



SIEMENS

HALBLEITER

Schaltbeispiele

Ausgabe April 1961

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE



HALBLEITER

Schaltbeispiele

Ausgabe April 1961

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE

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

Für die Schaltungen wird keine Gewähr einer möglichen Patentverletzung übernommen.

2. Auflage

INHALTSVERZEICHNIS

	Seite
I. Niederfrequenz-Verstärker	
Mischpult mit Transistoren	7
II. Zehacker mit Transistoren	
Eintakt-Sperrwandler	10
Eintakt-Zehacker für eine hohe Ausgangsspannung	17
Eintakt-Durchflußwandler	18
Zusammenstellung der Daten von Eintakt-Durchflußwandlern für verschiedene Batteriespannungen, Ausgangsleistungen und Schwingfrequenzen	23
Gegentaktzerhacker	27
Zusammenstellung der Daten von Gegentaktzerhackern für verschiedene Batteriespannungen, Ausgangsleistungen und Schwingfrequenzen	31
Gleichspannungswandler 12 V / 50 W	38
Leistungszerhacker 110 V / 230 W	40
Sinusgenerator 24 V / 75 W	42
Frequenzkonstanter Gegentaktzerhacker 6 V / 40 W	44
Rechteck-Impulsgenerator	46
III. Transistoren als Gleichrichter	
Niedervolt-Gleichrichter 2 V / 20 A	48
Transistor als Einweg-Gleichrichter	49
Drehstrom-Gleichrichter mit Transistoren 12 V / 180 W	50
IV. Multivibratoren	
Astabiler Multivibrator für kleine Schwingfrequenz	52
Blinker 6 V / 2,4 W	54
Blinker 2,6 V / 2,6 W	54
V. Photo-Verstärker	
Lichtempfindlicher Schaltverstärker	56
Photo-Verstärker	58
VI. Steuer- und Regelschaltungen	
Elektronische Zählleinheit mit Vorwahl	59
Magnetfeldempfindliche Steuerschaltung	62
Ein kontaktloses Auswahlssystem mit Hallgeneratoren	64
Schwellwertverstärker	67

	Seite
Gleichlaufsteuerung	68
Schaltverstärker mit guten Sperreigenschaften	70
Anzeigelampe für Transistor-Schaltungen	72
Maximum - Minimum - Temperaturregler	73
Elektronische Überwachung von Temperaturen an mehreren Meßstellen	75
Temperatur-Regelschaltungen	75
Frequenzkonstanter-Taktgeber	78
VII. Geregelte Netzgeräte	
Berechnungshinweise	80
VIII. Hochfrequenz-Schaltungen	
Verstärker für 200 MHz, $N_a = 200$ mW	90
Oszillator für 200 MHz, $N_a = 75$ mW	91
Oszillator für 500 MHz	92
UKW-Tuner	92
ZF-Verstärker für FM	95
Meßschaltung für Leistungsverstärkung	97
Anschriften unserer Geschäftsstellen	98

I. NF-Verstärker

Transistoren in NF-Verstärkern bieten vor allem bei niedrigen Batteriespannungen große Vorteile, da die sehr kleine Restspannung der Transistoren gute Wirkungsgrade ermöglicht. Bei Verwendung der 3 Grundsaltungen von Transistoren, der Emitterschaltung, der Kollektorschaltung und der Basisschaltung ist in fast allen Fällen eine gute Anpassung der Eingangsstufe eines Transistor-Verstärkers an die Steuerquelle erreichbar. Dies ist besonders wichtig, weil in Transistor-Verstärkern jede Stufe als Leistungs-Verstärker arbeitet. Der Transistor benötigt für seine Aussteuerung eine Leistung, deren Größe bei einer bestimmten Ausgangsleistung von der Stromverstärkung und der Steilheit des Transistors abhängig ist.

Mit Hilfe der 3 Grundsaltungen können Eingangswiderstände von 20Ω bis $500\text{ k}\Omega$ erzielt werden. Dadurch ist es möglich, an alle heute gebräuchlichen Steuerquellen für NF-Verstärker, wie Magnettonköpfe, Mikrofone und Kristalltonabnehmer eine Anpassung zu erreichen.

Eine ausführliche Zusammenstellung von NF-Verstärkern für verschiedene Batteriespannungen und für verschiedene Leistungen ist bereits im Schaltbeispielheft 1960 angegeben. Es soll deshalb hier nur mehr als Sonderfall ein NF-Verstärker für ein Mischpult angegeben werden.

Mischpult mit Transistoren

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

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

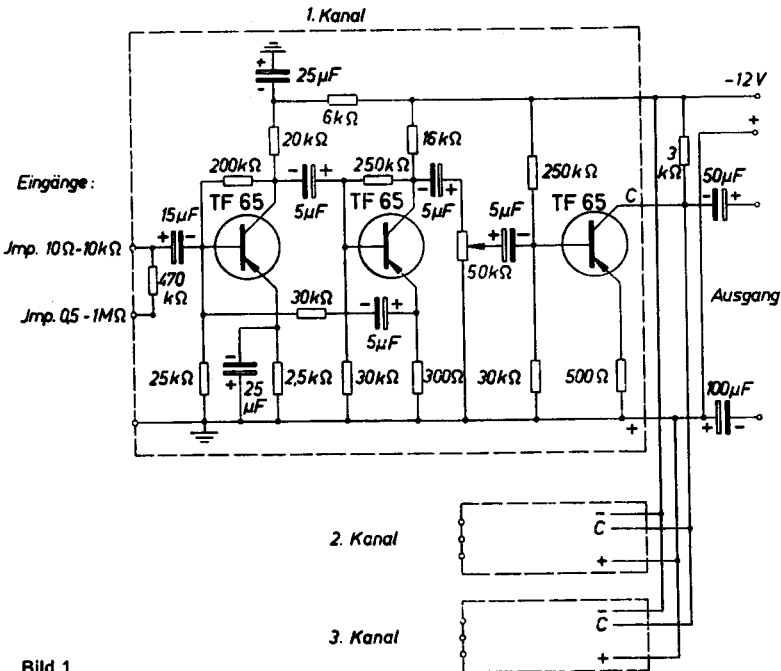
Dies ist wichtig, weil, wie bereits erwähnt, die Steuerquellen mit geringem Innenwiderstand auch die kleinste Spannung liefern.

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

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

In der Schaltung nach Bild 1 ist die Verwendung von 3 gleichen Kanälen vorgesehen. Der Einfluß eines Kanals auf die anderen Kanäle ist sehr gering. Der Ausgangswiderstand des Verstärkers ist klein und es kann deshalb ein langes Kabel zwischen Mischpult und Verstärker verwendet werden.

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



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

Technische Daten:

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

II. Zerhacker mit Transistoren

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

Eintakt-Sperrwandler

Der Eintakt-Sperrwandler besteht im wesentlichen aus einem Transistor, einem Übertrager und einem Gleichrichter. Die Schaltung zeigt Bild 2. Mit Hilfe einer Rückkopplungswicklung am Transformator wird der Transistor periodisch geöffnet und gesperrt.

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

$$U_1 = L_1 \cdot \frac{di_c}{dt} = \text{konstant} \quad (1)$$

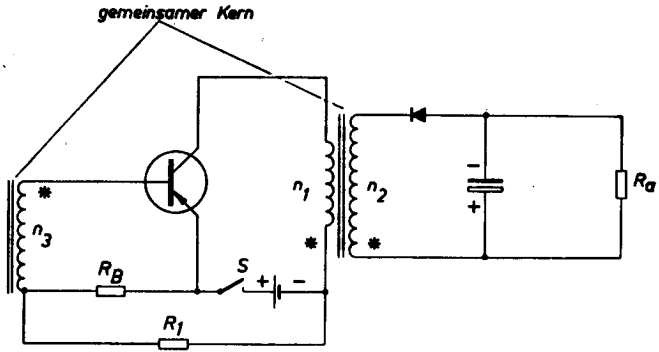
Die Spannung U_1 ist die an der Induktivität wirksame Spannung und gleich der Batteriespannung vermindert um die Restspannung des Transistors und um den Spannungsabfall an der Primärwicklung. Diese beiden Werte werden zwar mit dem Kollektorstrom größer, sind jedoch meistens viel kleiner als die Batteriespannung, so daß trotzdem die Spannung U_1 als konstant angenommen werden kann. Da unterhalb der Sättigung auch die Induktivität nahezu konstant ist, muß auch der Ausdruck $\frac{di_c}{dt}$ aus Gleichung (1) konstant sein, d. h. der Kollektorstrom

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

Es wird keine Spannung mehr im Transformator und in der Rückkopplungswicklung induziert, und der Transistor schaltet ab.

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

Bei der Dimensionierung von Eintakt-Sperrwandlern soll vermieden werden, daß der Transformator bis zur Sättigung betrieben wird. Der Batteriestrom würde dann kurz vor dem Abschalten sehr stark ansteigen, ohne irgendeinen Nutzen zu bringen, und der Wirkungsgrad würde damit sehr schlecht. Man wird also die Rückkopplung so wählen, daß die Abschaltung bei einem Kollektorstrom vor sich geht, bei dem im Transformator die Sättigung noch nicht erreicht ist.



* Punkte gleicher Polarität

$$R_a = 4x$$

$$U_a = 2y$$

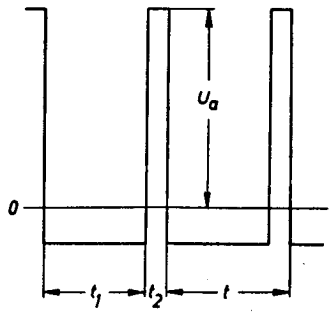
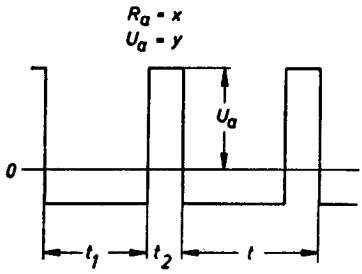


Bild 2

Durch das Sperren des Transistors wird die Primärinduktivität des Schwingübertragers von der Batterie abgeschaltet. Die dabei entstehende, im Verhältnis zur ursprünglichen Spannung entgegengesetzt gepolte Rückschlagspannung, öffnet den Gleichrichter auf der Sekundärseite. Die im Transformator während der ersten Hälfte einer Periode, der Stromflußzeit, gespeicherte Energie ist unabhängig von der Art der Last. Deshalb wird verständlich, daß diese Energieabgabe an einen großen Lastwiderstand mit hoher Spannung und kleinem Strom erfolgen wird, und an einen kleinen Lastwiderstand mit kleinerer Spannung und hohem Strom. Die am Ausgang erzielbare Spannung ist nicht nur vom Übersetzungsverhältnis des Übertragers abhängig. Mit ein und demselben Sperrwandler kann z. B. an einen Lastwiderstand von 250 kΩ eine Spannung von 250 V abgegeben werden, und an einen Lastwiderstand von 1 MΩ eine Spannung von 500 V. Die abgegebene Leistung ist konstant. Bild 2 zeigt die Kurvenform der Wechselspannung für diese beiden Fälle.

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

$$\eta \cdot U_1 \int_0^{t_1} i_c \cdot dt = N_a \cdot t \quad (2)$$

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

$$\int_0^{t_1} i_c \cdot dt = \frac{\hat{i}_c}{2} \cdot t_1 \quad (3)$$

Daraus ergibt sich für den Spitzenwert des Kollektorstromes

$$\hat{i}_c = \frac{2 \cdot N_a \cdot t}{\eta \cdot U_1 \cdot t_1} \quad (4)$$

Der Wirkungsgrad η ist für die Rechnung mit etwa 0,7 anzunehmen. Das Tastverhältnis $\frac{t_1}{t}$ kann zwischen $\frac{1}{3}$ und $\frac{10}{11}$ gewählt werden. Sehr gute Werte erhält man, wenn das Tastverhältnis $\frac{3}{4}$ gewählt wird. Durch diesen so ermittelten Kollektor-Spitzenstrom ist der Transistor bereits zum Teil bestimmt. Die beim Sperren des Transistors entstehende Rückschlagspannung liegt an der Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors. Die Spannungsüberhöhung ist, wie bereits erwähnt, abhängig von der Größe des Lastwiderstandes und definiert durch das Impuls-Verhältnis $\frac{t_1}{t_2}$ (Bild 2). Die an der Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors auftretende Spitzenspannung wird somit:

$$U_y = U_{\text{Batt}} \left(1 + \frac{t_1}{t_2} \right) \quad (5)$$

Da der Transistor hier als Schalter betrieben wird, ist die am Kollektor auftretende Verlustleistung sehr gering, solange die Schwingfrequenz kleiner ist als die

Grenzfrequenz f_β des Transistors. Durch den maximalen Spitzenstrom und die maximale Kollektor-Emitter-Spannung ist somit der in Betracht kommende Transistor-Typ eindeutig bestimmt.

Die Größe der Primärinduktivität L_1 des Übertragers läßt sich mit Hilfe der umgeformten Gleichung (1) ermitteln.

$$U_1 = L_1 \cdot \frac{di_c}{dt} = L_1 \cdot \frac{\hat{i}_c}{t_1} \quad (1)$$

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

$$L_1 = \frac{U_1}{\hat{i}_c} \cdot \frac{t_1}{t} \cdot \frac{1}{f} \quad (6)$$

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

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

$$U = 4,44 \cdot n \cdot f \cdot q \cdot \hat{B} \cdot 10^{-8} \quad (7)$$

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

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

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

$$\frac{dB}{dt} = \frac{\hat{B}}{t_1} \quad (9)$$

Die Transformator-Formel lautet dann

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

und die Mindestwindungszahl der Primärwicklung:

$$n_1 = \frac{t_1}{t} \cdot \frac{U_1}{q \cdot f \cdot \hat{B}} \cdot 10^8 \quad (11)$$

dabei ist q der Eisenquerschnitt des Transformators dessen Größe nach der Näherungsformel

$$q = \sqrt{N_2}$$

festgelegt werden kann.

Mit Hilfe des Wertes der Primärinduktivität L_1 und der Mindestwindungszahl n_1 kann nun der erforderliche Induktivitätsbeiwert errechnet werden. Der Induktivitätsbeiwert eines Transformators gibt an, wie groß die Induktivität einer Windung des Übertragers ist. Weil die Induktivität einer Wicklung mit dem Quadrat der Windungszahl steigt, lautet die Dimension des Induktivitätsbeiwertes

$$\frac{\mu\text{H}}{n^2}$$

$$A_L \text{ theoretisch} = \frac{L_1}{n_1^2} \quad (12)$$

Da die Kerngröße bereits festliegt, muß nun beim Übertrager ein so großer Luftspalt vorgesehen werden, daß der erforderliche Induktivitätsbeiwert erreicht wird. Bei den wegen der höheren zulässigen Schwingfrequenz oft verwendeten Ferrit-Übertragern bereitet dies meist keine Schwierigkeiten, da hier eine große Auswahl von Kernen einer Größe aus verschiedenen Materialien mit verschiedenen Luftspalten zur Verfügung steht. Bei Blechkernen kann die Größe des wirksamen Luftspaltes durch geeignetes Schichten der Bleche verändert werden, wie die Tabelle 1 zeigt.

Weil natürlich nie der theoretisch errechnete Induktivitätsbeiwert verwirklicht werden kann, muß mit Formel (11) die endgültige Primärwindungszahl n_1 nachgerechnet werden.

