Schaltung eines quartzstabilisierten Senders mit einer Schwingfrequenz von 70 kHz angegeben. Die von der eigentlichen Schwingstufe erzeugte Energie mit einer konstanten Frequenz wird in zwei Stufen verstärkt. Von der Endstufe kann eine Schwingleistung von 250 bis 500 mW abgegeben werden. Der Antennenkreis wird je nach Anwendungsfall verschieden auszubilden sein. Der Anpaß-Widerstand soll jedoch 3 bis 5 Ω sein, gemessen an den Klemmen *a* und *b*.

Technische Daten:

Batteriespannung 6 V
 Ausgangsleistung 250 bis 500 mW
 Schwingfrequenz 70 kHz

Transformatoren.

Tr 1: Siferrit-Schalenkern B 65 571 N 22 A 400

a — *b* = 24 Wdg. CuL 0,18 mm ϕ
b — *c* = 6 Wdg. CuL 0,18 mm ϕ
c — *d* = 180 Wdg. CuL 0,18 mm ϕ
e — *f* = 2 Wdg. CuL 0,18 mm ϕ

Tr 2: Siferrit-Schalenkern B 65 571 N 22 A 400

a — *b* = 30 Wdg. CuL 0,18 mm ϕ
b — *c* = 180 Wdg. CuL 0,18 mm ϕ
e — *d* = 4 Wdg. CuL 0,18 mm ϕ

Th: Thernewid-Heißleiter K 25 10 Ω

Spannungsgesteuerter astabiler Klippgenerator

Mit der im Bild 30 gezeigten Anordnung können Spannungsänderungen in Frequenzänderungen umgewandelt werden. Bei einer Änderung der Spannung von 0 bis 6 V an einem Widerstand von 10 k Ω ändert sich die Schwingfrequenz des astabilen Multivibrators zwischen 1,5 und 2,8 kHz. Wie im Bild 31 zu sehen ist, geht die Frequenzänderung linear mit der Spannungsänderung vor sich.

Technische Daten:

Batteriespannung 12 V
 Betriebsstrom des Generators 0,8 mA
 Schwingfrequenz 1,5 bis 2,8 kHz

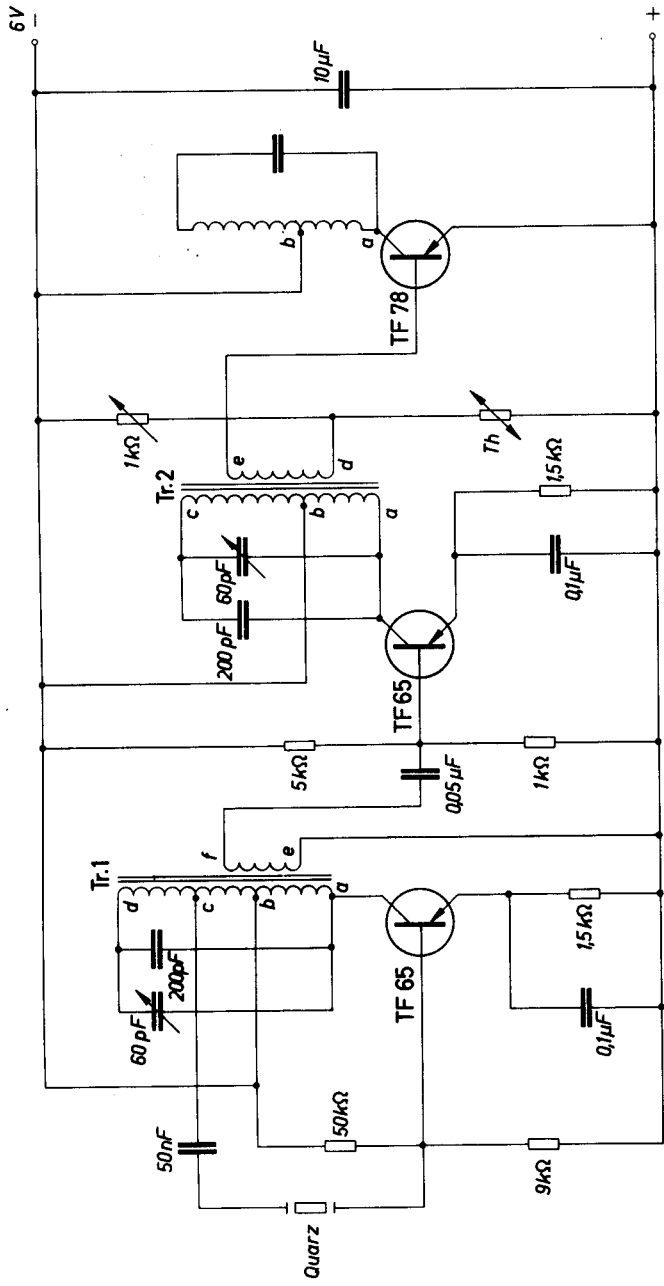


Bild 29

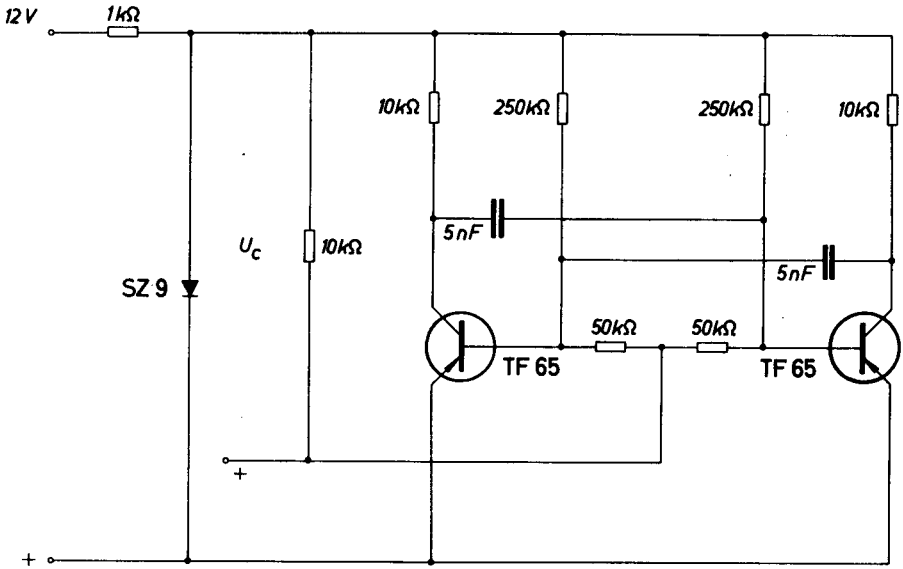


Bild 30

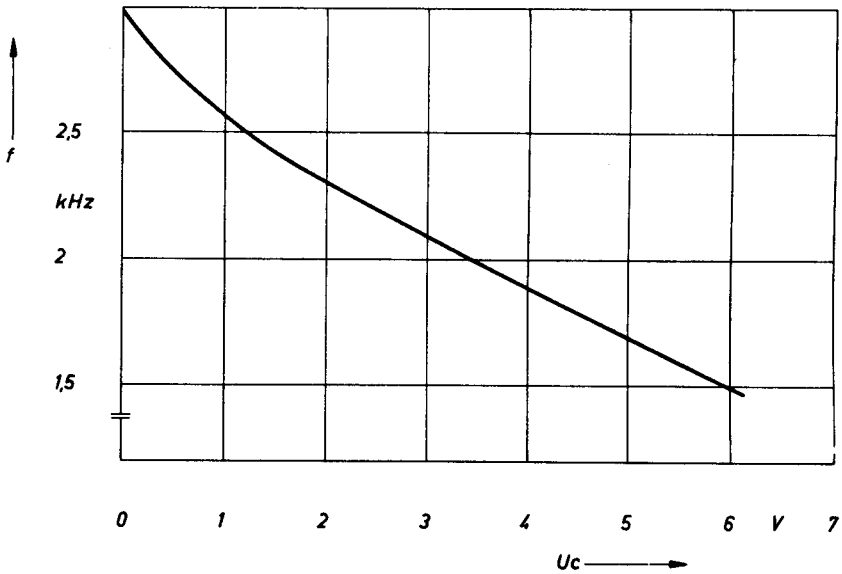


Bild 31

Gleichstromverstärker

Transistor-Chopper

Wechselstromverstärker mit Transistoren haben gegenüber Gleichstromverstärkern den Vorteil, daß sie mit verhältnismäßig geringem Aufwand temperaturstabilisiert werden können. Während bei Gleichstromverstärkern hoher Empfindlichkeit bereits kleine Verschiebungen des Arbeitspunktes stören, bleiben diese bei Wechselstromverstärkern in weiten Grenzen ohne Einfluß. Gelingt es also, ein Gleichstromsignal mit hinreichender Genauigkeit in ein proportionales Wechselspannungssignal umzuwandeln, so können sehr empfindliche Verstärker realisiert werden.

Diese Aufgabe erfüllt der sogenannte Chopper oder Meßumformer. Mechanische Ausführungen sind bereits seit einiger Zeit bekannt. In Bild 32 ist die Schaltung eines Transistor-Choppers zu sehen. Dieser hat gegenüber dem mechanischen mehrere Vorteile, wie Abnutzungsfreiheit und höhere zulässige Schwingfrequenz. Bei einer höheren Schwingfrequenz können auch kurze Gleichstromimpulse noch übertragen werden. Die erzielbare Meßgenauigkeit ist bei 1 mV Gleichspannung ca. $\pm 5\%$ bei einer Temperaturänderung von $\pm 20^\circ\text{C}$. Bei noch kleineren Eingangsspannungen wird der Fehler bei Temperaturschwankungen etwas größer.

Die zu zerhackende Gleichspannung wird an die Klemmen c und d angeschlossen. Die beiden Transistoren werden an der Basis mit einem Rechteckgenerator angesteuert. An den Klemmen c und e erhält man dann eine pulsierende Gleichspannung, deren Scheitelwert gleich ist der angelegten Gleichspannung. Zur Symmetrierung der Ansteuerung dient der Widerstand R .

Nimmt man an, daß der Transistor 1 gerade durchgeschaltet worden ist, so kann sich folgender Stromfluß im Gleichspannungskreis ausbilden: Über den Transistor T_1 fließt der von der Meßspannung gelieferte Strom direkt zur Klemme e und steuert den parallel zu diesen Anschlüssen zu schaltenden Verstärker aus. Schaltet nun der Steuergenerator die Transistoren um, so wird T_2 leitend. Der Eingang des Verstärkers wird kurzgeschlossen. Der Transistor T_1 ist gesperrt und trennt die Meßspannungsquelle vom Verstärker.

Der endliche Durchlaßwiderstand der Chopper-Transistoren verschlechtert nicht die Meßgenauigkeit, weil er bei gleichbleibender Ansteuerung (gleicher Basisstrom) annähernd konstant ist. Außerdem ist dieser Durchlaßwiderstand in jedem Fall viel kleiner als der Eingangswiderstand des nachgeschalteten Verstärkers. Die Aussteuerung eines Verstärkers über einen Transistor-Chopper kommt also einem niederohmigen Abschluß des Einganges gleich, weil auch dann, wenn die Steuerspannungsquelle abgetrennt ist, wegen der Durchschaltung des Transistors T_2 parallel zum Eingang des Verstärkers ein niedriger Widerstand liegt. Dadurch wird

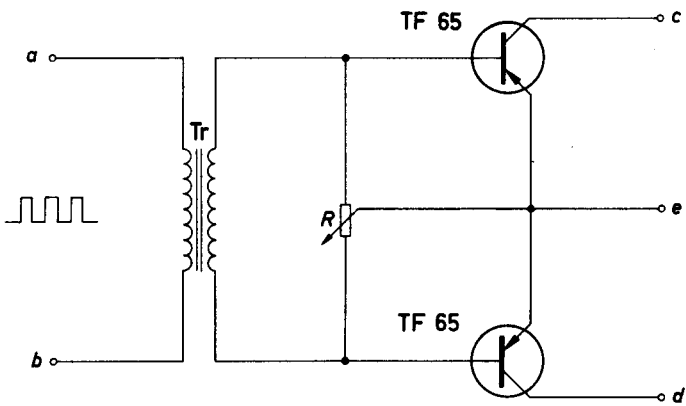


Bild 32

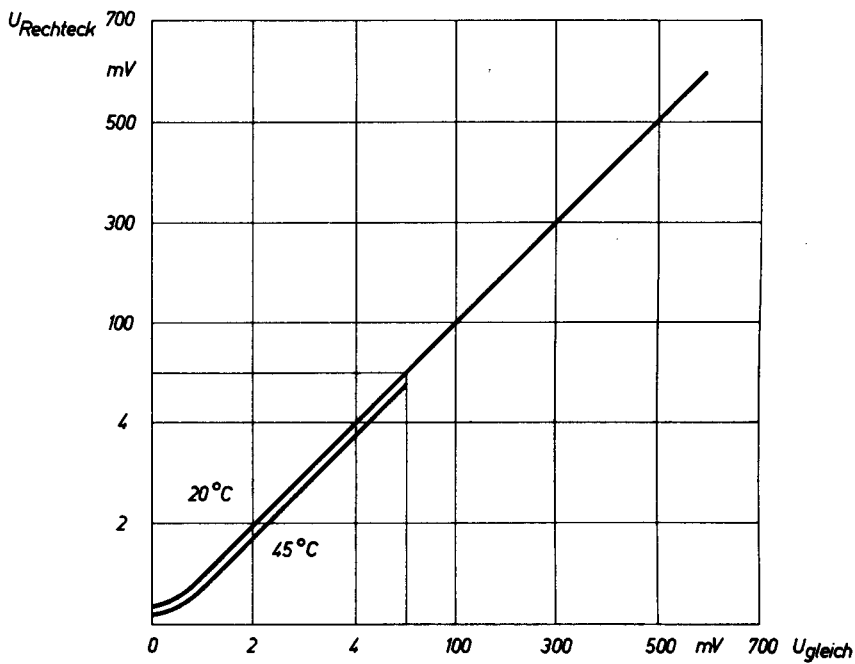


Bild 33

eine Verfälschung des Meßwertes durch eingestreute Störspannungen verhindert. Die Abhängigkeit des Scheitelwertes der pulsierenden Gleichspannung von der zu messenden Gleichspannung ist in dem Diagramm, Bild 33, ersichtlich.

Transistor-Chopper mit Ansteuerung

Wie bereits oben erwähnt, muß der Transistor-Chopper mit einem Rechteckgenerator angesteuert werden. In Bild 34 ist die Schaltung eines mit einem Transistor-Rechteckgenerator angesteuerten Choppers angegeben. Der Rechteckgenerator ist als astabiler Multivibrator ausgeführt. Die Schwingfrequenz des Multivibrators beträgt etwa 800 Hz. Zur Verbesserung des Signals wurde eine Verstärkerstufe nachgeschaltet, welche die Flanken der Rechteckspannung verbessert.

Technische Daten:

Batteriespannung	12 V
Batteriestrom	45 mA
Schwingfrequenz ca.	800 Hz
Ausgangswiderstand	$< 10 \Omega$

Meßunsicherheit (ohne Nacheichung) ca. $\pm 5\%$ bei einer Meßspannung von 1 mV und einer Temperaturschwankung von $\pm 20^\circ \text{C}$.

Transformator:

M 30/7 Dyn.BI.IV/0,35 wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 1500$ Wdg. CuL 0,09 mm ϕ

$n_2 = 750$ Wdg. CuL 0,12 mm ϕ

Gleichspannungs-Meßverstärker

Das Bild 35 zeigt einen vollständigen Gleichstromverstärker, bei dem das oben beschriebene Prinzip angewendet wird. Die Schwingfrequenz des Rechteckgenerators wurde hier mit 5 kHz sehr hoch gewählt, um rasche Änderungen der Meßspannung sicher übertragen zu können. Der Meßbereich dieses Gleichstromverstärkers ist $500 \mu\text{V}$ bis 15 mV. Mit dem Schalter S im Emitterkreis der ersten Stufe kann die Verstärkung in zwei Stufen umgeschaltet werden, z. B. Verstärkung 1:1000 und 1:300. Die absolute Meßgenauigkeit beträgt bei einer Verstärkung von 1:500 ca. $\pm 2\%$, bezogen auf eine Ausgangsspannung von ca. 5 V. Der Temperaturfehler beträgt 0,5 bis 1‰ pro Grad Celsius. Die Versorgungsspannung soll während einer Messung möglichst konstant bleiben.

Untersuchungen haben ergeben, daß Transistor-Chopper, in denen die Transistoren invers betrieben werden, ein geringeres Störsignal liefern. Weil mit einer Erhöhung der Schwingfrequenz auch die Störspannung des

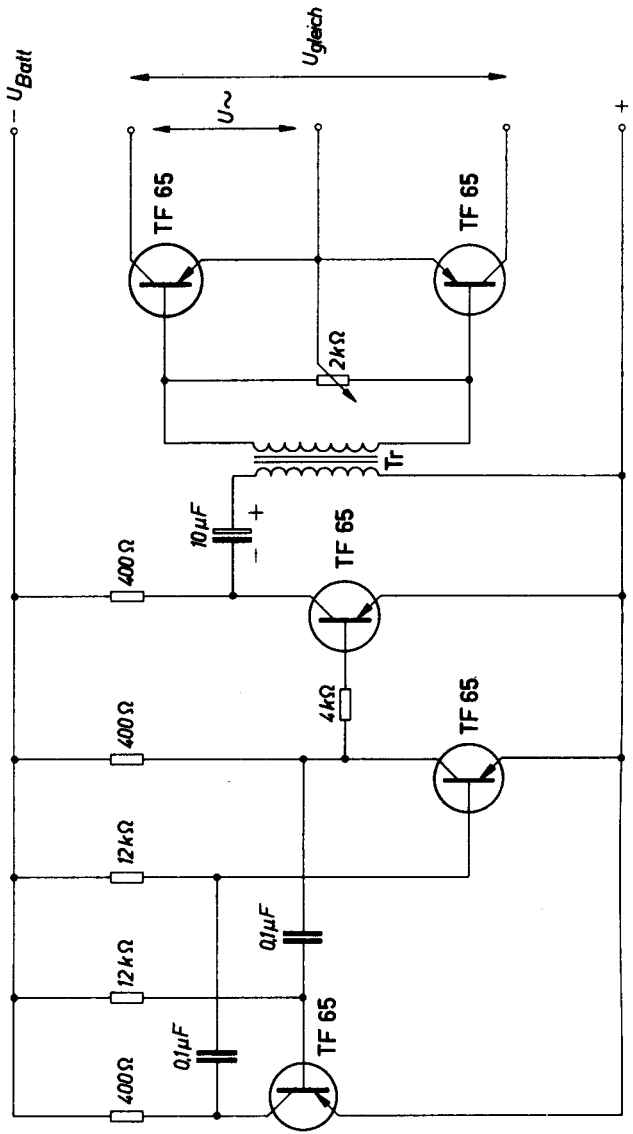


Bild 34

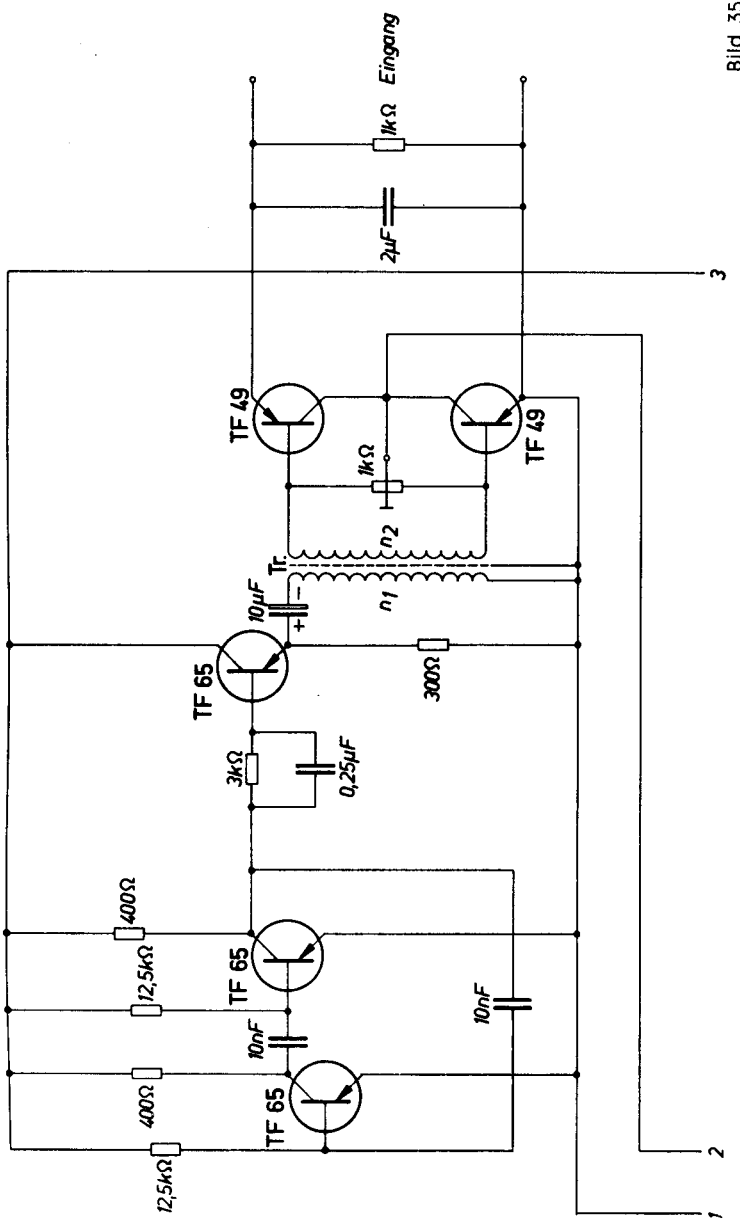


Bild 35

Choppers steigt, ist in dieser Schaltung der oben erwähnte Effekt ausgenutzt. Der Verstärker ist thermisch gut stabilisiert. Jede Stufe ist gegengekoppelt. Die letzte Stufe des Verstärkers ist in Kollektorschaltung ausgeführt, um einen niedrigen Ausgangswiderstand zu erreichen. Dem Brücken-Gleichrichter auf der Sekundärseite des Ausgangsübertragers ist eine Siebkette nachgeschaltet, die die Chopper-Frequenz aussiebt. Niedrige Frequenzen werden jedoch nicht bedämpft. Das nachgeschaltete Meßgerät registriert daher auch zeitlich rasch veränderliche Meßspannungen mit einer Maximalfrequenz von 400 Hz (3 db Abfall gegenüber 0 Hz).

Technische Daten:

Batteriespannung 12 V

Chopper-Frequenz 5 kHz

Zulässige Frequenzen des Eingangssignals 0 bis 400 Hz

Eingangsspannung 500 μ V bis 15 mV

Spannungsverstärkung ca. 1:1000

Transformatoren:

Tr.1: M 30/7 Dyn.BI.IV/0,35 wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 1500$ Wdg. CuL 0,05 mm ϕ

$n_2 = 2 \times 375$ Wdg. CuL 0,12 mm ϕ

Die Sekundärwicklung n_2 soll bifilar gewickelt werden, die Wicklungen werden dann so aneinandergeschaltet, daß sich die Spannungen addieren. Zwischen Primär- und Sekundärwicklung ist eine an Masse gelegte dünne Kupferfolie anzuordnen; dadurch wird eine kapazitive Kopplung zwischen den Wicklungen vermieden und das Störsignal verkleinert.

Tr.2: M 30/7 Dyn.BI.IV/0,35 wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 1000$ Wdg. CuL 0,14 mm ϕ

$n_2 = 2000$ Wdg. CuL 0,1 mm ϕ

Gr: 4 Siemens-Germanium-Dioden RL 32

Multivibratoren

Der Transistor läßt sich als kontaktloser Schalter in den von der Röhrentechnik bekannten Kippschaltungen, wie monostabilen, bistabilen und astabilen Multivibratoren, ohne Schwierigkeiten verwenden. Die Erfahrung hat gezeigt, daß die Temperaturabhängigkeit der Transistordaten keinen Einfluß auf die Arbeitsweise der Multivibratoren hat. Kippschaltungen mit Transistoren verfügen bei richtiger Dimensionierung über eine sehr große Schaltstabilität. Im folgenden werden die drei verschiedenen Arten beschrieben und allgemeine Berechnungshinweise gegeben.