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

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{U_1}{I_B \cdot R_B + U_{BE}} \quad (13)$$

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

$$ii = \frac{n_2}{n_1} = \frac{U_a}{U_1} \cdot \frac{t_2}{t_1} \quad (14)$$

Tabelle 1

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

* Anfangswerte unterhalb der Sättigung

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

Auch für die Ermittlung des geeigneten Gleichrichters auf der Sekundärseite gelten andere Gegebenheiten als bei Sinusbetrieb. Bei der Einweg-Gleichrichtung einer Sinusspannung bei Kondensatorlast (Siebkondensator) tritt am Gleichrichter maximal eine Sperrspannung von der etwa 2,8fachen Größe der effektiven Wechselspannung auf. Die Bezeichnung von Selen-Gleichrichtern berücksichtigt diesen Umstand.

Bei Eintakt-Sperrwandlern ist die Spannung an der Sekundärwicklung während der Sperrzeit des Gleichrichters viel kleiner als während der Durchflußzeit. Deshalb ist hier die am Gleichrichter maximal auftretende Sperrspannung nur wenig größer als die gleichgerichtete Spannung.

$$U_{GL} = U_a \left(1 + \frac{t_2}{t_1}\right) \quad (15)$$

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

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

In Bild 3 sind die charakteristischen Eigenschaften eines Eintakt-Sperrwandlers dargestellt.

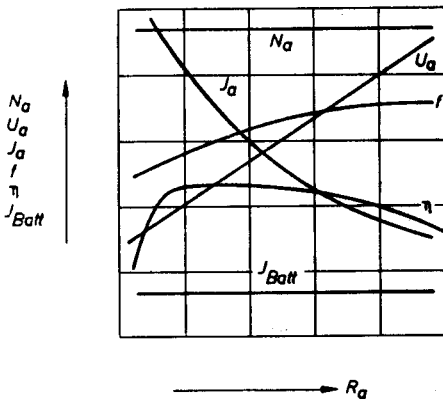


Bild 3

Eintakt-Zerhacker für eine hohe Ausgangsspannung

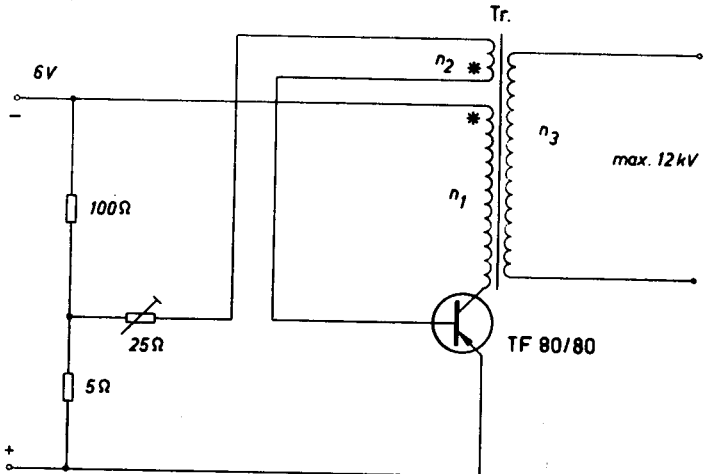
Die Schaltung nach Bild 4 zeigt die praktische Anwendung eines Eintakt-Sperrwandlers. Bei einem Windungs-Übersetzungs-Verhältnis von 170 wird hier im Leerlauf ein Spannungs-Übersetzungs-Verhältnis von 1 : 2000 erzielt. Diese Schaltung ist z. B. sehr gut geeignet für Isolationsprüfgeräte und für die Speisung von Funkenstrecken aller Art. Die Schwingfrequenz wurde hoch gewählt, damit sich ein kleiner Übertrager verwenden läßt. Die Sekundärwicklung muß im Vakuum getränkt werden, damit wegen des kleinen zur Verfügung stehenden Wickelraumes keine Spannungsdurchschläge vorkommen.

Technische Daten

Batteriespannung 6 V
 Batteriestrom 0,5 A
 Schwingfrequenz etwa 1 kHz
 Ausgangsspannung max. 12000 V

Transformator Tr.

2 Siferrit-E-Kerne: B 66 231 T 26 A
 $n_1 = 30$ Wdg CuL 0,4 mm \varnothing
 $n_2 = 30$ Wdg CuL 0,2 mm \varnothing
 $n_3 = 5000$ Wdg CuL 0,05 mm \varnothing



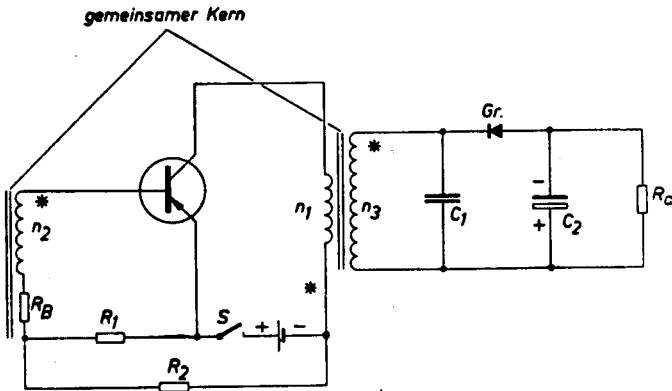
* Punkte gleicher Polarität

Bild 4

Eintakt-Durchflußwandler

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

Während jener Hälfte der Periode, in der der Transistor gesperrt ist, ist die Last durch den Gleichrichter auf der Sekundärseite abgeschaltet. Die, ebenso wie beim Sperrwandler, auch hier entstehende negative Rückschlagspannung ist nicht belastet. Die Rückschlagspannung würde deshalb ansteigen, bis sie durch die Kapazität der Wicklung oder durch den Sperrstrom des Transistors begrenzt wird. Um die Rückschlagspannung auf einen den Transistor und den Gleichrichter nicht gefährdenden Wert zu halten, wird parallel zur Sekundärwicklung ein Kondensator geschaltet. Diese Schaltung zeigt Bild 5.



* Punkte gleicher Polarität

Bild 5

Für die Dimensionierung eines Eintakt-Durchflußwandlers müssen gegeben sein: die Batteriespannung U_{Batt} , die gewünschte Ausgangsspannung U_a , die Ausgangsleistung N_a und, sofern nicht frei wählbar, die Frequenz f . Für die Festlegung, welcher Transistor verwendet werden kann, ist wieder die Ermittlung des Kollektor-Spitzenstromes wichtig. Das Verhältnis von Stromflußzeit t_1 zur Zeit t_2 , in der der Transistor gesperrt ist, wird im wesentlichen durch den Kondensator C_1 an der Sekundärwicklung bestimmt. Ein empfehlenswertes Impulsverhältnis ist:

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

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

$$I_{\text{Batt}} = \frac{N_a}{U_{\text{Batt}} \cdot \eta} \quad (16)$$

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

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

ist der Maximalwert des Kollektorstromes

$$\hat{I}_c = \frac{4}{3} \frac{N_a}{U_{\text{Batt}} \cdot \eta} \cdot \frac{t}{t_1} \quad (17)$$

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

$$U_{sp} = U_{\text{Batt}} \left(1 + \frac{t_1}{t_2} \cdot \frac{\pi}{2} \right) \quad (18)$$

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

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

Im Leerlauf beginnt der Anstieg des Stromes hier allerdings nicht bei Null, sondern bei einem positiven Wert etwa von derselben Größe wie der negative Endwert. Ist der Transistor stromdurchlässig, so entlädt sich die während der Zeit t_2 am Begrenzerkondensator C_1 gespeicherte Energie an den Transformator.

Die dadurch verursachte Gegenmagnetisierung muß erst abgebaut werden; dies kommt einer Rückladung an die Batterie gleich.

Der Spitzenwert des induktiven Stromes kann für die Rechnung gleich groß angenommen werden, wie der bereits ermittelte Kollektor-Spitzenstrom.

Auf ähnlichem Weg wie beim Eintakt-Sperrwandler findet man hier die Formel für die Primär-Induktivität.

$$L_1 = \frac{t_1 \cdot U_1}{2 \cdot \hat{I}_c} \quad (6)$$

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

Auch hier könnte wieder mit dem Wert $\frac{1}{t \cdot f} = 1$ erweitert werden, damit das

Tastverhältnis und die Frequenz direkt eingeführt wird. Für die Auswertung von noch folgenden Formeln ist es jedoch unvermeidbar, die Absolutwerte der Zeiten t_1 und t_2 zu ermitteln, was mit Hilfe von Frequenz und dem gewählten Tastverhältnis keine Schwierigkeiten bereitet.

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

$$n_1 = \frac{U_1 \cdot t}{2 \cdot q \cdot \hat{B}} \cdot 10^8 \quad (19)$$

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

$$O = \frac{N_\nu \text{ Trafo}}{\nu} \quad (20)$$

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

Der erforderliche Induktivitätsbeiwert A_L kann nach Gleichung (12) ermittelt werden. Für das Übersetzungsverhältnis zur Rückkopplungswicklung gelten dieselben Bedingungen wie beim Sperrwandler (13), ebenso für die Widerstände des Spannungsteilers zur Anschwinghilfe. Das primär-sekundär Übersetzungsverhältnis ist wie bei einem Netztransformator.

$$\ddot{u} = \frac{n_1}{n_2} = \frac{U_1}{U_a} \quad (21)$$

Der die Rückschlagspannung begrenzende Kondensator C_1 arbeitet zusammen mit der Sekundär-Induktivität L_2 während der Zeit t_2 als Schwingkreis.

$$2 \pi f' \cdot L_2 = \frac{1}{2 \pi f' \cdot C_1} \quad (22)$$

Die Frequenz f' ist eine reine Rechengröße, sie ist durch die Form der Rückschlagspannung während t_2 bestimmt.

$$f' = \frac{1}{2 \cdot t_2} \quad (23)$$

Aus (22) und (23) erhält man:

$$C_1 = \frac{t_2^2}{\pi^2 \cdot L_2} \quad (24)$$

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

$$U_{GL} = U_a \left(1 + \frac{t_1}{t_2} \cdot \frac{\pi}{2} \right) \quad (25)$$

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

$$\Delta E_C = \frac{C_2 \cdot (\Delta u)^2}{2} = \frac{\Delta u \cdot I_a \cdot t_2}{2} \quad (26)$$

Die Spannung Δu ist die am Ladekondensator auftretende Spannungsdifferenz und deshalb etwa gleich dem doppelten Spitzenwert der Brummspannung. Die zulässige Brummspannung ist meist sehr niedrig, z. B. zwischen 1 und 5%. Der Ladekondensator wird dann verhältnismäßig groß und die Gleichung (26) gilt mit guter Annäherung, weil dort eine unendlich große Kapazität C_2 angenommen wurde (konstanter Entladestrom I_a während der Zeit t_2).

Der Ladekondensator hat dann die Größe:

$$C_2 = \frac{I_a \cdot t_2}{\Delta u} \quad (27)$$

In Bild 6 sind die charakteristischen Eigenschaften eines Eintakt-Durchflußwandlers zusammengefaßt dargestellt.

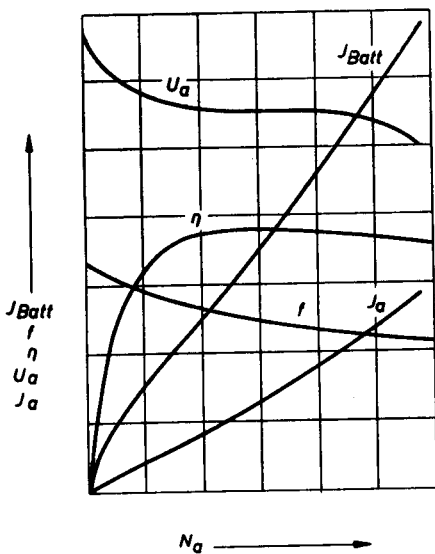


Bild 6

Zusammenstellung von Eintakt-Durchflußwandlern mit verschiedenen Batteriespannungen, für verschiedene Schwingfrequenzen und für verschiedene Ausgangsleistungen

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

Die Schwingfrequenz ist also bei Eintaktzerhackern meist frei wählbar. Bei den in den Tabellen 2 und 3 angegebenen Eintakt-Durchflußwandlern wurde deshalb die Schwingfrequenz hoch gewählt, damit kleine Ferritübertrager verwendet werden können. Bei den Gleichspannungswandlern nach Tabelle 2 beträgt die Schwingfrequenz 2 bis 5 kHz und bei den Gleichspannungswandlern nach Tabelle 3 12 bis 18 kHz, liegt also nahe an der Hörgrenze und darüber.

Die zu den Tabellen gehörende Schaltung zeigt das Bild 7. Die Ausgangsspannung wurde einheitlich mit 100 V festgelegt. Selbstverständlich können auch andere Ausgangsspannungen erreicht werden, wenn das Übersetzungsverhältnis entsprechend geändert wird. Die Gleichrichtung der Ausgangs-Wechselspannung erfolgt mit Silizium-Dioden. Die Transistoren und die Silizium-Dioden müssen auf Kühlflächen montiert werden.

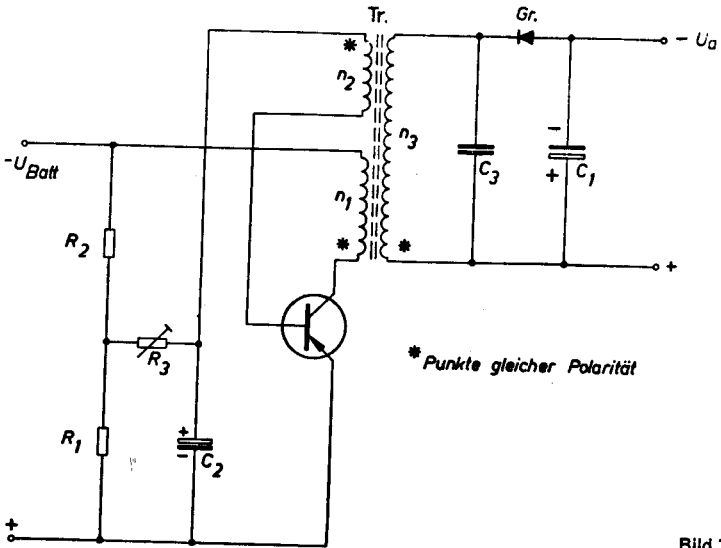


Bild 7

Eintaktgleichspannungswandler nach Bild 7

U_{Batt}	N_a	f	I_{Batt}	U_a	η^*	\hat{I}_c		Transistor	Siferritübertrager	n_1	d_1	n_2	d_2	n_3	d_3	n_3	d_3	C_1	C_2	C_3	R_1	R_2	R_3	R_3	R_3	Gr Silizium- diode		
						Wdg	CuL																				Wdg	CuL
V																												
12	2	3	220	100	75	500	TF78/30	B 65563 T 26 A	68	0,33	8	0,2	610	0,1	4	1	9	10	1,2	50	50	50	50	50	50	50	50	BA 105
12	5	15	560	100	75	1200	TF80/30	B 65563 T 26 A	16	2x0,5	2	0,4	140	0,2	1	1	5	5	0,6	25	25	25	25	25	25	25	25	BA 105
12	5	3	580	100	72	1200	TF80/30	B 65563 T 26 A	68	0,33	9	0,2	620	0,1	4	1	20	5	0,6	25	25	25	25	25	25	25	25	BA 105
12	10	3	1200	100	70	2500	TF80/30	B 65571 T 26 A	32	0,5	5	0,3	300	0,15	4	1	50	5	0,6	10	10	10	10	10	10	10	10	BA 105
24	0,1	15	7	100	60	25	TF66/60	B 65541 T 26 A 160	280	0,06	20	0,05	1400	0,05	1	1	0,2	20	5	500	500	500	500	500	500	500	500	BA 105
24	0,2	10	14	100	62	40	TF66/60	B 65541 T 26 A 160	224	0,09	18	0,05	1120	0,05	1	1	0,3	20	5	500	500	500	500	500	500	500	500	BA 105
24	0,5	5	33	100	65	100	TF66/60	B 65541 T 26 A 160	180	0,12	14	0,10	800	0,05	1	1	0,5	20	5	500	500	500	500	500	500	500	500	BA 105
24	1	5	67	100	62	200	TF66/60	B 65541 T 26 A 160	128	0,14	10	0,12	630	0,05	1	1	0,6	20	5	500	500	500	500	500	500	500	500	BA 105
24	2	15	104	100	80	260	TF66/60	B 65541 T 26 A	52	0,24	3	0,2	220	0,1	1	1	2,5	10	2,5	50	50	50	50	50	50	50	50	BA 105
24	2	3	104	100	80	260	TF66/60	B 65563 T 26 A	136	0,24	8	0,2	600	0,1	4	1	9	10	2,5	50	50	50	50	50	50	50	50	BA 105
24	5	5	280	100	76	600	TF78/60	B 65563 T 26 A	32	0,5	2	0,4	140	0,2	1	1	5	5	1,2	50	50	50	50	50	50	50	50	BA 105
24	5	3	270	100	78	600	TF78/60	B 65563 T 26 A	136	0,24	8	0,2	630	0,1	4	1	20	5	1,2	50	50	50	50	50	50	50	50	BA 105
24	10	3	550	100	75	1200	TF80/60	B 65571 T 26 A	64	0,35	5	0,3	290	0,15	4	1	50	5	1,2	25	25	25	25	25	25	25	25	BA 105