Der monostabile Multivibrator

Unter einem monostabilen Multivibrator versteht man eine Kippschaltung, welche durch einen Impuls aus ihrem ursprünglichen, stabilen Schaltzustand in einen labilen gebracht wird und nach Ablauf eines bestimmten Zeitintervalls selbständig in ihre Ausgangslage zurückkippt. Der monostabile Multivibrator ist also mit einem Zeitschalter vergleichbar, der nach seiner Auslösung Spannung an einen Verbraucher legt, dann aber ohne äußere Beeinflussung selbständig wieder abschaltet.

Der Anwendungsbereich erstreckt sich hauptsächlich auf das Gebiet der Impulsregenerierung, der Impulsverzögerung und Impulsverlängerung. Daneben ist der monostabile Multivibrator für elektronische Verzögerungsschaltungen sehr geeignet. Die Impulsdauer bzw. Verzögerungszeit kann zwischen $1 \mu\text{s}$ und etwa 30 Minuten variiert werden.

Das Bild 36 zeigt die Schaltung eines monostabilen Multivibrators: Es ist hier immer ein Transistor gesperrt und einer stromdurchlässig. Bei der Dimensionierung der Schaltung ist auf jeden Fall darauf zu achten, daß dies ständig gewährleistet ist, weil sonst die Schaltung zur Labilität neigt. Im stabilen Zustand ist der Transistor T_2 stromdurchflossen, weil seine Basis über den Widerstand R_3 an negativem Potential liegt. Am Widerstand R_2 liegt fast die volle Batteriespannung, d. h. über den Widerstand R_4 gelangt an die Basis des Transistors T_1 nahezu volles positives Potential. Der Transistor T_1 ist bei geeigneter Wahl des Widerstandes R_3 sicher gesperrt.

Wird nun an den Eingang des monostabilen Multivibrators ein negativer Impuls gegeben, so fließt kurzzeitig ein Strom über die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_1 . Der dadurch hervorgerufene Kollektorstrom verursacht einen Spannungsabfall am Widerstand R_1 . Diese kurzzeitige Potentialänderung wird über den Kondensator C_2 an die Basis des Transistors T_2 übertragen. Die Basis des Transistors T_2 erhält positives Potential und der Kollektorstrom des Transistors sinkt. Dadurch wird der Spannungsabfall am Widerstand R_2 kleiner und über den Widerstand R_4 gelangt nun negatives Potential an die Basis des Transistors T_1 . Der Transistor bleibt deshalb stromdurchflossen.

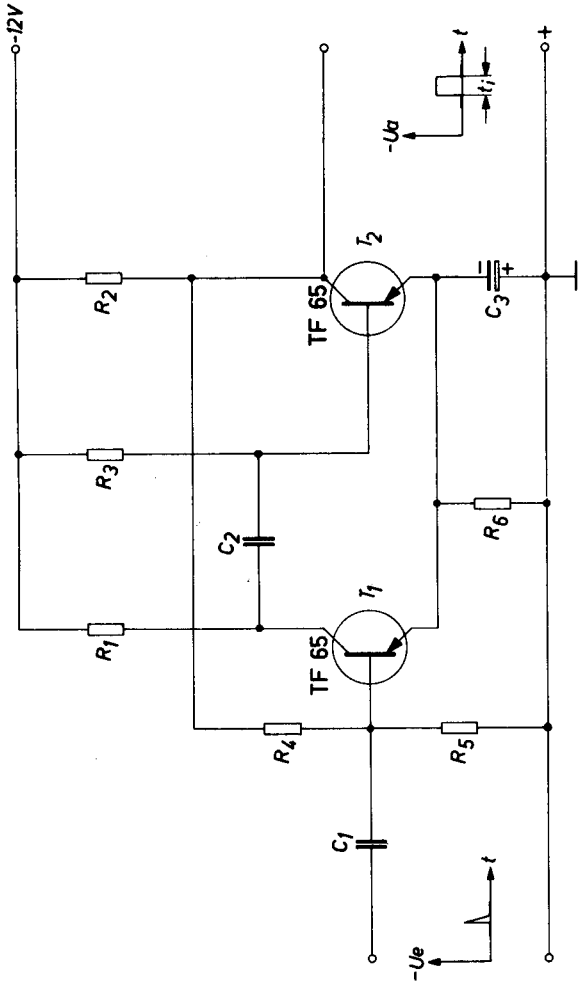


Bild 36

Der Kondensator C_2 liegt nun an entgegengesetzter Polarität, d. h. er wird über den Widerstand R_3 in entgegengesetzter Richtung aufgeladen. Kurz nach dem Null-Durchgang der Spannung am Kondensator, wenn die Spannung an der mit der Basis des Transistors T_2 verbundenen Platte gering negativ wird, kippt der Multivibrator in den stabilen Zustand zurück. Wegen der kleinen negativen Spannung an der Basis des Transistors T_2 fließt wieder ein Strom über den Widerstand R_2 . Über die Rückkopplung (Widerstand R_4) wird mit positivem Potential der Transistor T_1 gesperrt.

Der labile Zustand dauerte also an, solange sich der Kondensator C_2 über den Widerstand R_3 entladen hat. Die Impulsdauer ist also nur abhängig von der Größe des Kondensators C_2 und des Widerstandes R_3 . Man kann die Impulsdauer nach folgender Formel berechnen:

$$t = 0,69 \cdot R_3 \cdot C_2$$

Die Impulsdauer ist also etwa gleich dem 0,7fachen Wert der Zeitkonstante $R_3 \cdot C_2$.

Setzt man an Stelle der Widerstände R_1 oder R_2 ein Relais, so erhält man mit dieser Anordnung eine ausgezeichnete Verzögerungsschaltung. Die Widerstände R_1 und R_2 sind also die Arbeitswiderstände, deren Größe bei der Dimensionierung einer monostabilen Kippschaltung im allgemeinen vorgegeben sein wird. Sie müssen jedoch mindestens so groß sein, daß über die Transistoren im völlig durchgeschalteten Zustand kein unzulässig hoher Strom fließen kann. Im allgemeinen werden solche Multivibratoren symmetrisch ausgelegt, d. h. der Widerstand R_1 hat die gleiche Größe wie der Widerstand R_2 . Nur in seltenen Fällen, wenn mit einer sehr raschen Impulsfolge gerechnet werden muß, wird der Multivibrator unsymmetrisch ausgeführt. Eine monostabile Kippschaltung hat nämlich eine bestimmte Wiederbereitschaftszeit, die von der Größe des Kondensators C_2 und des Widerstandes R_2 abhängig ist. Der Kondensator C_2 muß ja über den Widerstand R_1 und die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_2 wieder auf volle Batteriespannung aufgeladen werden. Man wird deshalb in allen Fällen, wo eine sehr rasche Impulsfolge zu erwarten ist, den Widerstand R_1 kleiner machen als den Widerstand R_2 . Nimmt man an, daß ein Kondensator nach der dreifachen Zeitkonstante vollständig aufgeladen ist, so errechnet sich die Wiederbereitschaftszeit t_w nach folgender Formel:

$$t_w = 3 \cdot R_1 \cdot C_2$$

Der Widerstand R_4 ist so klein, daß er hier vernachlässigt werden kann. Betrachtet man die Formel für die Impulszeit t , so sieht man, daß man bei großen Werten des Widerstandes R_3 mit kleinen Kapazitäten auskommt. Der Widerstand R_3 darf jedoch nur so groß werden, daß über ihn der für

die Durchsteuerung des Transistors T_2 notwendige Basisstrom fließen kann. Es gilt die Gleichung:

$$R_3 \leq 0,8 \cdot R_1 \cdot B_2$$

Dabei ist B_2 die Gleichstromverstärkung des Transistors T_2 und der Faktor 0,8 ein Sicherheitsfaktor.

Der Spannungsteiler R_4 — R_5 hat die Aufgabe, dafür zu sorgen, daß der Transistor T_1 im stabilen Zustand sicher gesperrt ist, d. h. die Spannung am Widerstand R_5 muß dann kleiner sein als die Spannung am Widerstand R_4 . Am Widerstand R_5 soll immer eine Spannung von zwei- bis fünffacher Größe der Basis-Emitter-Spannung des durchgesteuerten Transistors abfallen. Der absolute Wert liegt also zwischen 0,5 und 1 V. Die Restspannung zwischen Emitter und Kollektor des Transistors T_2 ist in jedem Fall kleiner als dieser Wert. Eine sichere Sperrung des Transistors T_1 wäre also auch gewährleistet, wenn die Widerstände R_4 und R_5 etwa die gleiche Größe hätten. Bei der Festlegung der Größe des Widerstandes R_5 gilt jedoch als Einschränkung, daß der Kollektor-Basis-Sperrstrom I_{CO} an ihm einen Spannungsabfall hervorruft. Dieser Spannungsabfall muß in jedem Fall kleiner bleiben als die Spannung am Widerstand R_4 . Dabei ist in die Rechnung der Sperrstrom bei jener höchsten Temperatur einzusetzen, bei der die Schaltung noch sicher funktionieren soll.

Über den Widerstand R_4 muß der für die Durchsteuerung des Transistors T_1 während des labilen Schaltzustandes notwendige Basisstrom fließen können. Es gilt daher:

$$R_4 \leq 0,6 \cdot R_1 \cdot B_1$$

Die Impulsdauer wird am besten durch Verändern des Widerstandes R_3 geregelt. Die maximale Größe des Widerstandes wurde bereits festgelegt. Der untere Grenzwert wird durch die Größe des zulässigen Basisstromes für den Transistor T_2 bestimmt. Man kann die Impulsdauer kontinuierlich etwa im Verhältnis 1:100 regeln. Sollen größere Zeitunterschiede geregelt werden, so muß der Kondensator C_2 in Stufen umgeschaltet werden.

Technische Daten zum Beispiel nach Bild 36:

$$R_1 = R_2 = 1,6 \text{ k}\Omega$$

$$R_6 = 100 \Omega$$

$$R_3 = 30 \text{ k}\Omega$$

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

$$R_4 = 30 \text{ k}\Omega$$

$$C_2 = \text{entsprechend Impulsdauer } t$$

$$R_5 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$C_3 = 10 \mu\text{F}$$

erforderliche Höhe des Auslöseimpulses: — $U_E = 0,5 \text{ V}$

Der bistabile Multivibrator

Der bistabile Multivibrator hat zwei stabile Schaltstellungen in die er durch zwei verschiedene, meist entgegengesetzt gepolte Impulse gebracht wird. Die Schaltung eines solchen Multivibrators zeigt das Bild 37. Auch diese Schaltung ist symmetrisch ausgeführt, d. h. der Widerstand R_1 hat die gleiche Größe wie der Widerstand R_1' . Dies sind die Arbeitswiderstände. Ihre Größe ist deshalb im allgemeinen vorgegeben.

Für die Betrachtung der Wirkungsweise sei zunächst vorausgesetzt, daß der Transistor T_1 stromdurchflossen ist. Der Transistor T_2 ist dann gesperrt, weil wegen des Spannungsabfalles am Widerstand R_1' an seiner Basis eine bezogen auf den Emitter positive Spannung liegt.

Gelangt nun über den Kondensator C_1 ein kurzer positiver Impuls an die Basis des Transistors T_1 , so wird dieser kurzzeitig gesperrt und an die Basis des Transistors T_2 gelangt wegen des Verschwindens des Spannungsabfalles an R_1' ein negatives Potential. Über den Transistor T_2 fließt ein Strom. Dadurch wird nun der Transistor T_1 endgültig gesperrt. Ein negativer Impuls an der Basis des Transistors T_1 öffnet diesen wieder und die Anordnung kippt in die alte Ruhelage zurück. Die Größe des Widerstandes R_4 bzw. die Spannung, die an ihm abfällt, bestimmt die erforderliche Höhe des Auslöseimpulses. Üblicherweise wird man den Widerstand R_4 so groß machen, daß die Spannung an ihm 0,5 bis 1 V beträgt. Der das Umkippen auslösende Spannungsimpuls muß dann etwas höher sein. Die Widerstände R_3 und R_3' müssen wieder, wie bereits beim monostabilen Multivibrator beschrieben, so klein sein, daß der Kollektor-Basisperrstrom I_{CO} an ihnen keinen höheren Spannungsabfall verursacht als die Spannung am Widerstand R_4 beträgt. Über die Widerstände R_1 und R_2 muß der für die Durchsteuerung des Transistors T_1 notwendige Basisstrom fließen können.

$$R_1 + R_2 \leq 0,6 \cdot R_1' \cdot B$$

Hier ist wieder B die Gleichstromverstärkung des Transistors T_1 und der Wert 0,6 ein Sicherheitsfaktor.

Die Kondensatoren C_2 und C_2' haben die Aufgabe, den Umschaltvorgang zu beschleunigen. Der Kondensator C_3 muß während der Umschaltzeit die Spannung am Widerstand R_4 aufrecht erhalten.

Technische Daten zum Beispiel nach Bild 37:

$$R_1 = R_1' = 1 \text{ k}\Omega$$

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

$$R_2 = R_2' = 2 \text{ k}\Omega$$

$$C_2 = C_2' = 600 \text{ pF}$$

$$R_3 = R_3' = 1,25 \text{ k}\Omega$$

$$C_3 = 10 \text{ }\mu\text{F}$$

$$R_4 = 100 \text{ }\Omega$$

erforderliche Höhe der Auslöseimpulse: $\pm U_E = 1 \text{ V}$

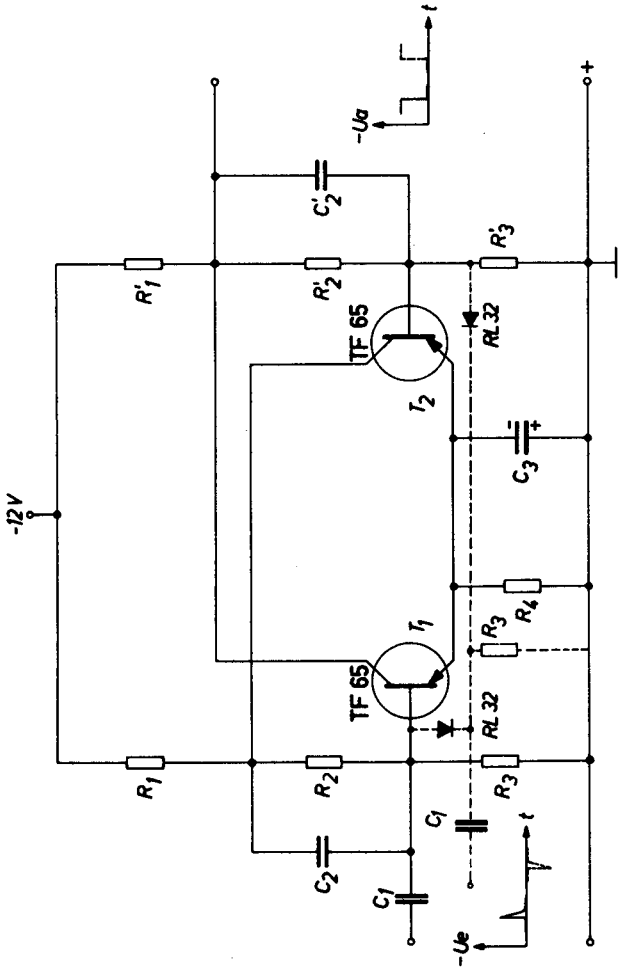


Bild 37

Soll mit Impulsen gleicher Polarität ein Kippen des Multivibrators in eine andere Schaltstellung erreicht werden, so müssen die Impulse über den in der Schaltung nach Bild 37 strichliert eingezeichneten Anschluß zugeführt werden. Je nachdem, wie die beiden Dioden gepolt sind, können positive oder negative Impulse verarbeitet werden. Im vorliegenden Fall bewirkt eine Folge von negativen Impulsen jeweils einen Wechsel zwischen den beiden möglichen Schaltstellungen.

Der astabile Multivibrator

Der astabile Multivibrator hat keinen stabilen Schaltzustand. Er kippt also unabhängig von irgend einer Beeinflussung von außen selbsttätig in einem bestimmten Rhythmus zwischen den beiden möglichen Schaltstellungen. Der astabile Multivibrator wird vor allem verwendet als Taktgeber für Blinkerschaltungen und als periodischer Schalter. Die Schaltung zeigt das Bild 38.

Nimmt man an, daß der Transistor T_1 gerade durchgeschaltet wurde, so erkennt man, daß am Kollektor des Transistors sich das Potential gegen positive Werte verschoben hat. Diese Spannungsänderung wird über den Kondensator C_1 an die Basis des Transistors T_2 übertragen. Dadurch wird der Transistor T_2 gesperrt. Der Kondensator C_1 entlädt sich nun über den Widerstand R_3 . Sobald sich die Polarität der Spannung an diesem Kondensator umkehrt, gelangt negatives Potential an die Basis des Transistors T_2 . Dieser wird stromdurchlässig. Nunmehr wandert das Potential am Kollektor dieses Transistors gegen positive Werte. Diese Spannungsänderung wird über den Kondensator C_2 an die Basis des Transistors T_1 übertragen. Der Transistor T_1 wird gesperrt. Der Kondensator C_2 entlädt sich über den Widerstand R_2 . Sobald die Spannung an der mit der Basis des Transistors T_1 verbundenen Platte des Kondensators C_2 gering negativ wird, öffnet der Transistor T_1 und der eben beschriebene Vorgang beginnt von neuem. Die Stromflußzeit t_1 des Transistors T_1 ist abhängig von der Größe des Kondensators C_1 und des Widerstandes R_3 .

$$t_1 = 0,69 \cdot R_3 \cdot C_1$$

Die Stromflußzeit t_2 des Transistors T_2 ist abhängig von der Größe des Kondensators C_2 und des Widerstandes R_2

$$t_2 = 0,69 \cdot R_2 \cdot C_2$$

Über die Widerstände R_2 und R_3 muß der für die Durchsteuerung des Transistors T_1 bzw. des Transistors T_2 notwendige Basisstrom fließen können. Es gelten daher die Gleichungen:

$$R_2 \leq 0,8 \cdot R_1 \cdot B_1$$

und

$$R_3 \leq 0,8 \cdot R_4 \cdot B_2$$

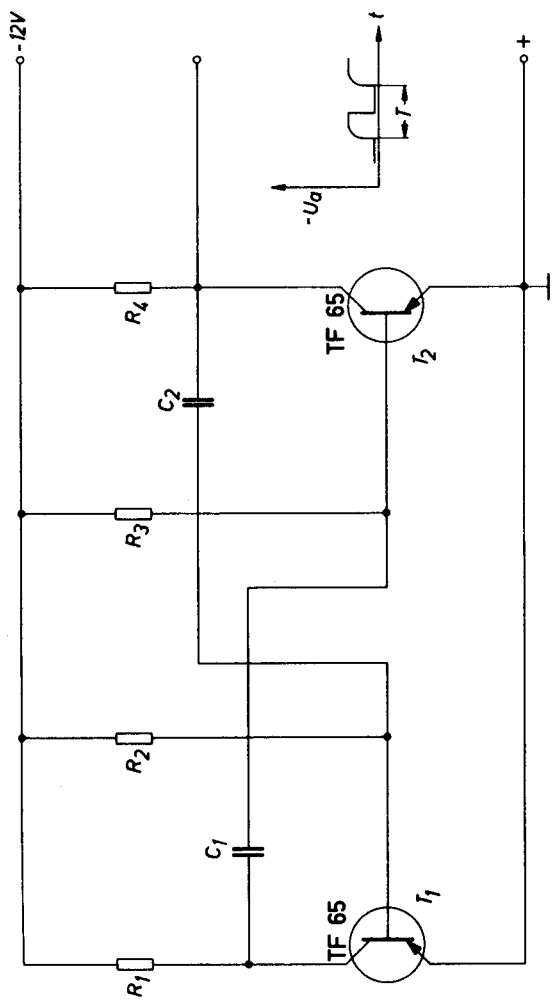


Bild 38

Dabei ist B_1 die Gleichstromverstärkung in Emitterschaltung des Transistors T_1 und B_2 die des Transistors T_2 .

Bei unsymmetrischer Dimensionierung dieser Schaltung wird auch das Ausgangssignal unsymmetrisch. Eine vollkommen unsymmetrische Ausföhrung wird dann erforderlich, wenn das Tastverhältnis größer werden soll als 1:10. Ein Tastverhältnis von 1:10 kann gerade noch durch verschiedene Werte der Kondensatoren C_1 und C_2 bzw. der Widerstände R_2 und R_3 erreicht werden. Wählt man auch für die Kollektor-Widerstände R_1 und R_4 verschiedene Werte, so kann man ein Tastverhältnis bis 1:100 erreichen. Man wird immer dem Kondensator C_2 die kleinere Kapazität zuteilen, weil durch diesen Kondensator eine Verschleifung der rechteckförmigen Ausgangsspannung hervorgerufen wird.

Technische Daten zum Beispiel nach Bild 38:

$$R_1 = R_4 = 2,5 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = R_3 = 50 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = C_2 = \text{abhängig von der Schwingfrequenz}$$

Eine exakte Rechteckspannung erhält man dann, wenn der Kondensator C_2 mit Hilfe eines dritten Transistors entkoppelt wird. Eine solche Schaltung zeigt das Bild 39.

Technische Daten zum Beispiel nach Bild 39:

$$R_1 = 50 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = R_5 = R_6 = 3 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = R_4 = 60 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = C_2 = \text{abhängig von der Schwingfrequenz}$$

$$C_3 = 500 \text{ pF}$$

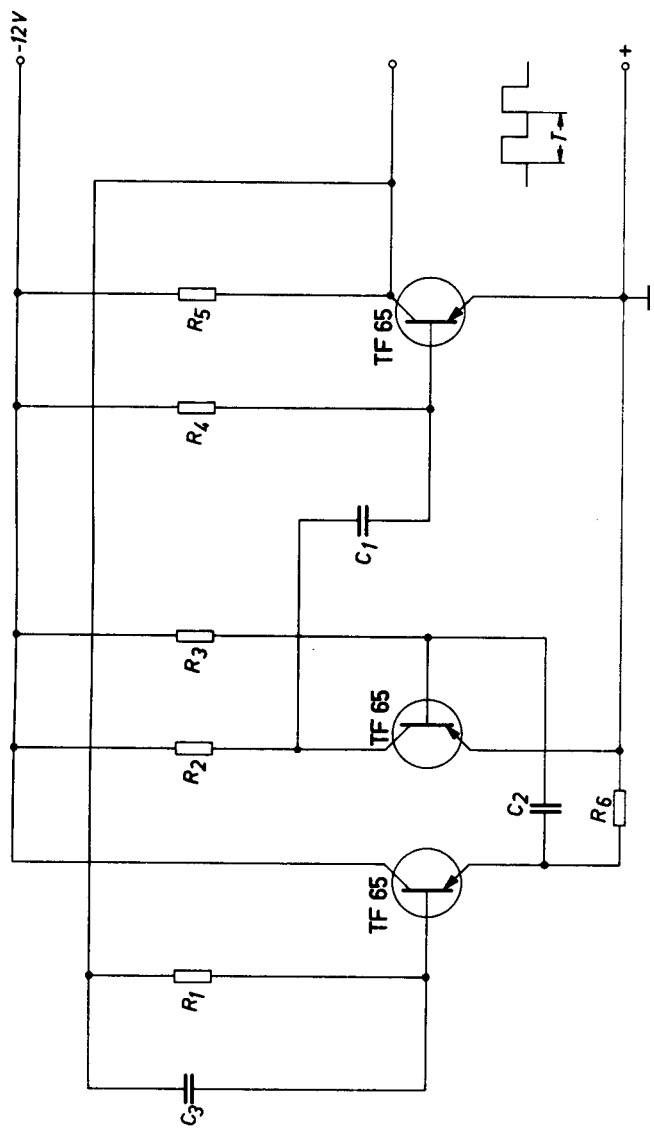


Bild 39

Monostabile Kippschaltung für ein Zeitglied

Mit der Schaltung nach Bild 40 kann wahlweise eine Anzugs- oder eine Abfallverzögerung erzielt werden, je nachdem, in welchen Kollektorkreis das Relais geschaltet wird. Es handelt sich hier um einen monostabilen Multivibrator. Es können Verzögerungszeiten zwischen 10 ms und 420 s erzielt werden. Dazu wird der Kondensator C_1 in drei Stufen umgeschaltet. Mit Hilfe des Widerstandes R_1 ist die Verzögerungszeit jeweils im Verhältnis 1:50 stetig regelbar. Der monostabile Multivibrator wird durch Drücken der Taste T in den labilen Zustand gebracht. Nach Ablauf der Verzögerungszeit kippt die Schaltung auch dann zurück, wenn die Taste T weiter gedrückt wird, weil die Auslösung durch eine Kondensatorentladung erfolgt.

Technische Daten:

Batteriespannung 24 V

Batteriestrom 35 mA

$C_1 = 2 \mu\text{F}$ für eine maximale Impulsdauer von 350 ms

$C_1 = 16 \mu\text{F}$ für eine maximale Impulsdauer von 2,75 s

$C_1 = 2500 \mu\text{F}$ für eine maximale Impulsdauer von 420 s

Rel: Trls. 151x nach TBV 65021/75d

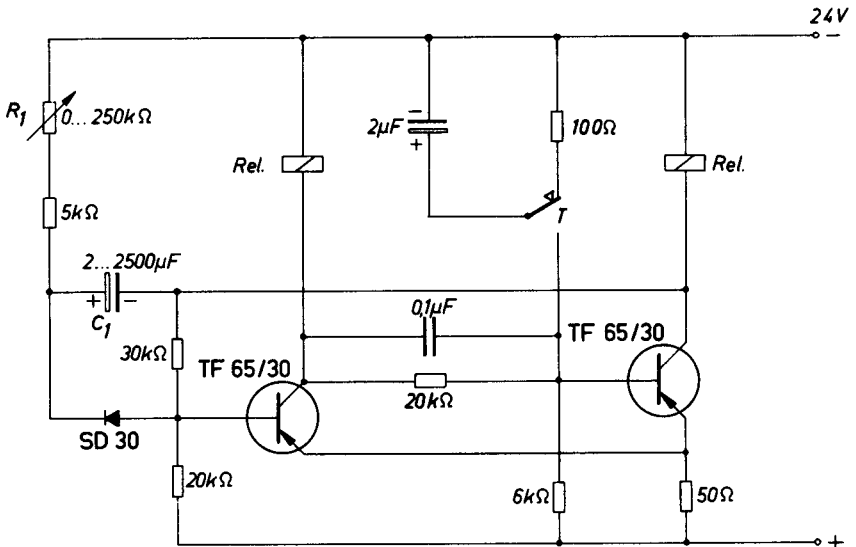


Bild 40

Photo-Verstärker

Mit Hilfe von Halbleiter-Photodioden, die allgemein als Photo-Widerstände geschaltet werden und mit Hilfe von Photo-Elementen können die verschiedensten Schaltungen ausgeführt werden, bei denen das Auf- oder Ablenden einer Lichtquelle bestimmte Vorgänge auslöst.

Zählgerät mit einer Photo-Diode

Mit der im Bild 41 gezeigten Anordnung können bei Verwendung eines mechanischen Zählwerkes die zwischen einer Lichtquelle und einer Photo-Diode durchfallenden Gegenstände gezählt werden. Die Schaltung besteht aus einer Vorverstärkerstufe, die den durch die Widerstandsänderung der Photo-Diode bei Verdecken der Lichtquelle hervorgerufenen Spannungsimpulse verstärkt. Der verstärkte Impuls regt über einen Kondensator einen bistabilen Multivibrator an. An den bistabilen Multivibrator ist über eine Verstärkerstufe ein mechanisches Zählwerk angeschaltet. Gibt der durchfallende Gegenstand die Lichtquelle wieder frei, so kippt der bistabile Multivibrator wegen des neuen entgegengesetzt gepolten Impulses in die alte Lage zurück und die Anlage ist bereit für einen neuen Zählvorgang. Die größte Empfindlichkeit dieses Gerätes wird dann erreicht, wenn der Arbeitspunkt der ersten Stufe so eingestellt ist, daß an dem Widerstand im Kollektorkreis eine Spannung von 7 bis 9 V abfällt. Der Arbeitspunkt kann mit dem Potentiometer eingestellt werden. Das Zählwerk spricht dann bereits bei einem Photo-Strom von 15 μA an. Für den Fall, daß dieses Gerät vom Netz betrieben werden soll, ist eine entsprechende Stromversorgung angegeben.

Technische Daten:

Betriebsspannung 220 V 50 Hz oder 12 bis 18 V Gleichspannung

Eingangsempfindlichkeit 15 μA

Umgebungstemperatur 45° C

Netztransformator:

M 42/15 Dyn.BI.IV/0,35 wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 4300$ Wdg. CuL 0,1 mm ϕ

$n_2 = 350$ Wdg. CuL 0,3 mm ϕ

Gr: Siemens-Flachgleichrichter B 30 C 250

Widerstand des Zählwerkes 185 Ω

Steuerschaltung mit einem Photo-Element

Das Silizium-Photo-Element TP 60 wird nicht als Photo-Widerstand eingesetzt, sondern als Photo-Element. Es wandelt also Lichtenergie in elek-

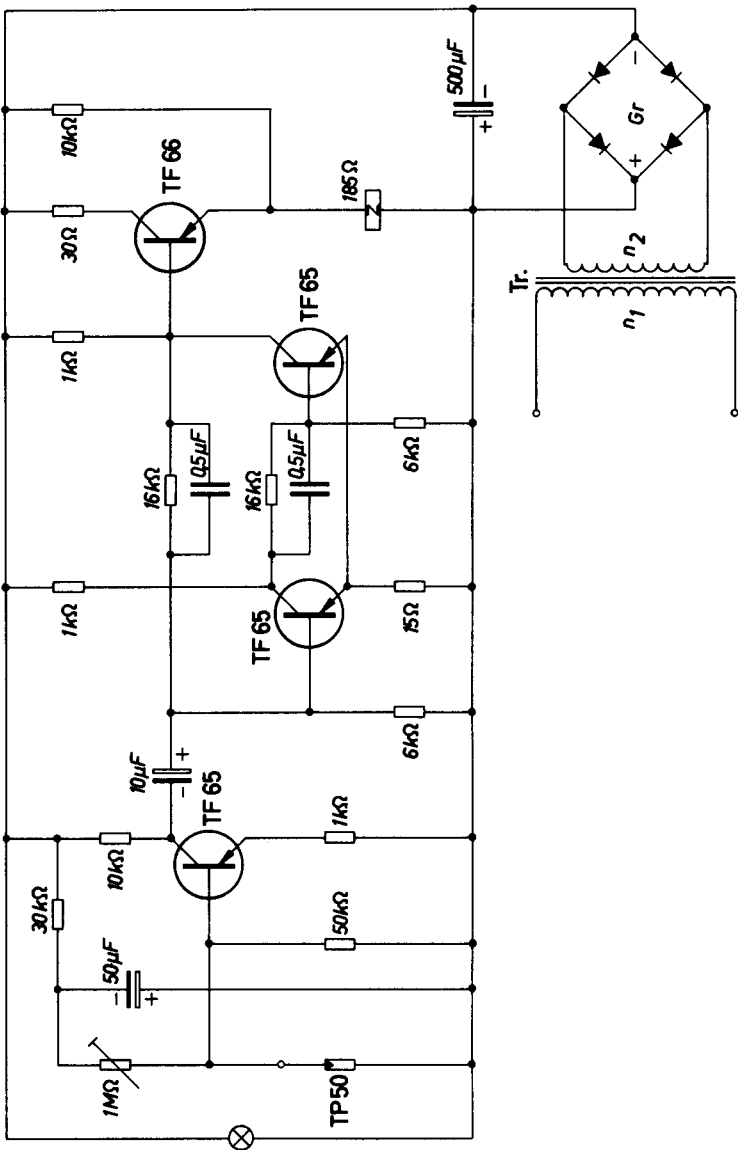


Bild 41

trische Energie um. Die dadurch entstehende Spannung wird in der Schaltung nach Bild 42 verstärkt und bringt ein Relais zum Ansprechen. Wird das Photo-Element umgepolt, so kann mit der gleichen Anordnung erreicht werden, daß bei Beleuchtung das Relais abfällt. Diese Vorgänge werden ausgelöst bei einer Lichtstärke von mindestens 50 Lux, was etwa einer Beleuchtung mit einer Stablampe aus einer Entfernung von 1,5 m entspricht.

Technische Daten:

Batteriespannung 4,5 V (maximal 6 V)

Batteriestrom im Leerlauf 0,9 mA

Batteriestrom bei angezogenem Relais 22,5 mA

Maximale Umgebungstemperatur 60° C

Rel: Trls. 151x nach TBv 65017/74a

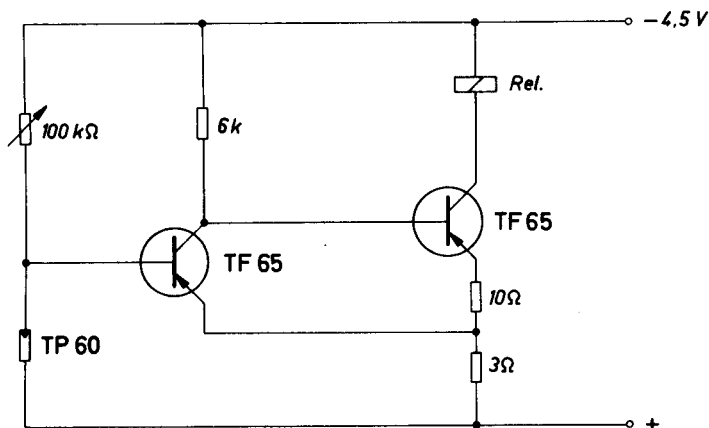


Bild 42

Steuer- und Regelschaltungen

Automatische Temperaturregelung

Das Bild 43 zeigt die Schaltung einer Temperaturregelung. Bei einer Temperaturänderung verstimmt der Heißeiter Th die dem Verstärker vorgeschaltete Brücke. Dadurch spricht das Relais am Ausgang des Verstärkers an oder es fällt ab, je nachdem, ob die Temperatur der Meßstelle gestiegen oder gefallen ist. Wenn die beiden Transistoren des Verstärkers auf gleicher Temperatur gehalten werden, so kann eine Ansprechgenauigkeit von $\pm 0,1^\circ \text{C}$ erreicht werden. Mit Hilfe des Brücken-Widerstandes R_i kann die gewünschte Abschalttemperatur eingestellt werden und zwar soll bei der geforderten Temperatur der Widerstand R_i etwa gleich sein dem jeweiligen Heißeiter-Widerstand.

Die Verwendung des Heißeiters als Temperaturfühler in einer Brückenschaltung hat den Vorteil, daß der Ansprechpunkt sich nicht bei einer Änderung der Versorgungsspannung verschiebt. Es muß jedoch für die Brückenschaltung eine vom Verstärker getrennte Stromversorgung vorgesehen werden.

Technische Daten:

Betriebsspannung 220 V 50 Hz oder 20 V Gleichspannung
Schaltgenauigkeit $\pm 0,1^\circ \text{C}$

Netztransformator:

E I 42 Dyn.BI.IV/0,35 wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 360$ Wdg. CuL 0,25 mm ϕ

$n_2 = 133$ Wdg. CuL 0,2 mm ϕ

$n_3 = 4000$ Wdg. CuL 0,09 mm ϕ

Th: Thernewid-Heißeiter K 11 20 k Ω

Gr. 1: Siemens-Flachgleichrichter E 30 C 225

Gr. 2: Germanium-Diode RL 32

Rel: Trls. 151x nach TBV 65026/74a

Spannungsintegrator zur Konstanthaltung der elektrischen Arbeit

Die elektrische Arbeit ist gleich dem Produkt aus den drei Faktoren: Spannung, Strom und Zeit. Der Strom durch einen veränderlichen Verbraucher kann leicht konstant gehalten werden (Stromkonstantgerät). Es muß dann nur mehr das Produkt aus Spannung und Zeit konstant gehalten werden um eine konstante Energiezufuhr an einen Verbraucher zu erreichen.

Diese Aufgabe erfüllt die monostabile Kippschaltung nach Bild 44. Der die Verzögerungszeit bestimmende Kondensator ist hier nicht wie üblich über einen Vorwiderstand an eine feste Spannung angeschaltet, sondern

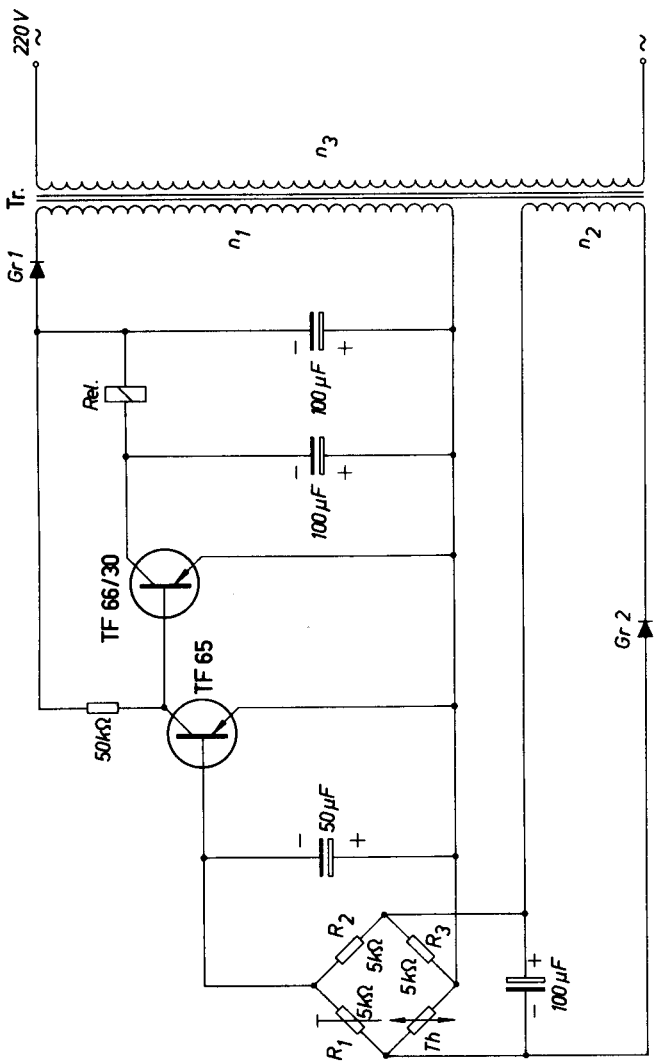


Bild 43

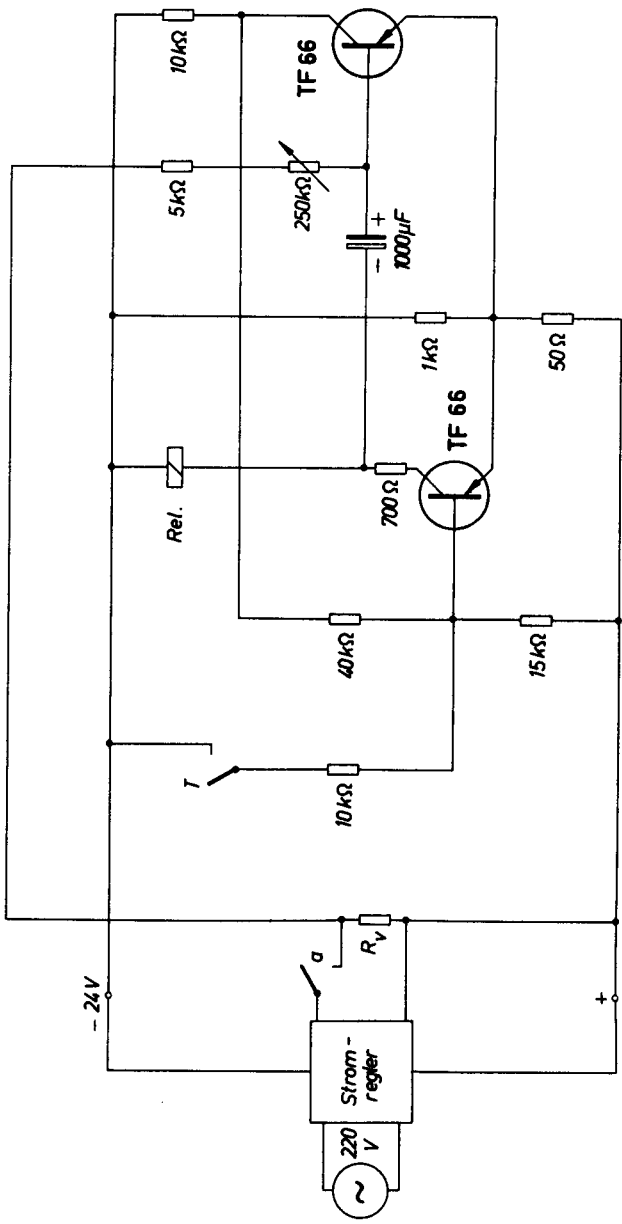


Bild 44

ist über einen Widerstand mit dem Verbraucher verbunden. Dadurch ändert sich die Länge des durch den monostabilen Multivibrator erzeugten Impulses in Abhängigkeit von der Spannung am Verbraucher-Widerstand. Mit dem Potentiometer R_1 kann die Höhe der zugeführten Energie eingestellt werden. Im vorliegenden Fall kann die Kippzeit des Multivibrators bei einer Spannung von 10 bis 30 V am Verbraucher zwischen 10 und 300 s eingestellt werden. Der Kippvorgang wird durch Drücken der Taste T ausgelöst.

Technische Daten:

Batteriespannung 24 V

Rel.A: Trls. 151x nach TBv 65021/76c

Nachlaufsteuerung zur Synchronisierung von Maschinen

Der im Bild 45 gezeigte Nullpunkt-Verstärker ist zum Beispiel geeignet für die Überwachung der Geschwindigkeit von zwei Motoren bzw. für eine Angleichung der beiden Geschwindigkeiten. Die an beiden Motoren anzubringenden Dynamos liefern eine von der Drehzahl abhängige Wechselspannung. Da die Frequenz dieser Wechselspannungen verschieden sein kann, müssen sie für einen sicheren Vergleich gleichgerichtet werden. Die Gleichrichter sind so angeordnet, daß sich die beiden Geberspannungen addieren. Die Summe dieser beiden Spannungen liegt an dem Widerstand R_1 . Sind die beiden Einzelspannungen gleich groß, so sind beide Relais der Gegentaktendstufe des Verstärkers erregt. Ändert sich die Geschwindigkeit eines Motors, so fällt eines der Relais ab und der Motor kann abgebremst oder stärker angetrieben werden.

Technische Daten:

Betriebsspannung 220 V 50 Hz oder 15 V Gleichspannung

Maximale Umgebungstemperatur 60° C

Netztransformator:

M 42/15 Dyn.BI.IV/0,35 wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 5000$ Wdg. CuL 0,1 mm ϕ

$n_2 = 300$ Wdg. CuL 0,3 mm ϕ

$Th_1 =$ Thernewid-Heißeleiter K 11 10 k Ω

$Th_2 =$ Thernewid-Heißeleiter K 11 10 Ω

Gr. 1: Siemens-Flachgleichrichter B 30 C 250

Gr. 2=Gr. 3=E 250 C 50

Gr. 4: Germanium-Diode RL 32

Rel: Trls. 151x nach TBv 65062/75d

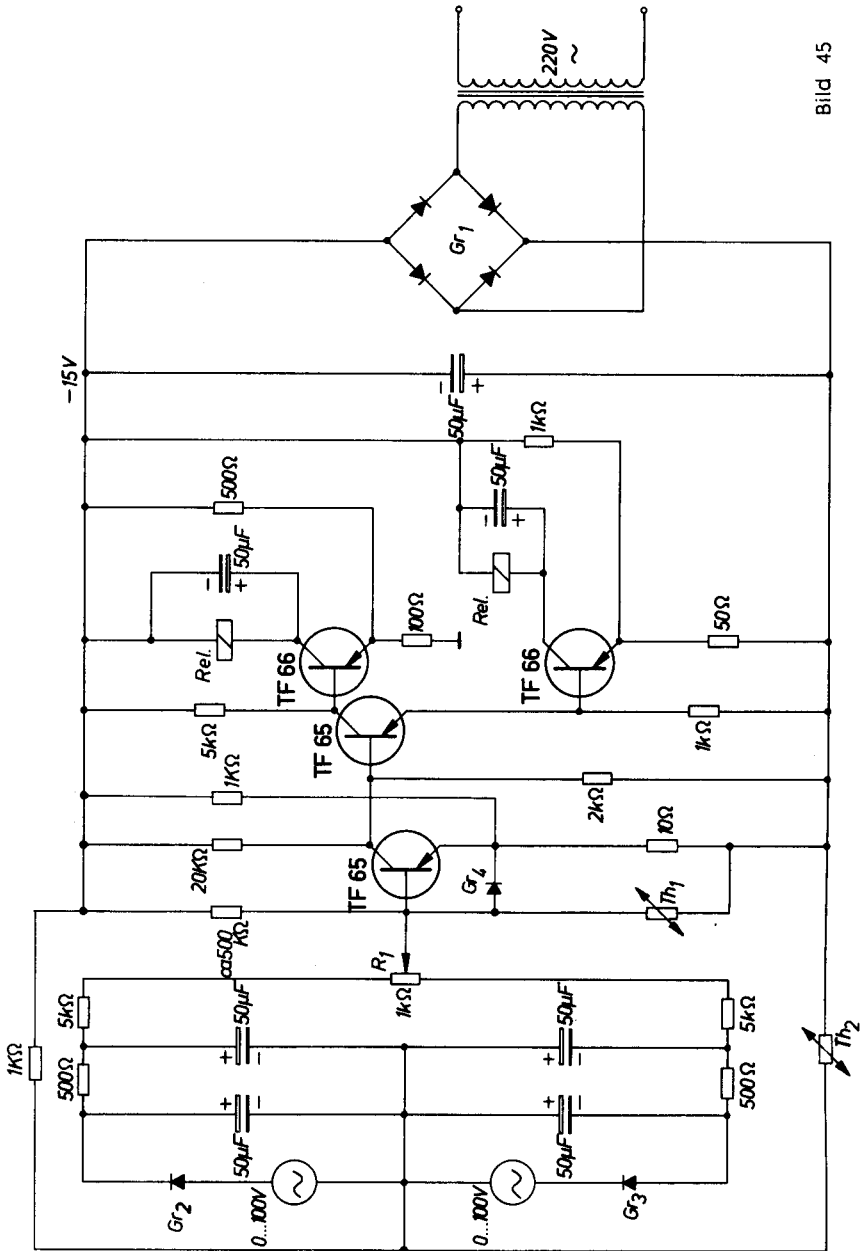


Bild 45

Steuerschaltung mit einem Hallgenerator

Die Steuerschaltung nach Bild 46 ist geeignet für die Steuerung von Arbeitsmaschinen. Es kann ein Signal auf ein Tonband aufgesprochen und bei Bedarf wieder abgefragt werden. Als Tonkopf wird ein Hallgenerator verwendet. Hallgeneratoren liefern ein Ausgangssignal, das streng proportional zur Magnetisierung des Tonbandes ist. Dies ergibt sich aus der den Halleffekt beschreibenden Gleichung:

$$u_h = K_1 \cdot i_s \cdot B$$

Dabei ist u_h die Hallspannung, i_s der Steuerstrom, B die magnetische Induktion und K_1 eine Konstante, deren Größe von der Konstruktion des Hallgenerators abhängt.

Bei induktiven Tonköpfen ist die Ausgangsspannung proportional der Änderung der Magnetisierung und errechnet sich aus der Gleichung:

$$u = -K_2 \cdot \frac{dB}{dt}$$

Man sieht daraus, daß der Hallgenerator auch an einem stillstehenden, magnetisierten Tonband ein Signal abgibt, während beim induktiven Kopf dazu eine Bewegung des Tonbandes erforderlich ist.

Mit Hallgeneratoren kann deshalb ein auf ein Tonband aufgesprochenes Programm beliebig langsam abgetastet und der Maschine Befehle übermittelt werden.

Wegen der bei Tonbändern sehr geringen Magnetisierung ist die erzeugte Hallspannung sehr klein. Weil Gleichstromverstärker mit hoher Empfindlichkeit wesentlich schwieriger herzustellen sind als Wechselstromverstärker, wird man also versuchen, die Hallspannung als Wechselspannung zu bekommen. Dies geschieht am einfachsten dadurch, daß als Steuerstrom ein Wechselstrom gewählt wird. Als Hallspannung erhält man dann eine Wechselspannung der gleichen Frequenz, deren Höhe von der Größe des Steuerstromes und vom Absolutwert der Magnetisierung des Tonbandes abhängt. Die Ohmsche Nullkomponente der Hallspannung ist mit der üblichen Schaltung kompensiert.

Die Hallspannung wird verstärkt und verursacht je nach Phasenlage einen Stromfluß durch eine der beiden Wicklungen des Relais in der Endstufe.

Die hier verwendete Magnetogrammsonde SBV 535 hat eine Aufspreekwicklung. Dieses Bauteil kann also auch zum Aufsprechen der Signale auf das Tonband verwendet werden.

Technische Daten:

Betriebsspannung 220 V 50 Hz

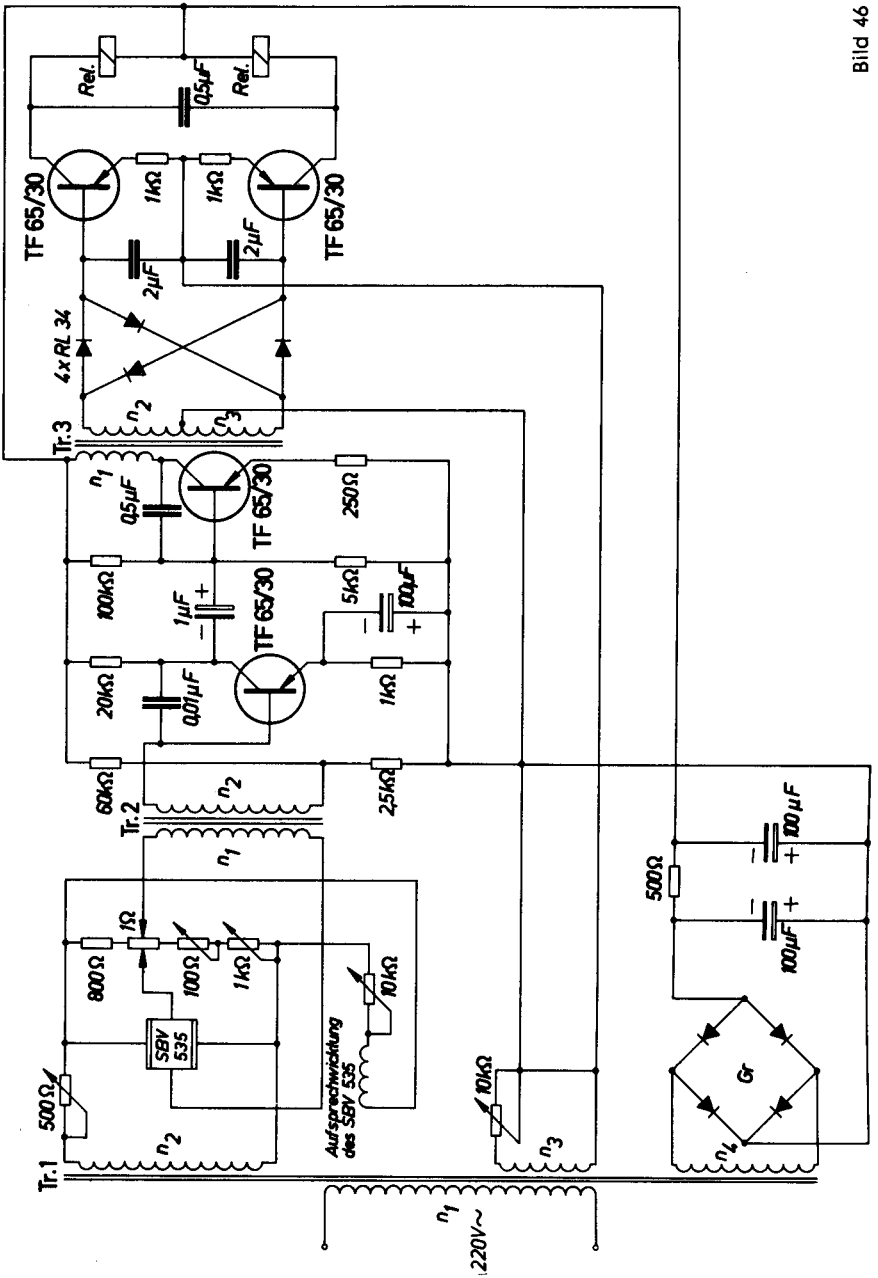


Bild 46

Transformatoren:**Tr.1: M 42/15 Dyn.BI.IV/0,35 wechelsinnig geschichtet** $n_1 = 4500$ Wdg. CuL 0,11 mm ϕ $n_2 = 120$ Wdg. CuL 0,22 mm ϕ $n_3 = 600$ Wdg. CuL 0,15 mm ϕ $n_4 = 720$ Wdg. CuL 0,22 mm ϕ **Tr.2: M 30/7 Dyn.BI.IV/0,35 0,3 L gleichsinnig geschichtet** $n_1 = 400$ Wdg. CuL 0,24 mm ϕ $n_2 = 5600$ Wdg. CuL 0,06 mm ϕ **Tr.3: M 30/7 Dyn.BI.IV/0,35 0,3 L gleichsinnig geschichtet** $n_1 = 3000$ Wdg. CuL 0,07 mm ϕ $n_2 = n_3 = 3000$ Wdg. CuL 0,06 mm ϕ

Gr: Siemens-Flachgleichrichter B 30 C 250

Rel: Trls 65 A nach TBv 3504/5

Elektronisch geregeltes Netzgerät

Das Gerät nach Bild 47 ist besonders für Laborzwecke geeignet. Leitungs- und Kontaktwiderstände lassen sich durch den hochohmigen symmetrischen Regeleingang ausgleichen. Um den großen Strom regeln zu können, ist ein Drehtransformator vorgesehen, mit welchem die Vergleichsspannung gekoppelt ist.

Die Drossel 1 soll verhindern, daß der Selengleichrichter durch einen zu kleinen Stromflußwinkel überlastet wird.

Die Leistungsstufe besteht aus 5 parallel geschalteten Transistoren AD 103. Die Streuung der Verstärkung dieser Transistoren wird durch gegenkoppelnde Emitterwiderstände ausgeglichen. Dadurch wird eine gleichmäßige Belastung der Transistoren erreicht. Der Leistungsstufe sind 3 Transistoren in Kaskade vorangeschaltet. Die erforderliche Spannungsverstärkung erfolgt mit einem Transistor TF 66. Die Vergleichsspannung wird diesem am Emitter zugeführt. Der relativ große gemeinsame Emitterwiderstand hat eine gute Temperaturstabilisierung zur Folge. Die erforderliche Vorlast wurde mit Eisen-Wasserstoff-Widerständen vorgenommen. Zu diesem Zweck ist eine zusätzliche Stromquelle erforderlich. Als Überlastungsschutz ist eine elektronische Sicherung (Bild 48) vorzusehen, da Schmelzsicherungen keinen ausreichenden Schutz der Transistoren gewährleisten.

Technische Daten:

Ausgangsspannung stufenlos einstellbar 0—15 V

Maximaler Ausgangsstrom 15 A

Brummspannung < 0,2 mV

Innenwiderstand 0,8 mΩ

Symmetrischer Ausgang

Symmetrischer Regeleingang, erforderlicher Regelstrom ca. 10 μA

Transformatoren:

Tr. 1: Regeltransformator 0 bis 220 V, 520 VA

Tr. 2: EI 150 A Dyn.BI.III/0,5 wechselsinnig geschichtet

$n_{11} = 595$ Wdg. CuL 1,1 mm ϕ

$n_{12} = 50$ Wdg. CuL 1,1 mm ϕ

$n_{13} = 70$ Wdg. CuL 2,6 mm ϕ

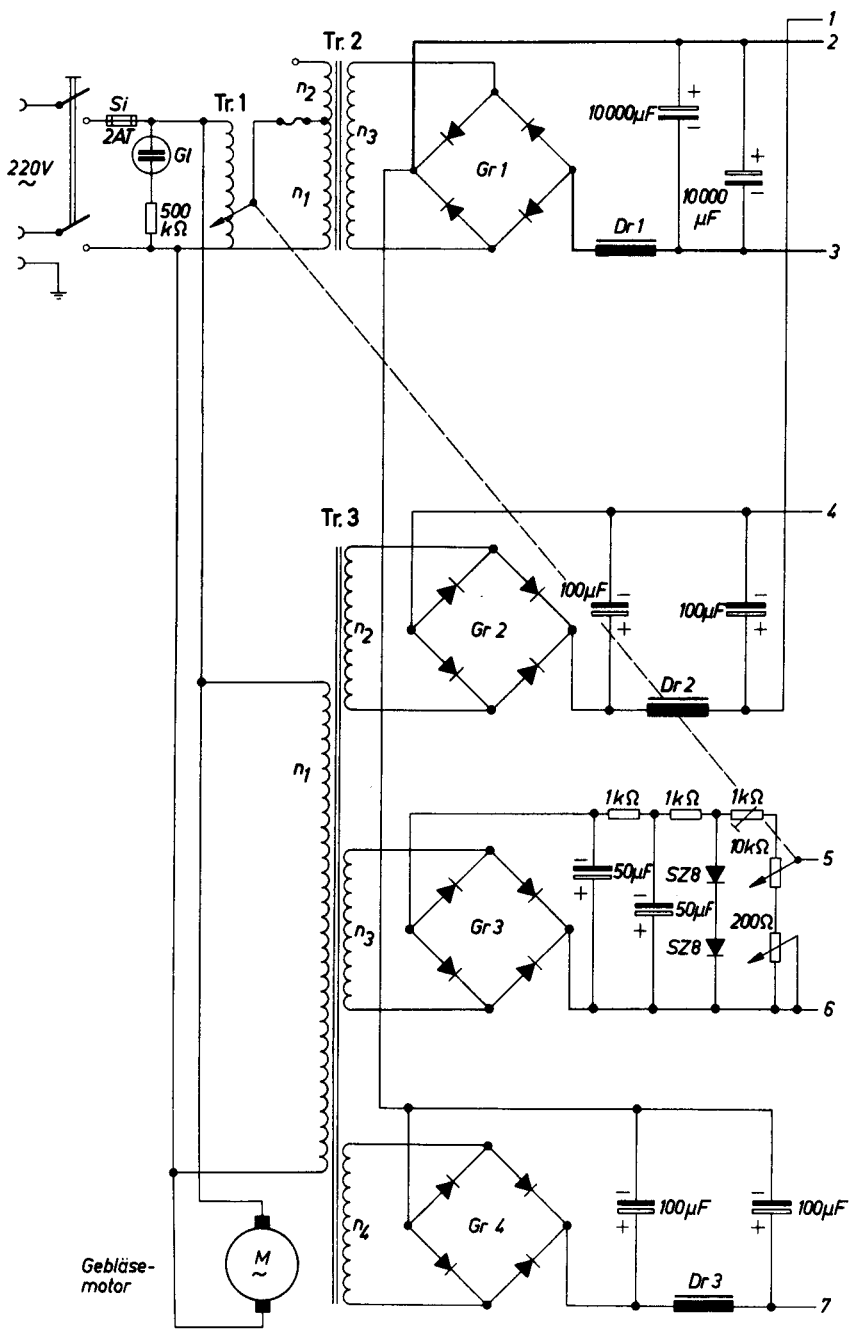
Tr. 3: M 65/27 Dyn.BI.III/0,5 wechselsinnig geschichtet

$n_{21} = 1600$ Wdg. CuL 0,28 mm ϕ

$n_{22} = 100$ Wdg. CuL 0,5 mm ϕ

$n_{23} = 270$ Wdg. CuL 0,28 mm ϕ

$n_{24} = 75$ Wdg. CuL 0,5 mm ϕ



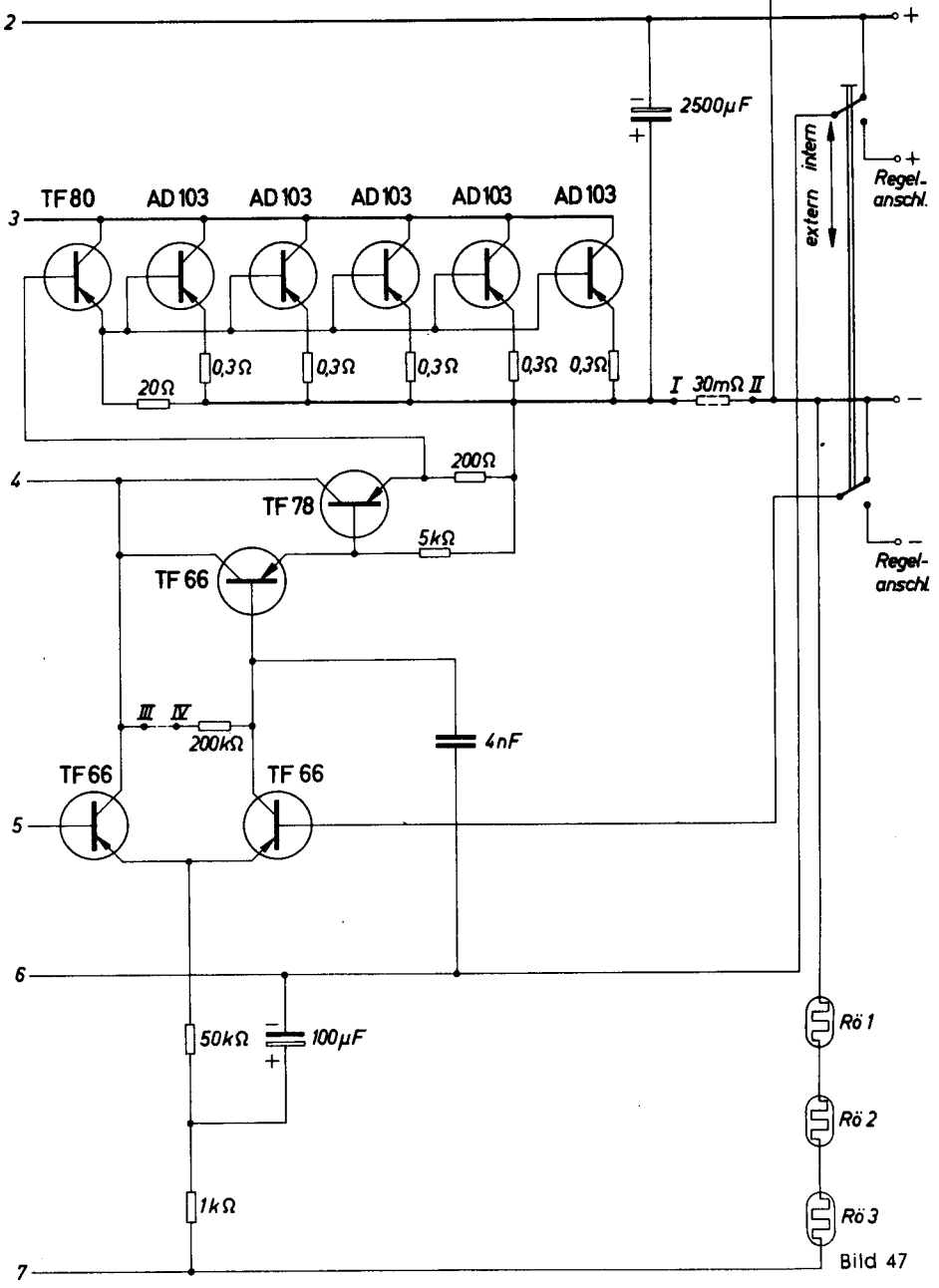


Bild 47

Dr. 1: M 102b Dyn.BI.III/0,5 1,0 L gleichsinnig geschichtet
 $n = 2 \cdot 50$ Wdg. CuL 2,2 mm ϕ bifilar gewickelt

Dr. 2: M 55/20 Dyn.BI.III/0,5 0,5 L gleichsinnig geschichtet
 $n = 950$ Wdg. CuL 0,5 mm ϕ

Dr. 3: M 55/20 Dyn.BI.III/0,5 wechelsinnig geschichtet
 $n = 700$ Wdg. CuL 0,5 mm ϕ

Gr. 1: Selen-Gleichrichter B 25/20—12

Gr. 2: Siemens-Flachgleichrichter B 30 C 600

Gr. 3: Siemens-Flachgleichrichter B 30 C 250

Gr. 4: Siemens-Flachgleichrichter B 30 C 600

$R_{\ddot{o}1} = R_{\ddot{o}2} = R_{\ddot{o}3}$: E W 3/9 V 0,3 A (Eisen-Wasserstoff-Widerstand)

Elektronische Sicherung

Das Bild 48 zeigt eine elektronische Sicherung, wie sie in das Netzgerät nach Bild 47 eingesetzt werden kann. Schmelzsicherungen schützen den Transistor nur unzureichend gegen plötzliche Überlastung, weil sie zu träge sind.

Diese extrem flinke Sicherung arbeitet nach dem Prinzip eines bistabilen Multivibrators. Überschreitet die Eingangsspannung (Klemmen I und II) auf Grund eines Stromanstieges einen bestimmten Wert, so kippt der Multivibrator und bleibt solange in der neuen Stellung, bis er durch die Rückholtaste wieder in seine alte Lage gebracht wird.

Um zu kennzeichnen, wie diese elektronische Sicherung an das Netzgerät angeschlossen werden muß, sind die Anschlüsse mit römischen Ziffern gekennzeichnet. Dieselben Ziffern erscheinen auch in der Schaltung nach Bild 47.

Th: Thernewid-Heißleiter K 11 20 Ω

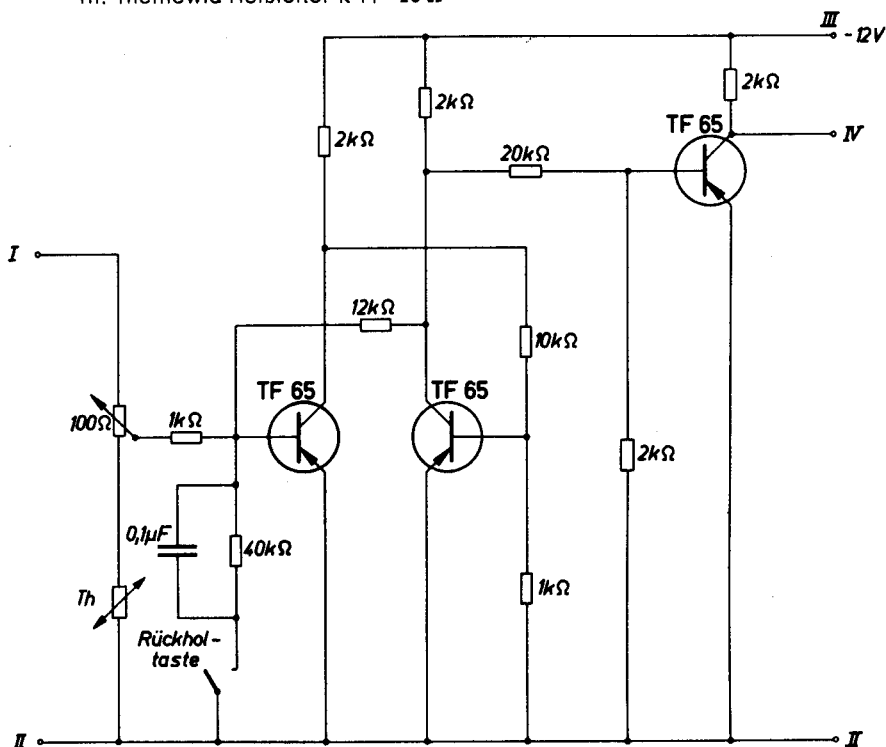


Bild 48

Anschriften unserer Geschäftsstellen

Ort	Büro*	Straße	Fernsprecher	Fernschreiber
Aachen	TB	Theaterstr. 106	3 98 41	08 32866
Arnsberg	IB	Helffelder Str. 29	20 56	08 4286
Aschaffenburg	IB	Ludwigstr. 17	23 14	04 18839
Augsburg	TB	Fuggerstr. 9	51 76, 9 48 81	05 3821
Berlin	ZN	Schöneberger Str. 2—4	66 00 11	01 83766
Bielefeld	TB	Kavalleriestr. 26	6 35 11	09 32805
Bonn	TB	Mülheimer Platz 1	5 19 21	08 86655
Braunschweig	TB	Bankplatz 8	2 04 41	09 52820
Bremen	ZN	An der Weide 14—16	30 14 41	02 44814
Bremerhaven	IB	Brommystr. 20	23 32/33	—
Coburg	IB	Judengasse 41	37 44	06 63212
Darmstadt	IB	Hügelstr. 18—20	35 79, 60 48	04 19246
Dortmund	ZN	Märkische Str. 12—14	2 26 41	08 22122
Düsseldorf	ZN	Oststr. 34	86 31	08 582655, 08 582814
Duisburg	IB	Friedenstr. 85	2 80 01	08 55843
Essen	ZN	Kruppstr. 16	2 07 31	08 57437
Flensburg	IB	Neustadt 10	74 49	02 2745
Frankfurt(Main)	ZN	Gutleutstr. 31	33 06 01	04 11203, 04 11204
Freiburg i. Br.	TB	Habsburgerstr. 132	21 21	07 7842
Fulda	IB	Ohmstr. 24	30 10	—
Göttingen	IB	Weender Landstr. 6—10	2 49 24	09 6861
Goslar	TB	Am Markt 5	39 31/33	09 53832
Gummersbach/				
Niederseßmar	IB	Kölnener Str. 95	30 42	—
Hagen (Westf.)	IB	Prentzelstr. 11	2 74 45	—
Hamburg	ZN	Lindenplatz 2	24 82 11	02 11891
Hamm	IB	Luisenstr. 5	68 41	08 28834
Hannover	ZN	Am Maschpark 1	8 65 31, 8 66 91	09 22333
Heilbronn (Neckar)	IB	Schaeffelenstr. 15	67 46/48	07 28714
Hof	IB	Theresienstr. 13	22 66/67	06 43865
Kaiserslautern	TB	Eisenbahnstr. 18	75 31	04 5832
Karlsruhe	TB	Bahnhofstr. 5—7	2 69 61	07 82831
Kassel	TB	Bürgermeister-Brunner-Str. 15	1 92 81	09 9839
Kempten (Allgäu)	IB	Salzstr. 27	36 22	05 4827
Kiel	TB	Holstenbrücke 26	4 46 71, 4 08 01	02 9814
Koblenz	TB	Emil-Schüller-Str. 20 — 22	24 86	08 6831
Köln	ZN	Friesenplatz 8—14	29 91	08 881470, 08 881471
Konstanz	IB	Hussenstr. 6	36 93, 50 57	07 32209
Lübeck	IB	Breite Str. 52—54	2 59 21	02 6728
Mainz	TB	Große Bleiche 29	2 67 71/72	04 17765
Mannheim	ZN	N 7, 18	5 80 31	04 62261
Mönchen-Gledbach	IB	Eickener Str. 45	2 18 75, 2 26 26	—
Mühdorf/Obb.	IB	Trausnitzstr. 11	8 36	—
München	ZN	Prannerstr. 8	2 89 61	05 23224
Münster	TB	Herwarthstr. 6—8	4 06 31	08 92828
Neustadt/Weinstr.	IB	Landauer Str. 55	26 90/94, 34 35	—
Nürnberg	ZN	Richard Wagner-Platz 1	2 87 21	06 2120
Offenburg (Baden)	IB	Rheinstr. 3	23 13	07 5886
Osnabrück	TB	Möserstr. 28	76 01	09 4827
Ravensburg	IB	Gartenstr. 16	24 34, 29 82/83	07 32884
Regensburg	IB	Maximilianstr. 24	2 33 23	06 5807
Reutlingen	IB	Unter den Linden 47	43 41/43, 67 82	07 29723
Rottweil	IB	Am Stadtgraben 12	8 06 07	07 62889
Saarbrücken 3	ZN	Mainzer Str. 139	6 49 41	04 4226
Salzgitter-Watenstedt	IB	Hauptstr. 66	5 22 75	09 52730
Schweinfurt	IB	Luitpoldstr. 6	27 53	06 73207
Siegen	TB	Sandstr. 38	2 67 41	08 7635
Stuttgart	ZN	Geschw.-Scholl-Str. 24—26	9 90 61	07 23941
Trier	IB	Deutscherrenstr. 38—44	32 57, 37 33, 27 57	04 7815
Ulm	TB	Frauenstr. 9	6 85 71	07 12826
Weizlar	TB	Karl-Kellner-Ring 25	34 51	04 83845
Wiesbaden	IB	Adolfsallee 27—29	5 95 25	—
Wilhelmshaven	IB	Paul-Hug-Str. 8	59 48, 54 57, 54 54	02 5205
Wuppertal-Elberf.	TB	Neumarktstr. 52	4 18 81	08 512853
Würzburg	TB	Theaterstr. 25	5 08 50	06 8844

*ZN Zweigniederlassung

TB Technisches Büro

IB Ingenieurbüro

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT

WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE