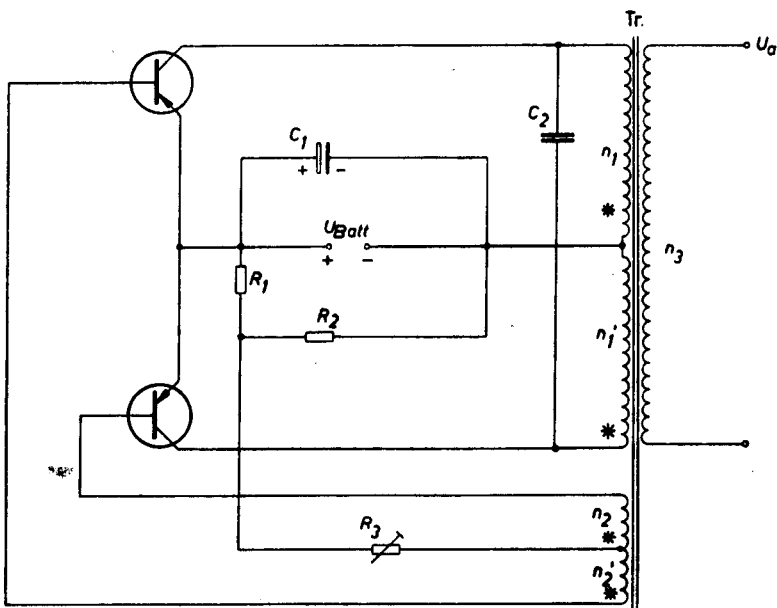
* ohne Spannungsteiler R_1/R_2

Die in den Tabellen 2 und 3 benützten Abkürzungen haben folgende Bedeutung:

U_{Batt}	Batteriespannung
N_a	Nennleistung
f	Schwingfrequenz
I_{Batt}	Batteriestrom
U_a	Ausgangsspannung
η	Wirkungsgrad
\hat{I}_c	Kollektorspitzenstrom
n	Windungszahl
d	Drahtdurchmesser
C	Kondensator
R	Widerstand
Gr	Gleichrichter (Siliziumdiode)

Gegentaktzerhacker

Der Gegentaktzerhacker besteht im wesentlichen aus 2 Transistoren und einem Schwingübertrager. Die Transistoren arbeiten in Gegentakt, d. h., während der eine Transistor stromdurchflossen ist, ist der andere gesperrt. Es erfolgt pausenlos eine Leistungsübertragung von der Stromquelle an den Verbraucher. Die erzeugte Wechselfspannung ist rechteckförmig und symmetrisch, d. h., jeder der beiden Transistoren ist eine gleich lange Zeit stromdurchflossen und gesperrt. Der aus der Batterie entnommene Strom ist im Idealfall ein Gleichstrom, wenn die ohmsche Komponente gegenüber der Induktiven überwiegt. Bezogen auf eine Hälfte einer Periode ergeben sich also hier ähnliche Verhältnisse wie beim Eintaktdurchflußwandler. Die Schaltung eines Gegentaktzerhackers zeigt Bild 8.



* Punkte gleicher Polarität

Bild 8

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

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

$$U_{sp} = 2,4 \cdot U_{Batt} \quad (28)$$

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

$$I_{Batt} \cdot U_{Batt} \cdot \eta = N_a \quad (29)$$

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

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

$$\hat{I}_C = 1,2 \cdot I_{Batt} \quad (30)$$

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

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

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

Bei höheren Schwingfrequenzen bis etwa 800 Hz müssen Eisenkerne mit Luftspalt verwendet werden. Der Luftspalt ist deshalb notwendig, weil mit Rücksicht auf die Eisenverluste der Transformator nicht mehr bis zur Sättigung betrieben werden darf. Das Abschalten des Transistors wird ohne Mithilfe der Eisensättigung allein über die Kollektorsättigung erreicht. Die maximale Induktion soll z. B. bei einer Schwingfrequenz von 500 Hz nicht größer als 4000 G sein.

Ist die Schwingfrequenz frei wählbar und sollen die Abmessungen des Zerhackers möglichst klein sein, so wird man noch höhere Schwingfrequenzen wählen und Übertrager aus Ferrit verwenden. Die höchstzulässige Schwingfrequenz ist bei der Verwendung von Ferritübertragern im allgemeinen durch die Transistoren bestimmt. Wegen der während der Umschaltzeit auftretenden

Verlustleistung dürfen in der Zeiteinheit nicht beliebig viele Umschaltungen erfolgen. Es empfiehlt sich, die Schwingfrequenz nicht größer als die Grenzfrequenz des Transistors in Emitterschaltung zu wählen.

Für die Bestimmung des Kernquerschnittes von Schwingübertragern bei höheren Frequenzen ist die Formel (20) zu benutzen. Die Berechnung der Primärinduktivität ist für Übertrager mit Luftspalt und solche ohne Luftspalt verschieden. Übertrager mit Luftspalt werden nicht bis zur Sättigung betrieben. Die Induktivität L einer Wicklung ist deshalb konstant. Dadurch wird die Berechnung wesentlich vereinfacht. Die allgemeine Transformatorgleichung für symmetrische Rechteckspannung lautet:

$$U = 4 \cdot f \cdot q \cdot n \cdot \hat{B} \cdot 10^{-8} = U_{\text{Batt}} \quad (32)$$

Die Spannung U ist hier gleich der Batteriespannung U_{Batt} . Setzt man hier in Gleichung (32)

$$B = \mu \cdot \frac{I_L \cdot n}{l} \quad (33)$$

und
$$L = \frac{n^2 \cdot \mu \cdot q}{l} \quad (34)$$

ein, so erhält man

$$U = 4 \cdot L \cdot f \cdot I_L$$

$$L_1 = \frac{U_{\text{Batt}}}{4 \cdot f \cdot I_L} \quad (35)$$

Der Strom I_L ist der Spitzenwert des Magnetisierungsstromes und muß nicht gleich sein dem Kollektor-Spitzenstrom bzw. dem Batteriestrom. Für die Berechnung von Übertragern mit Luftspalt gilt als Erfahrungswert

$$I_L = 1,2 \dots 2 \cdot I_c \quad (36)$$

Die Primär-Windungszahl n_1 kann dann auf die gleiche Weise ermittelt werden, wie bereits beim Eintakt-Sperrwandler beschrieben.

$$L_1 = A_L \cdot n_1^2 \quad (12)$$

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

Die Primärwindungszahl n_1 wird aus der Transformatorgleichung ermittelt (32). Die Schwingfrequenz von Zerhackern, bei denen Transformatoren ohne Luftspalt verwendet werden, also im Sättigungsbetrieb arbeiten, ist weitgehend unabhängig von Belastungsschwankungen und direkt abhängig von der Änderung der Batteriespannung.

Das primär-sekundäre Übersetzungsverhältnis wird wie bei Netztransformatoren bestimmt. Die Rückkopplungswicklung soll so ausgelegt werden, daß die Rückkopplungsspannung 1,5 bis 2,5 V beträgt. Die für das Aufrechterhalten der Schwingung erforderliche Steuerleistung ist abhängig von der Verstärkung des Transistors. Damit die Streuung der Verstärkung aufgefangen wird, schaltet man in den Rückkopplungszweig einen veränderlichen Widerstand R_3 , mit dessen Hilfe jeweils der erforderliche Spitzenstrom eingestellt werden kann. Der Widerstand R_3 soll höchstens so groß werden, daß an ihm etwa eine gleich große Spannung abfällt wie für die Durchsteuerung des Transistors erforderlich ist.

Der Spannungsteiler, bestehend aus den Widerständen R_1 und R_2 , dient als Anschwinghilfe, damit beim Einschalten die Schwingung selbsttätig einsetzt. Die Vorspannung zwischen Basis und Emitter soll 0,1 bis 0,2 V betragen. Soll der Zerkhacker auch bei sehr tiefen Temperaturen noch funktionieren, so wird man mitunter auch eine höhere Vorspannung wählen müssen. Es muß jedoch darauf geachtet werden, daß im Kurzschlußfall die Transistoren nicht überlastet werden. Bei Kurzschluß am Ausgang setzt die Schwingung aus und am Transistor verbleibt eine Verlustleistung, die gleich ist dem Produkt aus der Batteriespannung und dem Kollektorstrom, der wegen der Vorspannung an der Basis fließt. Der Kondensator C_1 soll hohe Ausschaltspannungsspitzen vermeiden helfen, welche besonders im Leerlaufbetrieb oder bei induktiver Last auftreten und zur Zerstörung der Transistoren führen können. Der Kondensator wird so groß gewählt, daß die Ladeenergie etwa gleich der Energie ist, die der Zerkhacker während einer Halperiode der Batterie entnimmt.

$$I_{\text{Batt}} \cdot U_{\text{Batt}} \cdot \frac{1}{2f} = \frac{U_{\text{Batt}}^2 \cdot C_1}{2} \quad (37)$$

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

Der Kondensator C_2 soll das Verhalten des Transistors während der Umschaltung so verändern, daß die größte auftretende Spitzen-Verlustleistung den zulässigen Wert nicht überschreitet. Die Größe dieses Kondensators kann nur empirisch ermittelt werden. Es wird dabei am besten die Umschaltkurve des Transistors am Oszillographen beobachtet, indem man die Kollektor-Emitterspannung des Transistors an die Horizontalablenkung und eine dem Kollektorstrom proportionale Spannung an die Vertikalablenkung gibt. Die Verwendung dieses Kondensators ist vor allem bei einer Batteriespannung über 18 V unbedingt notwendig.

Für das Betriebsverhalten des Gegentaktzerhackers gelten ähnliche Verhältnisse wie sie in Bild 6 für den Eintakt-Durchflußwandler dargestellt sind.

Zusammenstellung der Daten von Gegentaktzerhackern für verschiedene Batteriespannungen, Ausgangsleistungen und Schwingfrequenzen.

Bei Transistor-Zerhackern gibt es drei bevorzugte Frequenzen. Bei einer Schwingfrequenz von 50 Hz können solche Zerhacker als Netzspannungsersatz verwendet werden. Die Daten einer Reihe solcher Zerhacker für Batteriespannungen von 6 bis 24 V sind in der Tabelle 4 angegeben. Es werden zwei verschiedene Schaltungen verwendet, weil bei den Transistoren AD 103, AD 104 und AD 105 der Kollektor mit dem Gehäuse elektrisch verbunden ist. In der Schaltung nach Bild 9 müssen die beiden Leistungs-Transistoren nicht voneinander isoliert werden, weil die beiden Kollektoren verbunden sind und an Masse gelegt werden können. Außerdem empfiehlt es sich bei den hohen Leistungen, die mit diesen Transistoren verarbeitet werden können, keine selbsttätige Anschwinghilfe vorzusehen, sondern das Anschwingen durch eine eigene Taste zu erzwingen. Diese Methode wirkt wie eine elektronische Sicherung, weil bei Überlastung des Zerhackers die Schwingung aussetzt. In der Tabelle 4 ist angegeben, welche Schaltung (Bild 9 oder 10) jeweils zu verwenden ist.

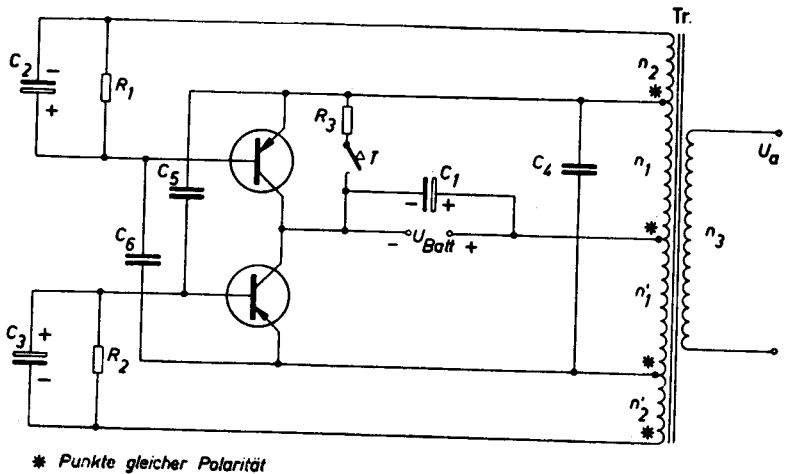
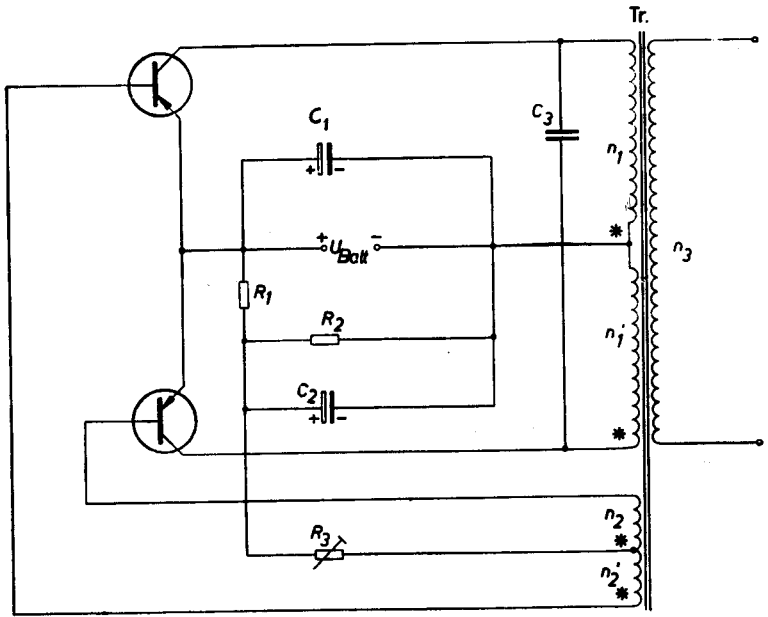


Bild 9



* Punkte gleicher Polarität

Bild 10

Gegentaktzenerhackcr für eine Schwingfrequenz von 50 Hz (Bild 9 und 10)

U_{Batt}	N_a	I_{Batt}	U_a	η	$\frac{P_{\text{aus}}}{P_{\text{ein}}}$	Transistoren 2 Stück	Trans- formator	n_1 n_1'	d_1 d_1'	Wdg	n_2 n_2'	d_2 d_2'	Wdg	n_3	d_3	R_1	Q	R_2	Q	R_3	Q	C_1	μF	C_2	μF	C_3	μF	C_4	μF	C_5	μF	C_6	μF			
V	W	A	V	%																																
6	10	2,4	220	68	10	TF 80/30	M 55	65	0,9	30	0,5	3000	0,15	2	100	max. 5	50	max. 5	50	max. 5	50	50	50	50	50											
6	20	4,3	220	79	9	AD 103	M 65	40	1,4	17	0,5	1700	0,24	max. 5	max. 5	max. 5	100	max. 5	50	max. 5	50	100	100	100												
6	50	12	220	70	9	AD 103	M 85	22	1,7	12	0,5	1050	0,4	max. 1	max. 1	max. 1	500	max. 1	50	max. 1	50	500	500	500												
12	10	1,2	220	72	10	TF 80/30	M 55	130	0,65	30	0,5	2800	0,16	2	200	max. 5	50	max. 5	200	max. 5	50	50	50	50												
12	20	2	220	81	10	TF 80/30	M 65	80	1,0	18	0,5	1600	0,24	2	200	max. 5	100	max. 5	200	max. 5	50	100	100	100												
12	50	5,1	220	82	9	AD 103	M 85	44	1,3	8	0,5	900	0,4	max. 5	max. 5	max. 5	500	max. 5	50	max. 5	500	500	500													
12	100	10,4	220	80	9	AD 103	M 102b	28	1,8	7	1,0	550	0,6	max. 2	max. 2	max. 2	500	max. 2	70	max. 2	500	500	500													
24	10	0,55	220	75	10	TF 78/60	M 55	260	0,45	30	0,5	2770	0,16	5	800	max. 10	50	max. 10	800	max. 10	50	50	50	50												
24	20	1	220	81	10	TF 80/60	M 65	160	0,7	15	0,5	1600	0,24	5	800	max. 10	100	max. 10	800	max. 10	100	100	100	100												
24	50	2,5	220	83	10	TF 80/60	M 74	100	1,0	15	0,6	1000	0,4	2	400	max. 5	500	max. 5	400	max. 5	500	500	500	500												
24	100	5	220	82	9	AD 105	M 102a	85	1,3	7	0,6	860	0,5	max. 5	max. 5	max. 5	500	max. 5	120	max. 5	500	500	500	500												
24	150	8	220	78	9	AD 105	M 102b	58	1,5	25	0,65	800	0,5	max. 10	max. 10	max. 10	500	max. 10	100	max. 10	500	500	500	500												

* Keine Elektrolytkondensatoren verwenden. — All Transformatoren: Dyn. Bl. IV/0,35 o. L. wechselsinnig geschichtet, $n_1 = n_1'$, $n_2 = n_2'$, $n_3 = n_3'$ bifilar wickeln.

Tabelle 5

Gegentaktzerracker für eine Schwingfrequenz von 500 Hz (Bild 10)

U_{Batt}	N_a	I_{Batt}	U_a	η	\hat{I}_c	Transistoren 2 Stück	Transformator	n_1 n_1'	d_1 d_1'	n_2 n_2'	d_2 d_2'	n_3	d_3	R_1	R_2	R_3	C_1	C_2	C_3^*
V	W	A	V	%	A			Wdg	CuL	Wdg	CuL	Wdg	CuL	Ω	k Ω	Ω	μF	μF	μF
6	2	0,5	220	68	0,8	TF 78	M 42	109	0,55	36	0,2	4570	0,09	5	5	0...25	25	50	
6	5	1,15	220	71	2	TF 80/30	M 42	65	0,75	22	0,3	2780	0,13	2	5	0...25	25	50	
6	10	2,5	220	66	3,8	TF 80/30	M 55	41	1,0	17	0,3	1850	0,2	2	5	0...5	50	50	
6	25	5,6	220	75	9	AD 103	M 55	24	1,4	10	0,4	980	0,26	2	5	0...5	50	50	
12	2	0,25	220	66	0,4	TF 78/30	M 42	275	0,35	50	0,2	6000	0,08	5	0,6	0...25	25		
12	5	0,55	220	76	1,5	TF 80/30	M 42	110	0,55	18	0,3	1980	0,14	5	0,6	0...25	25		
12	10	1,15	220	73	2,5	TF 80/30	M 55	56	1,0	12	0,4	1100	0,25	2	0,25	0...10	50		
12	25	2,75	220	75	4,5	TF 80/30	M 55	48	1,0	10	0,4	1000	0,26	2	0,25	0...5	50		
12	50	5,2	220	80	8	AD 103	M 65	30	1,5	5	0,4	585	0,43	2	0,25	0...5	100		0,25
24	2	0,12	220	69	0,2	TF 66/60	M 42	550	0,25	50	0,2	5930	0,08	5	1,2	0...50	25		0,25
24	5	0,29	220	73	0,55	TF 78/60	M 42	276	0,35	22	0,2	2850	0,12	5	1,2	0...50	25		0,5
24	10	0,55	220	75	1,7	TF 80/60	M 55	96	0,75	8	0,4	920	0,26	2	0,6	0...5	50		0,5
24	25	1,25	220	80	2,5	TF 80/60	M 55	96	0,75	10	0,4	950	0,26	2	0,6	0...5	50		0,5
24	50	2,6	220	81	4	TF 80/60	M 65	60	1,1	15	0,4	580	0,43	2	0,5	0...5	100		0,5

* Keine Elektrolytkondensatoren verwenden
 Alle Transformatoren: Dyn. Bl. IV/0,35 0,5 L, gleichsinnig geschichtet, $n_1 = n_1'$, $n_2 = n_2'$, bifilar wickeln.

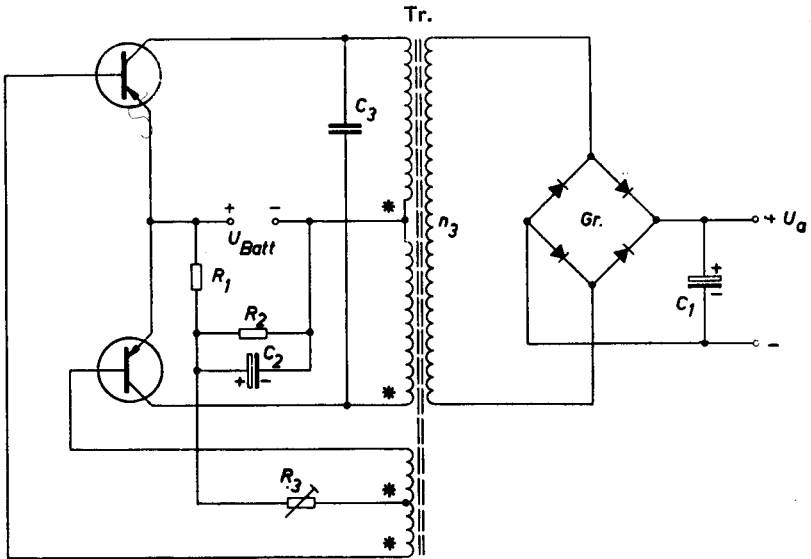
Tabelle 6

Gleichspannungswandler für höhere Schwingfrequenzen (Bild 11)

U _{Batt}	N _a	I _{Batt}	U _a	η	f	î _c	Transi- storen	Siferrit- Übertrager	n ₁ n ₁ '	d ₁ d ₁ '	n ₂ n ₂ '	d ₂ d ₂ '	n ₃	d ₃	Gleich- richter	R ₁	R ₂	R ₃	C ₁	C ₂	C ₃ *
6	5	1,15	220	74	6,0	1,3	TF 80/30	B 65561 T 26 A	17	0,5	5	0,2	730	0,1	B 250 C 75	5	4	0...50	4	50	-
6	10	2,35	220	70	5,8	2,5	TF 80/30	B 65561 T 26 A	17	0,5	6	0,2	720	0,1	B 250 C 75	5	4	0...50	4	50	-
6	25	5,5	220	76	5,0	6	AD 103	B 65581 T 26 A	7	1,0	3	0,4	280	0,24	B 250 C 125	5	4	0...25	4	50	-
12	5	0,55	220	76	6,0	0,8	TF 80/30	B 65561 T 26 A	35	0,35	4	0,2	700	0,1	B 250 C 75	5	0,25	0...50	4	-	-
12	10	1,12	220	74	5,8	1,3	TF 80/30	B 65561 T 26 A	35	0,35	5	0,2	730	0,1	B 250 C 75	5	0,25	0...50	4	-	-
12	25	2,85	220	73	5,0	3	TF 80/30	B 65581 T 26 A	15	0,7	3	0,4	320	0,22	B 250 C 125	5	0,25	0...25	4	-	-
12	50	5,2	220	80	2,0	5,5	AD 103	EE 42 B 66241 T 26 A	19	1,2	4	0,5	390	0,26	B 250 C 250	5	0,25	0...25	8	-	-
24	5	0,28	220	75	6,0	0,4	TF 78/60	B 65561 T 26 A	70	0,24	4	0,2	670	0,1	B 250 C 75	5	0,5	0...50	4	-	0,25
24	10	0,55	220	75	5,8	0,7	TF 80/60	B 65561 T 26 A	70	0,24	4	0,2	675	0,1	B 250 C 75	5	0,5	0...50	4	-	0,5
24	25	1,3	220	80	5,0	1,5	TF 80/60	B 65581 T 26 A	30	0,48	3	0,4	290	0,24	B 250 C 125	5	0,5	0...25	4	-	0,5
24	50	2,6	220	80	2,0	3	TF 80/60	EE 42 B 66241 T 26 A	38	0,9	4	0,5	375	0,26	B 250 C 250	5	0,5	0...25	8	-	0,5
24	100	4,8	220	88	1,5	5,5	AD 105	EE 55 B 66251 T 26 A	28	1,2	3	0,5	270	0,58	2 Stück B 250 C 250	5	0,5	0...25	8	-	0,5

* Keine Elektrolytkondensatoren verwenden

n₁ = n₁', n₂ = n₂' bifilar wickeln



* Punkte gleicher Polarität

Bild 11

Für die Zerhacker mit höherer Schwingfrequenz wurde nur mehr eine Schaltung angegeben. Dort müssen alle Transistoren AD 103, AD 104 und AD 105 isoliert eingebaut werden. Dies ist wegen der kleineren umgesetzten Leistungen ohne weiteres zulässig.

Der Schwingtransformator wird wesentlich kleiner, wenn eine etwas höhere Schwingfrequenz verwendet wird. Sehr günstig ist hier die Frequenz von 500 Hz. In der Tabelle 5 sind Zerhacker für eine solche Schwingfrequenz angegeben. Die erzielbare Ausgangsleistung ist hier zum Teil etwas kleiner, weil wegen der vielen Umschaltungen in der Zeiteinheit die Verlustleistung an den Transistoren größer ist.

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

Die in den Tabellen verwendeten Abkürzungen haben folgende Bedeutung:

U_{Batt}	Batteriespannung
N_a	Ausgangsleistung
I_{Batt}	Batteriestrom
U_a	Ausgangsspannung
u_a	Windungsspannung der Sekundärwicklung
η	Wirkungsgrad
f	Schwingfrequenz
n	Windungszahl
d	Drahtdurchmesser
\hat{I}_c	Kollektorspitzenstrom
G_r	Brückengleichrichter
R	Widerstand
C	Kondensator

Für die Übertrager in den Tabellen 4 und 5 wurde durchwegs Dyn. Bl. IV/0,35 verwendet. Bei den Übertragern der Tabelle 4 wurden Bleche ohne Luftspalt verwendet, die wechselsinnig geschichtet werden. Für die Übertrager nach Tabelle 5 sind Bleche mit einem Luftspalt von 0,5 mm gleichsinnig zu schichten. Die durch gleiche Indizes gekennzeichneten Wicklungen eines Übertragers z. B. n_1 und n_1' sind gleich groß und grundsätzlich bifilar zu wickeln.

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

Gleichspannungswandler 12 V / 50 W

Als Ergänzung zu den in den Tabellen 4 bis 6 angegebenen Gegentakt-Zerhackern wird in Bild 12 ein solcher für eine Schwingfrequenz von 100 Hz angegeben. Ein Vergleich mit einem Zerhacker gleicher Leistung aus Tabelle 4 zeigt, daß wegen der höheren Schwingfrequenz hier ein wesentlich kleinerer Übertrager verwendet werden kann. Die Schwingfrequenz der Zerhacker nach Tabelle 4 wurde mit 50 Hz festgelegt, damit sie als Netzersatz dienen können. In der Schaltung nach Bild 12 ist ein selbsttätiges Anschwingglied vorgesehen. Eine Variante dieser Schaltung zeigt das Bild 13. Hier muß das Anschwingen mit Hilfe einer Anschwingtaste erzwungen werden. Die Schaltung nach Bild 13 ist jedoch kurzschlußfest.

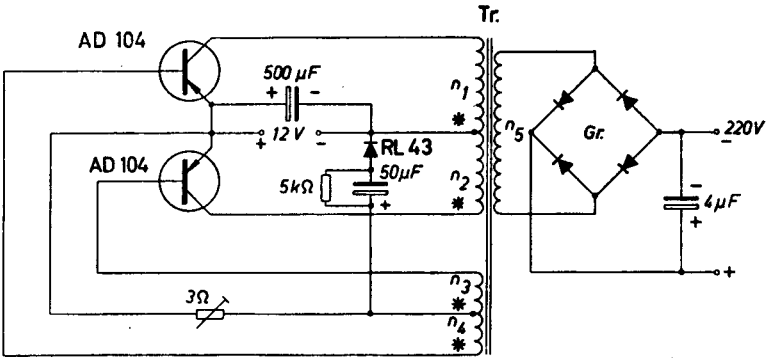
Technische Daten für die Schaltung nach Bild 12 und 13:

Batteriespannung	12 V max. 15 V
Batteriestrom	5,7 A
Leerlaufstrom	0,6 A
Nennleistung	55 W
Ausgangsspannung	220 V
Schwingfrequenz	etwa 100 Hz
Wirkungsgrad	81 %
maximal zulässige Transistorgehäusetemperatur	60 °C

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

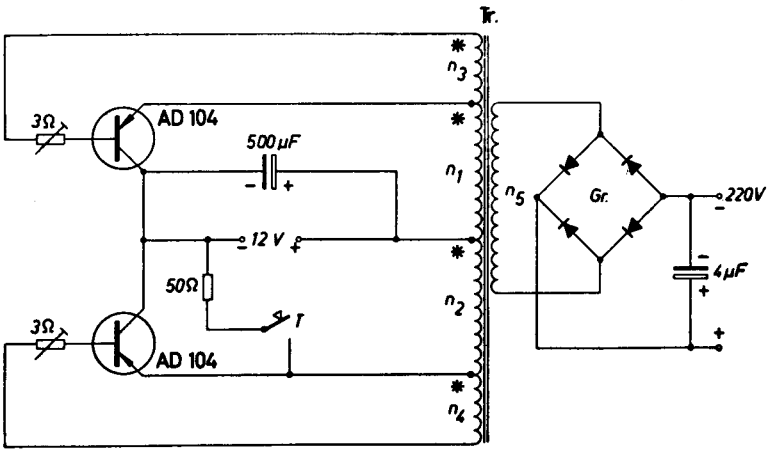
$n_1 = n_2 =$	40 Wdg	CuL 1,5 mm \varnothing bifilar wickeln
$n_3 = n_4 =$	9 Wdg	CuL 0,5 mm \varnothing bifilar wickeln
$n_5 =$	790 Wdg	CuL 0,3 mm \varnothing (3,6 Wdg/V)

Gr.: Selen-Flachgleichrichter B 250 C 250



* Punkte gleicher Polarität

Bild 12



* Punkte gleicher Polarität

Bild 13

Leistungszerrhacker für 110 V / 230 W

Bei Zerrhacker für höhere Batteriespannung müssen mehrere Transistoren hintereinander geschaltet werden. Die Schaltung muß so ausgelegt werden, daß sich die Sperrspannung möglichst gleichmäßig auf die einzelnen Transistoren aufteilt. In der Schaltung nach Bild 14 ist dies gewährleistet. Das Prinzip wurde bereits im Schaltbeispielheft 1959 ausführlich beschrieben.

Technische Daten

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

Transformator: E I 130 a Dyn. Bl. IV/0,35, 1 mm L, gleichsinnig geschichtet,

$n_1 \dots n_8 =$ je 7 Wdg CuL 0,4 mm \varnothing gemeinsam wickeln

$n_9 = n_{10} =$ 205 Wdg CuL 1,2 mm \varnothing bifilar wickeln

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

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

Relais R: Tris 154 c nach TBv 65426/93 c

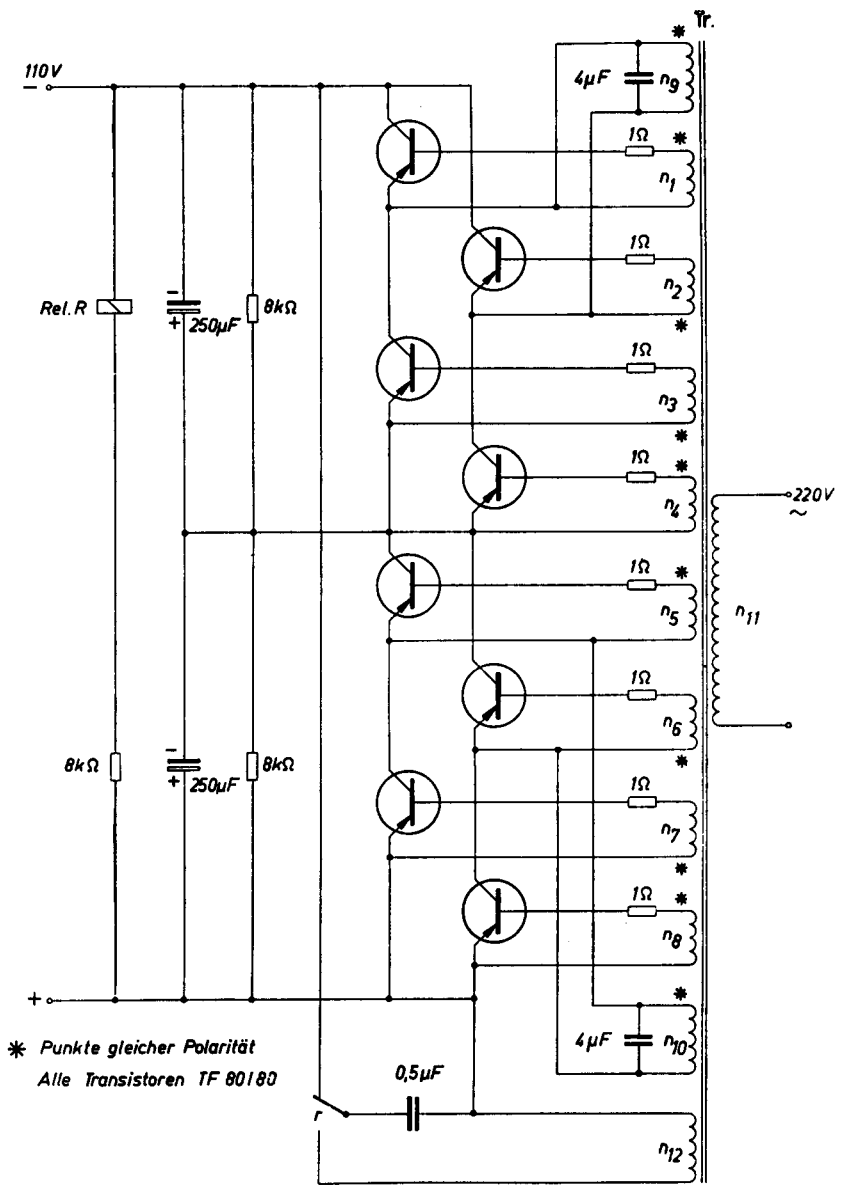


Bild 14

Sinusgenerator für 24 V/75 W

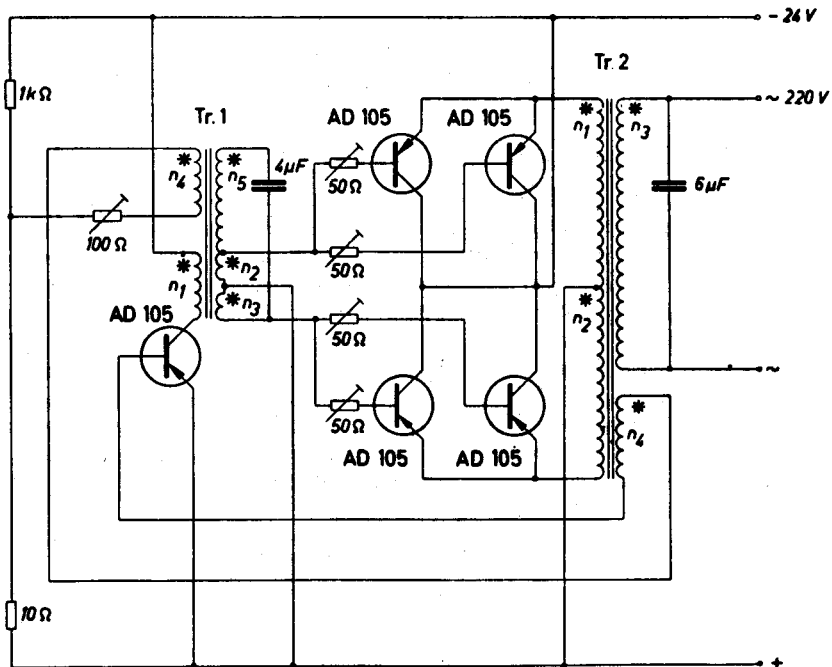
Fast alle Geräte, die an der sinusförmigen Netzspannung mit einer Frequenz von 50 Hz betrieben werden können, arbeiten auch bei einer rechteckförmigen Spannung gleicher Frequenz noch einwandfrei. Einzelne Verbraucher können jedoch nur mit sinusförmiger Spannung und sehr konstanter Frequenz betrieben werden. Die Schaltung nach Bild 15 zeigt einen Sinus-Leistungsgenerator, der bei einer maximal zulässigen Belastung von 75 W eine Sinus-Spannung mit einer Frequenz von 50 Hz liefert. Die Frequenz der Ausgangsspannung ändert sich nur sehr gering bei Belastungsschwankungen.

Bei Sinusgeneratoren bleibt an den Transistoren eine wesentlich höhere Verlustleistung als bei Rechteck-Generatoren für die gleiche Ausgangsleistung. Deshalb sind hier in der Endstufe je 2 Transistoren AD 105 parallel geschaltet. Durch die größere zulässige Gesamtverlustleistung kann eine maximale Ausgangsleistung von 75 W erzielt werden.

Es muß auf jeden Fall dafür gesorgt werden, daß die aufgrund der Verlustleistung entstehende Wärme von den Transistoren gut abgeleitet wird. Jeder der 5 Transistoren soll auf einem Kühlblech aus etwa 2 mm dicken Aluminiumblech mit einer Größe von mindestens 200 cm² montiert werden. Die 5 Kühlbleche sind voneinander zu isolieren. Die Kühlflächen sollen senkrecht stehen. Wenn die Luft ungehindert an den Kühlflächen vorbeistreichen kann, so darf der Generator bis zu einer Umgebungstemperatur von 45°C betrieben werden. Sollen höhere Umgebungstemperaturen zugelassen werden, so müssen die Kühlbleche durch einen Ventilator belüftet werden. Die dadurch erreichbare maximal zulässige Umgebungstemperatur beträgt 65°C.

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

Die Transistoren sind bei einer Batteriespannung von 24 V voll ausgelastet. Deshalb soll die Batteriespannung nicht größer als 24 V sein; es würde sonst die Verlustleistung an den Transistoren zu groß werden.



* Punkte gleicher Polarität

Bild 15

Technische Daten

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

Transformatoren:

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

n_1	=	160 Wdg CuL 0,4 mm \varnothing
$n_2 = n_3$	=	190 Wdg CuL 0,55 mm \varnothing bifilar wickeln
n_4	=	63 Wdg CuL 0,2 mm \varnothing
n_5	=	1000 Wdg CuL 0,3 mm \varnothing

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

$n_1 = n_2$	=	66 Wdg CuL 1,5 mm \varnothing bifilar wickeln
n_3	=	900 Wdg CuL 0,45 mm \varnothing
n_4	=	20 Wdg CuL 0,3 mm \varnothing

Frequenzkonstanter Gegentaktzerhacker 6 V/40 W

Die Frequenz von Gegentaktzerhackern ist auch dann, wenn der Transformator im Sättigungsbetrieb arbeitet, immer noch etwas abhängig von der Batteriespannung und der Belastung. Sind in einem Anwendungsfall diese Änderungen zu groß, so muß ein synchronisierter Gegentaktzerhacker verwendet werden (Bild 16). Der Leistungsteil wird ausgeführt wie ein selbstschwingender Gegentaktzerhacker. Ein Oszillator, der auf die gewünschte Schwingfrequenz abgestimmt wird, besorgt die Synchronisierung, indem durch geeignete Wicklungen des Steuerübertragers dem Rückkopplungsweig der Leistungsstufe die erforderliche Synchronisierspannung zugeführt wird. Die Synchronisierleistung, die vom Oszillator aufgebracht werden muß, ist um so geringer, je näher die Eigenfrequenz der Leistungsstufe an der Oszillator-Frequenz liegt. Die Ausgangsspannung ist rechteckförmig.

Technische Daten

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

Transformatoren:

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

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

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

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

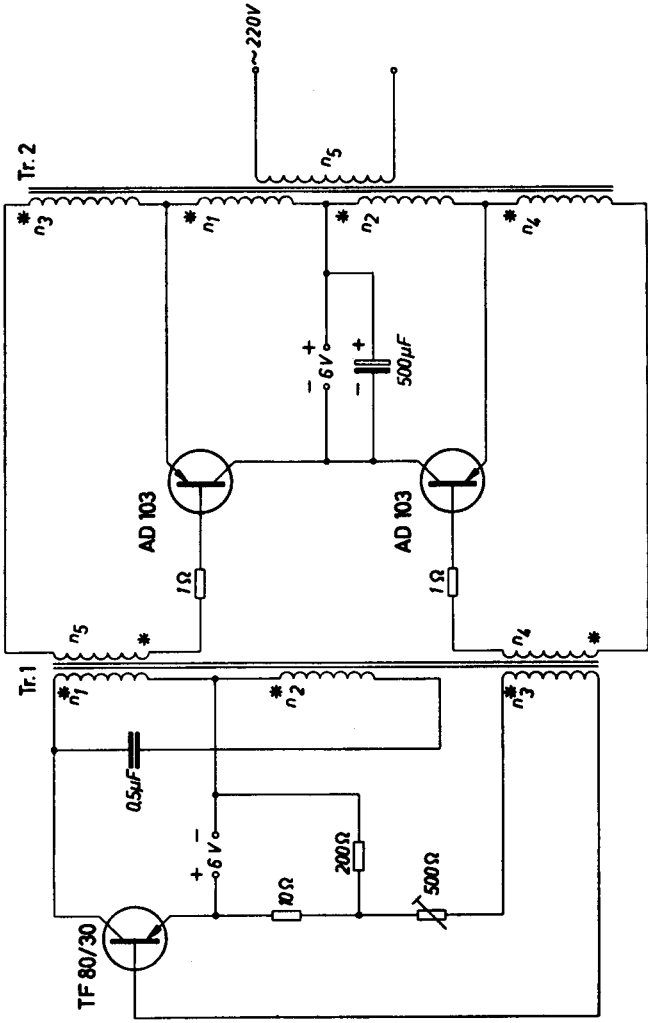


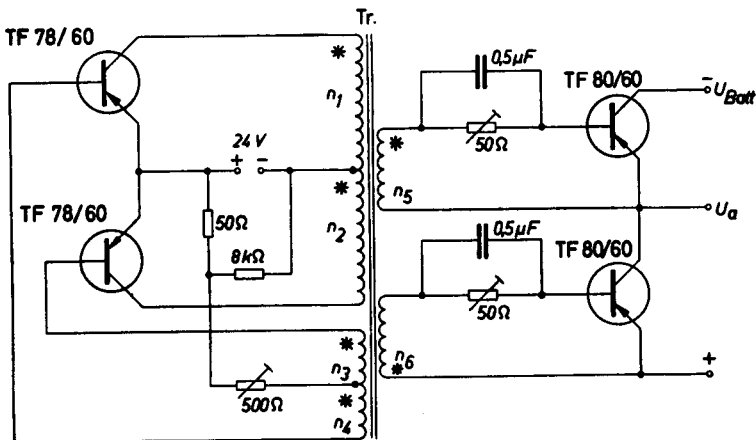
Bild 16

* Punkte gleicher Polarität

Rechteck-Impulsgenerator

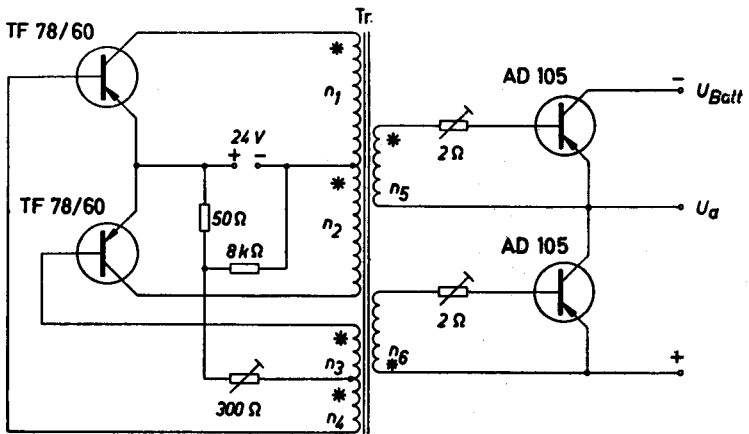
Für die Erzeugung von Rechteckimpulsen aus einer Gleichspannung gibt es verschiedene Möglichkeiten. Viel verwendet werden Zerhacker und Multivibratoren. Beide Schaltungen haben einen bestimmten Innenwiderstand, der beim Zerhacker durch den Spannungsabfall am Transistor und am Transformator bestimmt wird. Der Innenwiderstand des Multivibrators ist während der Hälfte der Periode, in der der Ausgangs-Transistor stromdurchlässig ist, sehr gering; während der anderen Hälfte der Periode ist jedoch der Ausgangswiderstand gleich dem Widerstand des Stromkreises bei gesperrtem Transistor. Die Schaltung nach Bild 17 und Bild 18 zeigt eine Möglichkeit, wie ein Rechteck-Impulsgenerator ausgeführt werden kann, der während der ganzen Zeit einen sehr kleinen Ausgangswiderstand hat. Zwei Leistungstransistoren werden durch einen Rechteckgenerator in Gegentakt gesteuert. Der auftretende Innenwiderstand ist nie größer als der Widerstand des durchgesteuerten Leistungstransistors. Während der Impulszeit, in der durch den Verbraucher Strom fließt, liegt zwischen Verbraucher und Batteriespannung die Kollektor-Emitterstrecke eines durchgeschalteten Transistors. Während der 2. Hälfte der Periode, in der der Strom am Verbraucher Null ist, liegt parallel zu ihm wieder ein durchgeschalteter Transistor, der während der Impulszeit gesperrt war. Dadurch wird erreicht, daß anders als beim Multivibrator hier auch während der stromlosen Zeit der Innenwiderstand sehr klein ist.

Der Scheitelwert der Impulsspannung ist nur abhängig von der Größe der angelegten Batteriespannung. Die Batteriespannung darf nicht größer sein als die zulässige Sperrspannung der verwendeten Leistungstransistoren. Die Schwingfrequenz des Steuerteils wurde mit 500 Hz festgelegt. Sie kann aber mit dem Basistorwiderstand in einem gewissen Bereich geregelt werden.



* Punkte gleicher Polarität

Bild 17



* Punkte gleicher Polarität

Bild 18

Technische Daten zur Schaltung nach Bild 17:

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

Transformator: E I 30 Dyn. B. IV/0,35, o. L, wechselsinnig geschichtet

$n_1 = n_2 =$	400 Wdg CuL 0,12 mm \varnothing bifilar wickeln
$n_3 = n_4 =$	30 Wdg CuL 0,2 mm \varnothing bifilar wickeln
$n_5 = n_6 =$	36 Wdg CuL 0,4 mm \varnothing bifilar wickeln

Technische Daten zur Schaltung nach Bild 18:

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

Transformator: M 42/15 Dyn. Bl. IV/0,35, 0,5 mm L, gleichsinnig geschichtet

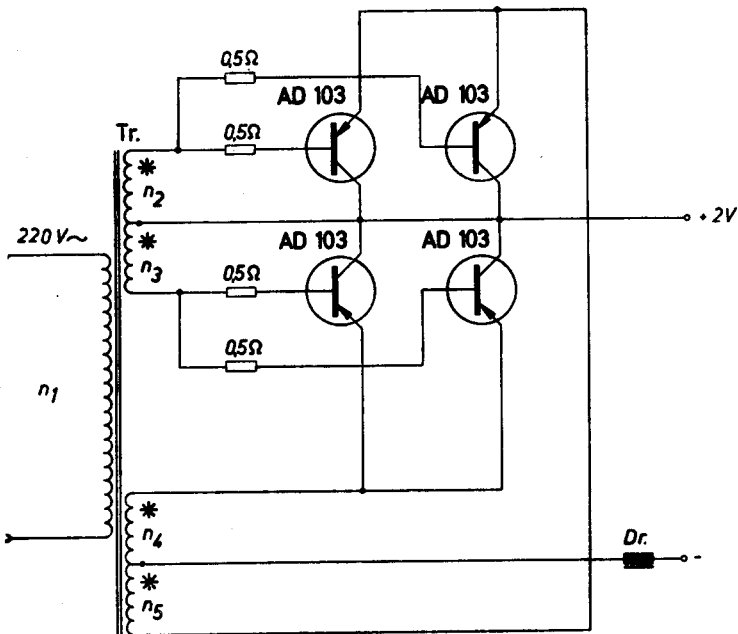
$n_1 = n_2 =$	220 Wdg CuL 0,35 mm \varnothing bifilar wickeln
$n_3 = n_4 =$	22 Wdg CuL 0,35 mm \varnothing bifilar wickeln
$n_5 = n_6 =$	20 Wdg CuL 1,0 mm \varnothing bifilar wickeln

III. Transistoren als Gleichrichter

Um kleine Spannungen mit gutem Wirkungsgrad gleichrichten zu können, sind Gleichrichter-Aggregate mit sehr kleinem Innenwiderstand erforderlich. Den kleinsten Widerstand aller bisher bekannten Gleichrichterelemente hat die Kollektor-Emitter-Strecke eines Germanium-Leistungstransistors.

Niedervolt-Gleichrichter mit 2 V/20 A

Sollen Transistoren als Gleichrichter verwendet werden, so müssen sie periodisch geöffnet und gesperrt werden. Die dazu erforderliche Steuerleistung verringert den Gesamtwirkungsgrad nur um etwa 2%. Um eine Ausgangsspannung mit geringer Welligkeit zu erhalten, ist in der Schaltung nach Bild 19 eine Siebdrossel vorgesehen. Durch diese Siebdrossel erhält der Kollektorstrom Rechteckform, obwohl die Transistoren mit einer Sinusspannung angesteuert werden. Damit nun zu Beginn und am Ende einer Halbperiode keine zu hohen Restspannungen an den Transistoren auftreten, müssen sie eingangssseitig stark übersteuert werden.



* Punkte gleicher Polarität

Bild 19

Beim Aufbau der Schaltung ist auf geringe Übergangswiderstände zu achten. Als Kollektoranschluß wird zweckmäßig nicht der Durchführungsdraht, sondern das ganze Gehäuse verwendet.

Technische Daten

Betriebsspannung	220 V/50 Hz
Nennleistung	40 W
Ausgangsspannung	2 V
Wirkungsgrad	etwa 70 %
Welligkeit der Gleichspannung	25 %
cos φ	0,55

Transformator: M 85/35 Dyn. Bl. IV/0,35, o. L, wechselsinnig geschichtet

- n_1 = 725 Wdg CuL 0,45 mm \varnothing
- $n_2 = n_3$ = 5 Wdg CuL 0,5 mm \varnothing
- $n_4 = n_5$ = 9 Wdg Kupferband 20 mm \times 0,4 mm

Die Wicklungen n_4 und n_5 sollen nebeneinander angeordnet werden. Das Kupferband wird mit einer Papierzwischenlage von 0,05 bis 0,1 mm Dicke gewickelt.

Drossel: M 102/35 Dyn. Bl. IV/0,35, 2 mm L, gleichsinnig geschichtet

Wicklung: 31 Wdg Kupferband 50 mm \times 0,2 mm

Transistor als Einweg-Gleichrichter

Für die Steuerung der Transistoren im Gleichrichterbetrieb kann auch der Spannungsabfall in den Zuleitungsdrähten ausgenützt werden. Das Prinzipschaltbild zeigt das Bild 20. Der Gesamtwirkungsgrad dieser Anordnung ist nicht höher als der, der bei Verwendung von Germanium- oder Siliziumdioden als Gleichrichter erzielt werden kann. Wenn jedoch aus besonderen Gründen eine bestimmte Größe des Zuleitungswiderstandes nicht vermieden werden kann, bringt diese Schaltung auf jeden Fall einen Vorteil, weil damit die am Transistor verbleibende Verlustleistung verkleinert wird.

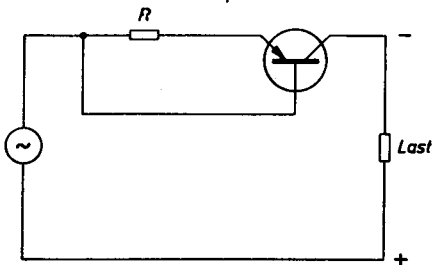


Bild 20

Drehstrom-Gleichrichter mit Transistoren 12 V/180 W

Mit der Schaltung nach Bild 21 kann Drehstrom gleichgerichtet werden. An Stelle der hier verwendeten 3 Transformatoren kann auch ein Drehstrom-Transformator verwendet werden.

Technische Daten		Ausgangsspannung	12 V
Betriebsspannung	220/380 V	Gesamtwirkungsgrad	88 %
Nennleistung	180 W	Wirkungsgrad des Gleichrichters	96 %

Transformatoren:

Tr. 1, Tr. 2 und Tr. 3: M 85/35 Dyn. Bl. IV/0,35, o. L, wechselsinnig geschichtet

n_1 = 820 Wdg CuL 0,45 mm \varnothing

n_2 = 3 \times 22 Wdg CuL 1,5 mm \varnothing gemeinsam wickeln und parallel schalten

$n_3 = n_4 = 2$ Wdg CuL 0,5 mm \varnothing

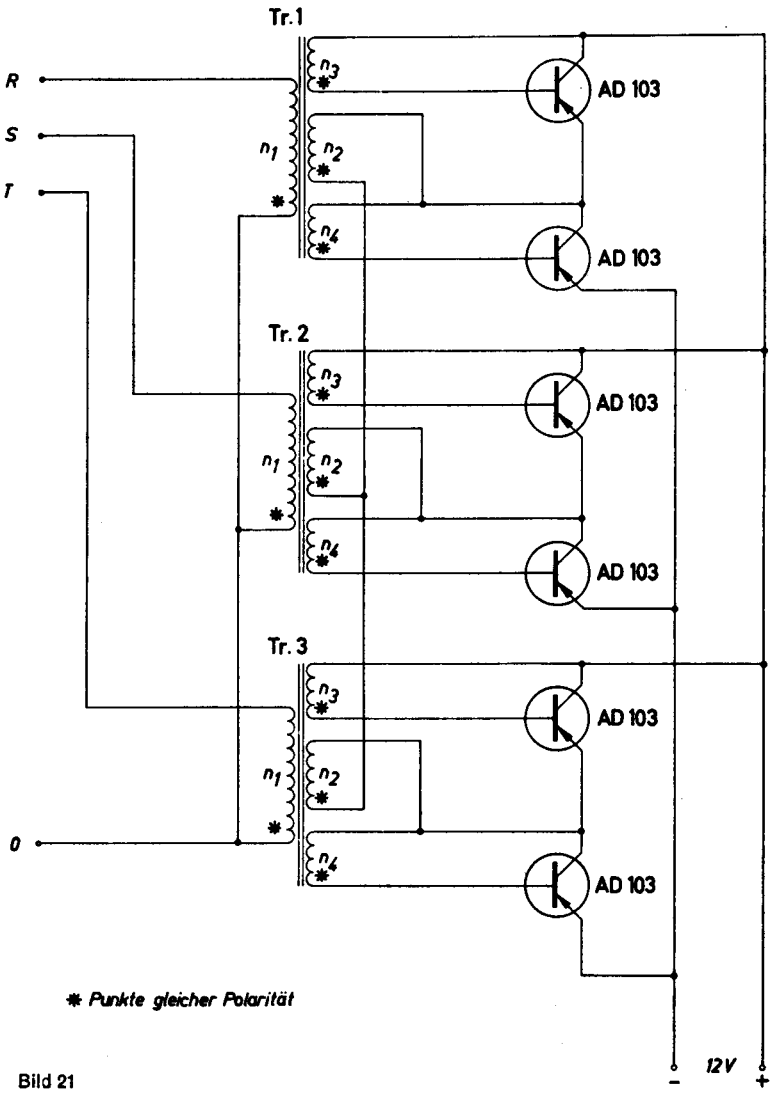


Bild 21

IV. Multivibratoren

Eine ausführliche Beschreibung mit Berechnungshinweisen für astabile, monostabile und bistabile Multivibratoren wurde bereits im Schaltbeispielheft 1960 gegeben.

Astabiler Multivibrator für kleine Schwingfrequenz

Soll mit einem astabilen Multivibrator in der üblichen Schaltung eine kleine Schwingfrequenz, z. B. 50 Hz erzielt werden, so werden die Kondensatoren, die die Tastzeiten bestimmen, sehr groß. Für solche Anwendungsfälle zeigt das Bild 22 eine Schaltung, in der der Kondensator sehr klein gehalten werden kann. Er ist etwa um den Faktor der Summe der Stromverstärkung der beiden verwendeten Transistoren kleiner als bei einem astabilen Multivibrator der üblichen Schaltung mit gleichen Tastzeiten.

Für die Betrachtung der Funktionsweise dieser Schaltung geht man am besten von einem Augenblickszustand aus. Wenn z. B. der Transistor T_1 stromdurchlässig ist, so ist der Transistor T_2 gesperrt, weil die Basis-Emitterstrecke dieses Transistors durch T_1 kurzgeschlossen ist.

Der Kondensator C wird über die Widerstände R_4 und R_2 und über die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_1 aufgeladen. Sobald die Spannung am Kondensator den Wert der Batteriespannung erreicht hat, sinkt der Ladestrom auf Null. Der Transistor erhält keinen Basisstrom mehr und wird gesperrt. Der Kurzschluß der Steuerseite des Transistors T_2 ist aufgehoben und dieser Transistor wird nun über den Widerstand R_3 offen gehalten. Der Kondensator C entlädt sich nun über die Widerstände R_1 und R_2 und über die Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors T_2 . Dabei wird die negativ geladene Platte des Kondensators mit dem positiven Pol der Batterie verbunden. Dadurch gelangt an die Basis des Transistors T_1 eine positive Spannung, die etwa gleich groß wie die Batterie-

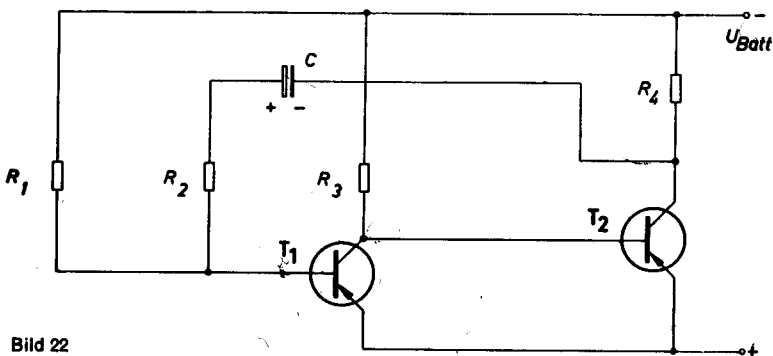


Bild 22

spannung ist und den Transistor sperrt. Sobald der Kondensator entladen ist, wird der Transistor T_1 durch den über R_1 fließenden Basisstrom etwas geöffnet. Der Arbeitspunkt des Transistors T_2 wird in Sperrichtung verschoben. Die Spannungsänderung am Kollektor dieses Transistors bewirkt durch die Verkopplung über den Kondensator C ein rasches vollständiges Öffnen des Transistors T_1 . Der Transistor T_2 wird gesperrt und der Kondensator aufgeladen. Damit ist der Ausgangspunkt der Betrachtungen wieder erreicht. Bei der Wahl des Widerstandes R_1 muß darauf geachtet werden, daß der Strom über ihn nicht ausreicht, um den Multivibrator in einer bestimmten Stellung zu halten.

$$R_1 \geq B_1 \cdot B_2 \cdot R_4 \quad (1)$$

Dabei sind B_1 und B_2 die statische Stromverstärkung der Transistoren T_1 und T_2 . Der Widerstand R_4 ist der Lastwiderstand, der z. B. im Falle eines Blinkers eine Glühlampe sein kann. Es ist dann der Warmwiderstand der Glühlampe einzusetzen.

Über den Widerstand R_2 muß ein so großer Strom fließen können, daß der Transistor T_1 voll durchgeschaltet wird.

$$R_2 \leq B_1 \cdot B_2 \cdot R_4 \quad (2)$$

Es wird als Vereinfachung angenommen, daß der Widerstand R_4 viel kleiner ist als der Widerstand R_2 , was praktisch auch tatsächlich der Fall ist.

Über den Widerstand R_3 muß der für die Durchsteuerung des Transistors T_2 notwendige Basisstrom fließen können.

$$R_3 \leq B_2 \cdot R_4 \quad (3)$$

Der Widerstand R_1 darf nicht zu groß gewählt werden, damit der über ihn fließende Strom durch den Transistor T_1 verstärkt am Kollektor des Transistors T_2 eine so starke Potentialänderung hervorruft, daß die Umschaltung eingeleitet wird.

Für die Ermittlung der Größe des Kondensators C muß folgendes beachtet werden: Die Zeit t_1 , in der der Transistor T_1 durchgeschaltet wird, ist dann beendet, wenn über den Kondensator C kein ausreichend großer Strom mehr fließen kann, um den Multivibrator in dieser Stellung zu halten. Nimmt man an, daß der Widerstand R_2 etwa den 3. Teil des nach Gleichung 2 errechneten Grenzwertes erhält, so wird der kritische Umschaltzeitpunkt ungefähr nach der Zeit

$$t_1 = R_2 \cdot C \quad (4)$$

erreicht werden. Die Größe des Widerstandes R_4 ist wieder vernachlässigt. Wird der Widerstand R_2 größer ausgeführt, so gilt die Formel (4) nicht mehr. Die Zeit t_1 wird dann kleiner, d. h. der Kondensator muß größer gewählt werden.

Die Zeit t_2 , in der der Transistor T_2 durchgeschaltet ist, ist dann beendet, wenn der Kondensator C so weit entladen ist, daß die positive Spannung an der Basis des Transistors T_1 nicht mehr ausreicht, um den Transistor T_1 sicher zu sperren. Da die Entladung über die Widerstände R_1 und R_2 vor sich geht, wird die Zeit t_2 immer etwas größer sein als die Zeit t_1 .

Wie aus den Formeln (1) bis (3) hervorgeht, funktioniert dieser Multivibrator einwandfrei, wenn die Stromverstärkung der Transistoren nicht zu stark streut. Eine Streuung der Stromverstärkung von 1 zu 2 kann gerade noch zugelassen werden. Bei der Verwendung dieser Schaltung als Blinker liegen die Verhältnisse etwas günstiger, weil die verschiedenen Widerstände der Blinkerlampe im warmen und im kalten Zustand das Kippen des Multivibrators erleichtern.

Blinker für 6 V/2,4 W

In Bild 23 ist die praktische Ausführung einer solchen Blinkerschaltung angegeben. Weil diese Schaltung nur dann einwandfrei funktioniert, wenn die Stromverstärkung der Transistoren nur wenig streut, ist bei den Transistoren die Stromverstärkungsgruppe angegeben. Durch eine geringfügige Änderung der Widerstände können selbstverständlich auch Transistoren mit anderen Stromverstärkungen verwendet werden.

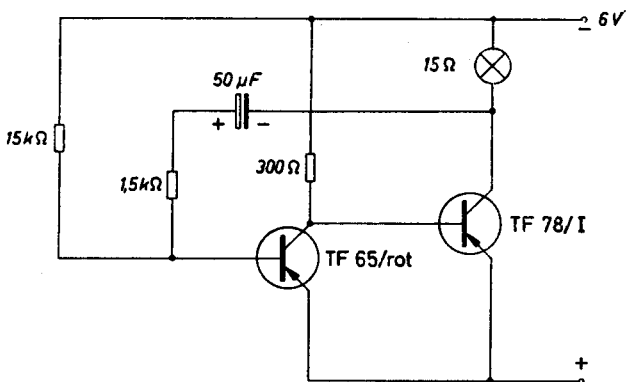


Bild 23

Blinker für 2,6 V/2,6 W

In Bild 24 ist die Schaltung eines ähnlichen Blinkers für eine kleinere Batteriespannung angegeben. Wegen des höheren Lampenstromes wurde hier der Leistungstransistor TF 80/30 verwendet.

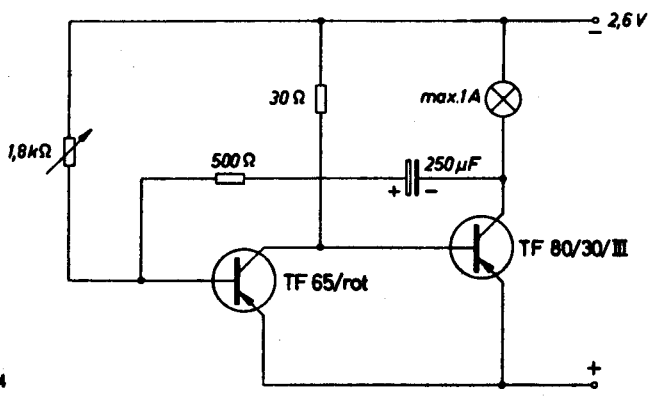


Bild 24

u

V. Photoverstärker

Mit dem Silizium-Photoelement BPY 11 können lichtempfindliche Schaltverstärker für die verschiedensten Anwendungen gebaut werden. Dieses Photoelement hat eine besonders hohe Anfangsempfindlichkeit, d. h., es gibt auch bei kleinen Beleuchtungsstärken schon eine verhältnismäßig hohe Energie ab. Die äußeren Abmessungen des Elementes sind so gewählt, daß auf eine Länge von 1 Zoll 10 Elemente nebeneinander angebracht werden können, was besonders bei Lochstreifenabtastung wichtig ist. Die Grenzfrequenz ist 30 kHz. Die höchstzulässige Betriebstemperatur für das Photoelement BPY 11 beträgt 150 °C.

Lichtempfindlicher Schaltverstärker

In den Bildern 25 und 26 sind die Schaltungen von lichtempfindlichen Schaltverstärkern angegeben. Sie unterscheiden sich untereinander dadurch, daß in der Schaltung nach Bild 25 bei Lichteinfall auf das Photoelement BPY 11 der Magnet am Ausgang angezogen wird und in der Schaltung nach Bild 26 der Hubmagnet bei Abdunklung des Photoelementes anspricht. Die beiden Schaltverstärker haben, soweit es möglich ist, die gleiche Ausführung, damit die entgegengesetzten Funktionen durch geringfügige Änderung erreicht werden können. Das Photoelement BPY 11 bringt einen Schmitt-Trigger zum Kippen. Dadurch wird der angeschlossene eigentliche Schaltverstärker scharf durchgesteuert und der Magnet zieht schlagartig an. Für den Schmitt-Trigger und den Schaltverstärker sind getrennte Stromversorgungen vorgesehen, damit eine Rückwirkung vom Schaltverstärker auf den Multivibrator verhindert wird. Die Stromaufnahme des Schmitt-Triggers ist mit 6 mA sehr gering und er kann deshalb z. B. aus einer Trockenbatterie gespeist werden. Mit dem Potentiometer R_1 kann die gewünschte Empfindlichkeit eingestellt werden. Durch den Heißeiter (Thernewid*) Th bleibt diese Empfindlichkeit über einen weiten Temperaturbereich fast konstant. Die Justierung des Schmitt-Triggers erfolgt mit dem Potentiometer R_2 , und zwar so, daß an der Kollektor-Basisstrecke des Transistors II eine Restspannung von etwa 0,1 V verbleibt. Die Empfindlichkeit des Schmitt-Triggers kann mit dem Potentiometer R_3 eingestellt werden. Beginnend am Kollektor des Transistors I wird der Abgriff gegen negatives Potential so lange verschoben, bis die höchste Empfindlichkeit erreicht ist. Dabei muß stets die Restspannung am Transistor II kontrolliert und mit dem Potentiometer R_4 nachgeregelt werden. Die Temperaturstabilität des Schaltverstärkers wird wesentlich durch die Größe des Widerstandes an der Basis des Transistors III bestimmt. Der hier angegebene Wert von 600 Ω garantiert ein einwandfreies Funktionieren bis etwa 50 °C. Treten so hohe Temperaturen nicht auf, so kann der Widerstand erhöht werden, wobei die Empfindlichkeit steigt. Die Ankopplung des Schaltverstärkers an den Schmitt-Trigger erfolgt über eine Zenerdiode SZ 6, damit im Ruhezustand durch die Restspannung am Transistor II der Schaltverstärker nicht aufgesteuert wird.

Technische Daten: Heißeiter (Thernewid) Th: K 11, 50 k Ω

Relais Rel.: Tris 154 c nach TBv 65426/93 d

* Eingetragenes Warenzeichen

Bild 25

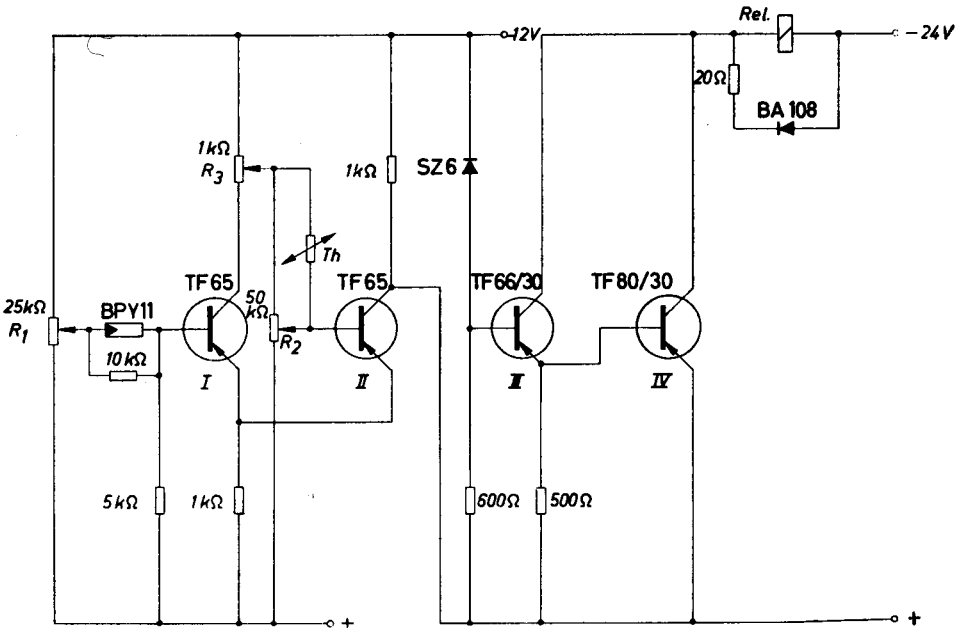
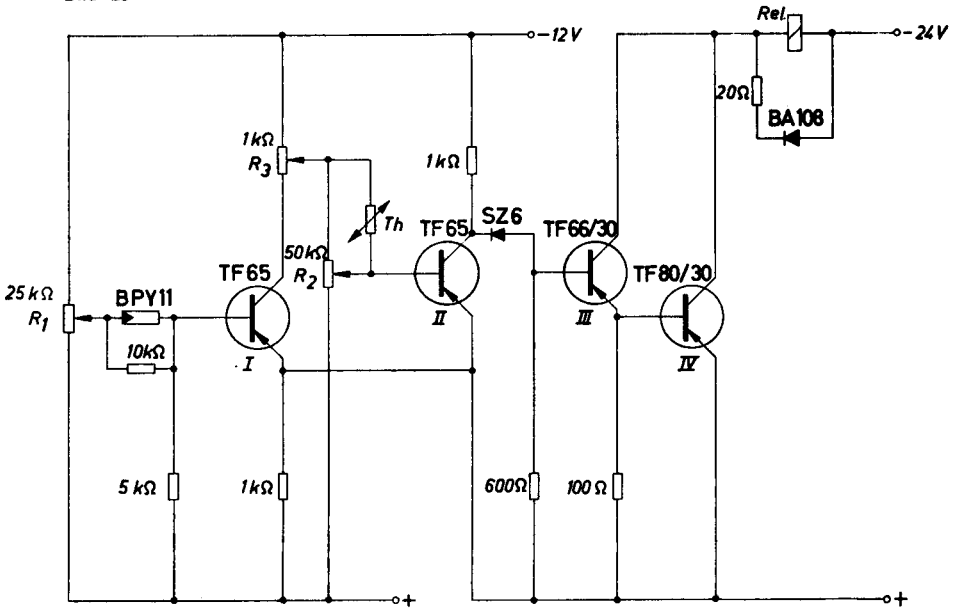


Bild 26

Photoverstärker

In Bild 27 ist eine weitere Abwandlung der vorher beschriebenen Schaltung gezeigt. Das Auftreffen von Licht auf das Silizium-Photoelement BPY 11 bewirkt ein Ansprechen des Relais. Die Stromversorgung erfolgt hier aus einer gemeinsamen Batterie. Durch eine starke Siebung wird eine Rückwirkung vom Schaltverstärker auf den Schmitt-Trigger vermieden. Gleichzeitig wird durch den Vorwiderstand die Versorgungsspannung für den Schmitt-Trigger auf 12 V gesenkt.

Technische Daten

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

Relais Rel.: Tris 154 c nach TBv 65426/93 d.

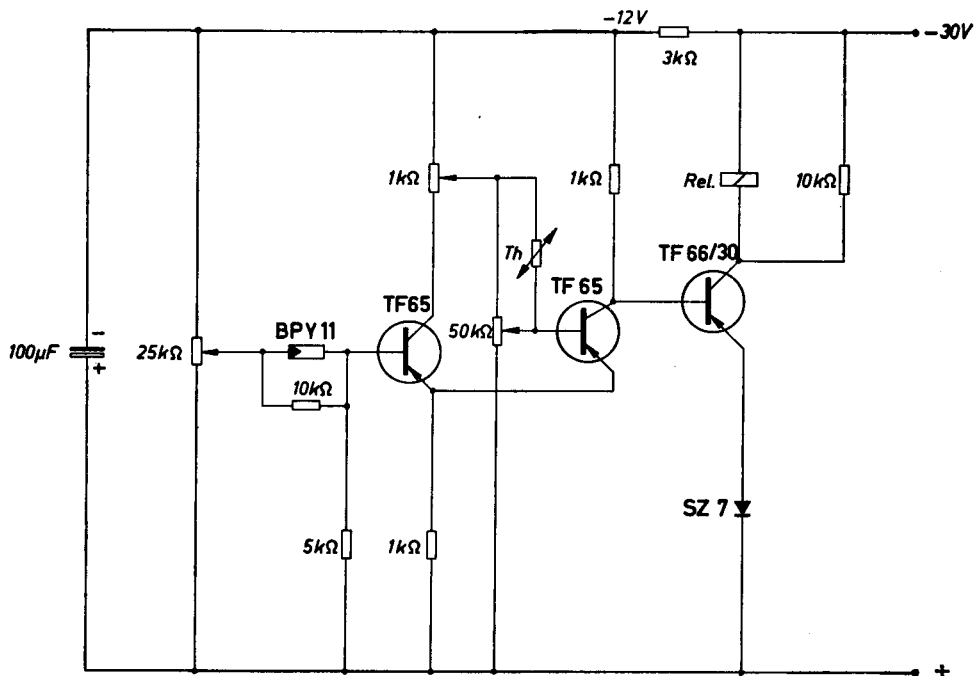


Bild 27

VI. Steuer- und Regelschaltungen

Halbleiter-Bauelemente ermöglichen auf vielfältige Weise die Umwandlung von Meßwerten. Mit Halbleitern kann eine Temperaturänderung als Spannungs- oder Stromänderung ausgedrückt werden. Bei Photodioden und Photoelementen ist ähnliches bei einer Änderung der Lichtintensität möglich, wie das vorhergehende Kapitel zeigt. Eine Vielfalt von Möglichkeiten eröffnet die Verwendung von Hallgeneratoren. Es kann sowohl die Produktbildung als auch die Abhängigkeit der Hallspannung von den beiden Werten Steuerstrom und Magnetfeld getrennt ausgenutzt werden.

Elektronische Zählereinheit mit Vorwahl

Eine Zählschaltung, die zusammen mit Geiger-Müller-Zählrohren zur Stückzahlermittlung an Fließbändern oder als dekadischer Unter-setzer verwendet werden kann, zeigt das Bild 28. Die Zählereinheit zählt jeden am Eingang ankommenden Impuls. Die Impulse müssen rechteckförmig sein; sinusförmige Impulse werden nicht gezählt. Nach jedem 10. Zählimpuls wird am Ausgang ein positiver Impuls abgegeben, der zur Ansteuerung einer 2. Zähldekade verwendet werden kann. Dem Hintereinanderschalten derartiger dekadischer Zählereinheiten ist keine Grenze gesetzt. Jede Zählereinheit zählt eine Zehner-Potenz, so daß man z. B. mit 3 Dekaden von 0 bis 999 zählen kann. Bei kleineren Zählgeschwindigkeiten können als zweite und folgende Zählereinheiten auch mechanische Zählrelais verwendet werden. Für das Anschließen eines mechanischen Zählrelais an den Ausgang einer elektronischen Dekade ist ein Schaltverstärker erforderlich. Durch die Lösch-taste kann die Zählstufe von jeder Anzeigeeinheit auf Null zurückgestellt werden. Zum Zählen bis 10 im Binärsystem sind 4 Multivibratorstufen erforderlich. Diese Zählkette würde erst nach $2^4 = 16$ positiven Impulsen wieder den Ausgangszustand Null erreichen. Deshalb sind noch 2 Koppelleitungen vorgesehen, mit deren Hilfe nach dem 10. Zählimpuls bereits der Zustand Null wieder hergestellt wird. In vielen Fällen ist es erwünscht, durch Vorwahl eine bestimmte Zahl einstellen zu können, bei deren Erreichen der Zählvorgang beendet werden soll und unter gleichzeitiger Abgabe eines bestimmten Ausgangsimpulses die Dekade wieder auf Null zurückgestellt wird. Durch eine geeignete Diodenschaltung ist dieses Problem hier gelöst. Durch einen Stufenschalter mit zwei Ebenen können die Ziffern 0 bis 9 vorgewählt werden. Sind so viele Zählimpulse am Eingang angekommen, wie der vorgewählten Zahl entspricht, so wird ein Ausgangssignal von etwa $130 \mu\text{A}$ abgegeben. Damit kann z. B. ein Schaltverstärker angesteuert werden, der dann die gewünschten Vorgänge auslöst. Der Schaltverstärker kann so ausgeführt werden, daß entweder mit Hilfe eines Transistors oder eines Relais eine Löschung des gezählten Wertes erreicht wird.

Technische Daten		Mindestspannung	
Betriebspannung		der Steuerimpulse	12 V
der Zählstufe	35 V	Maximale Zählfrequenz	2000 Hz
Betriebsstrom der Zählstufe	45 mA	Temperaturbereich	-10 °C bis +50 °C

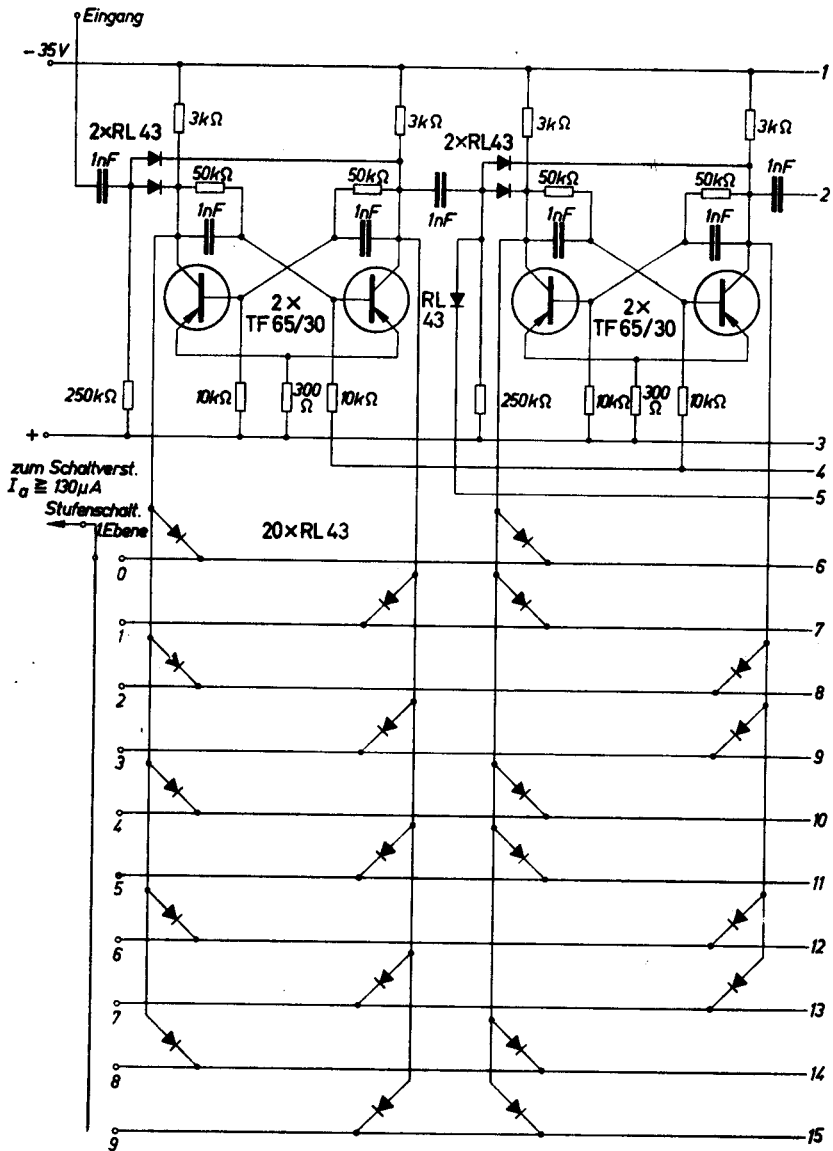


Bild 28

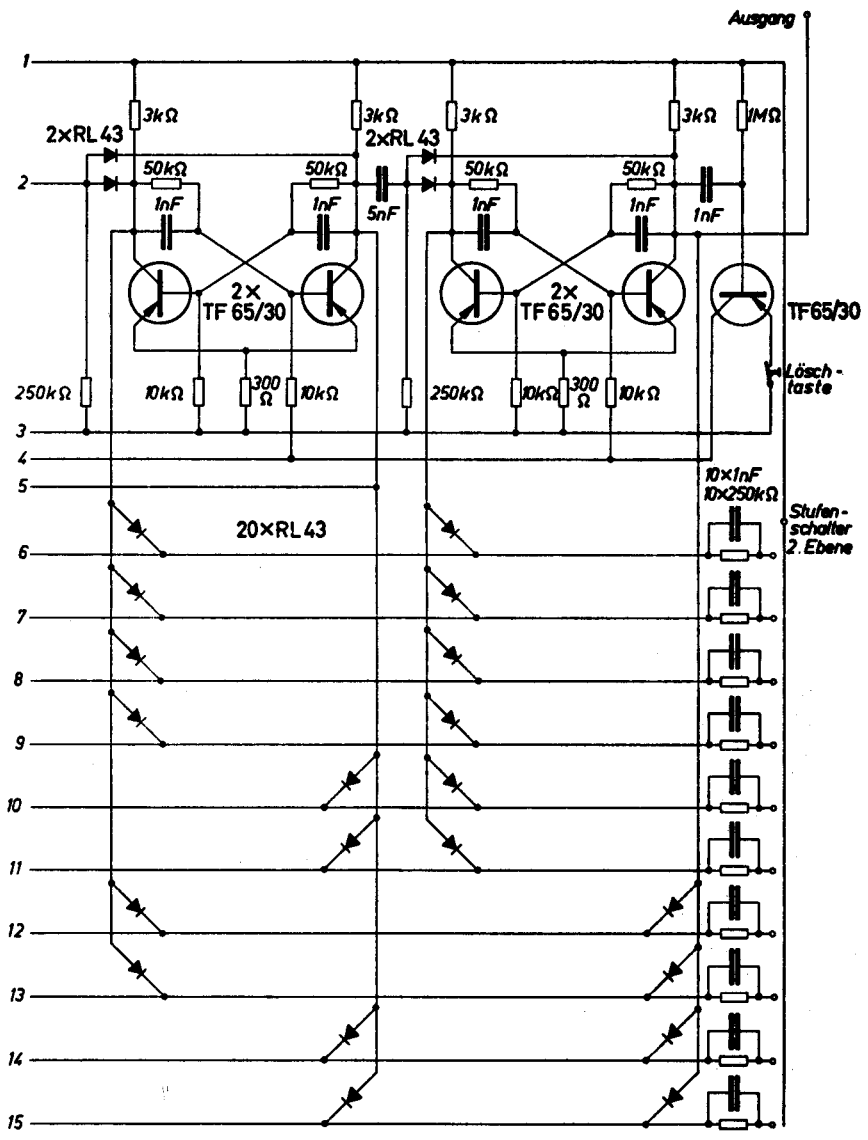


Bild 28

Magnetempfindliche Steuerschaltung

Hallgeneratoren geben eine Spannung ab, deren Größe abhängig ist vom Steuerstrom und vom Magnetfeld, das auf den Hallgenerator wirkt. Wird der Steuerstrom konstant gehalten, so kann mit Hilfe von Hallgeneratoren die Stärke eines Magnetfeldes gemessen werden. Ähnlich wie Lichtschranken mit photoelektrischen Bauteilen können mit Hallgeneratoren Schranken errichtet werden, bei denen das auslösende Element ein Magnet ist, der in einer bestimmten Entfernung angeordnet ist oder vorbeigeführt wird. Die Schaltung nach Bild 29 zeigt eine solche Schranke. Das Relais am Ausgang soll ansprechen, wenn ein Stabmagnet von der Größe $20 \times 35 \times 115$ mm mit einer Induktion von 12 000 Gauß dem Hallgenerator auf 20 cm genähert wird.

Weil Wechselstromverstärker temperaturstabiler sind als Gleichstromverstärker, wird der Steuerstrom des Hallgenerators als Wechselstrom ausgeführt. Der Steuerstrom wird geliefert von einem Transistor-Oszillator mit einer Schwingfrequenz von 1 000 Hz. Der Steuerstrom ist mit den Potentiometern R_1 und R_2 auf den maximal zulässigen Wert von 120 mA einzustellen. Die Resthallspannung des Hallgenerators ist kompensiert. Der Temperaturgang der Null-Komponente wird mit Hilfe des Heißleiters (Thernewid) Th ausgeglichen. Weil wegen des Steuerwechselstromes auch die Hallspannung eine Wechselspannung ist, kann mit Hilfe eines Eingangsübertragers $Tr. 2$ eine gute Anpassung des Eingangswiderstandes des Wechselstromverstärkers an den niedrigen Ausgangswiderstand des Hallgenerators hergestellt werden. Über einen Gleichrichter ist an die Endstufe des Wechselstromverstärkers ein Relais angeschaltet, das bei der bereits beschriebenen Annäherung eines Stabmagneten an den Hallgenerator anspricht. Der Hallgenerator ist an eine Mu-Metall-Antenne von der Größe 2×100 cm anzubringen, damit ein möglichst großer Teil des magnetischen Streufeldes des Stabmagneten aufgefangen wird.

Technische Daten

Transformatoren:

Tr. 1: Siferrit-Schalenkern, B 65581 N 22 A 400

$n_1 = 150$ Wdg CuL 0,22 mm \varnothing

$n_2 = 620$ Wdg CuL 0,14 mm \varnothing

$n_3 = 32$ Wdg CuL 0,14 mm \varnothing

$n_4 = 50$ Wdg CuL 0,4 mm \varnothing

Tr. 2: M 30/7, Dyn. Bl. IV/0,35, 0,3 L, gleichsinnig geschichtet

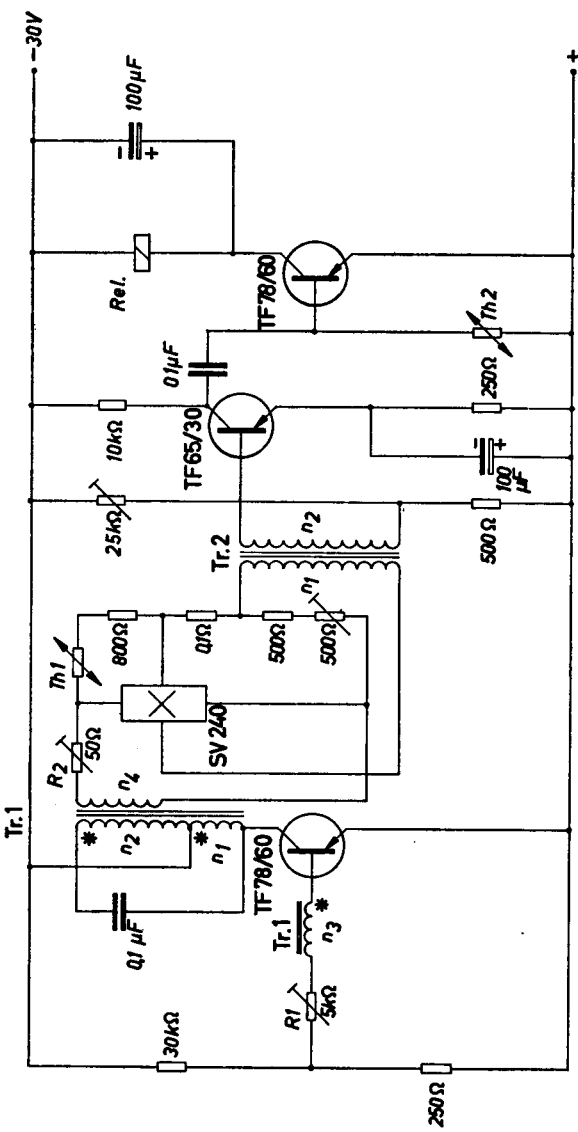
$n_1 = 400$ Wdg CuL 0,24 mm \varnothing

$n_2 = 4000$ Wdg CuL 0,07 mm \varnothing

Th 1: Heißleiter (Thernewid) K 25, 10 Ω

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

Relais Rel.: Trls 154c nach TBv 65426/93 d



* Punkte gleicher Polarität

Bild 29

Ein kontaktloses Auswahlsystem mit Hallgeneratoren

Bei den mit fortschreitender Automatisierung zunehmenden Anforderungen an die Sicherheit der zur Steuerung verwendeten Einrichtungen ist es häufig notwendig, die Wahrscheinlichkeit für das Ausfallen oder die Fehlanzeige einer Meßeinrichtung und die damit verbundene Falschbetätigung einer Steuereinrichtung durch geeignete Anordnungen zu verringern. Dies geschieht in einfacher Weise durch das Anbringen mehrerer Meßeinrichtungen und eine geeignete Auswahl der Meßergebnisse. Diese Methode ist erst sinnvoll, wenn mindestens 3 Meßstellen verwendet werden, weil erst dann beim Ausfallen einer Meßstelle auf Grund der gleichen Ergebnisse der beiden anderen Meßstellen die richtige Auswahl getroffen werden kann. Für das einfachste der Auswahlssysteme, das Zwei-von-drei-System, bieten sich die Multiplikatoreigenschaften des Hallgenerators an. Der Hallgenerator führt folgende Rechnung aus:

$$u_h = k \cdot i_1 \cdot B$$

Dabei ist u_h die Hallspannung, k eine Konstante, i_1 der Steuerstrom und B die magnetische Induktion. Die magnetische Induktion ist proportional einem Feldstrom i_B . Es gilt also auch:

$$u_h = k \cdot i_1 \cdot i_B$$

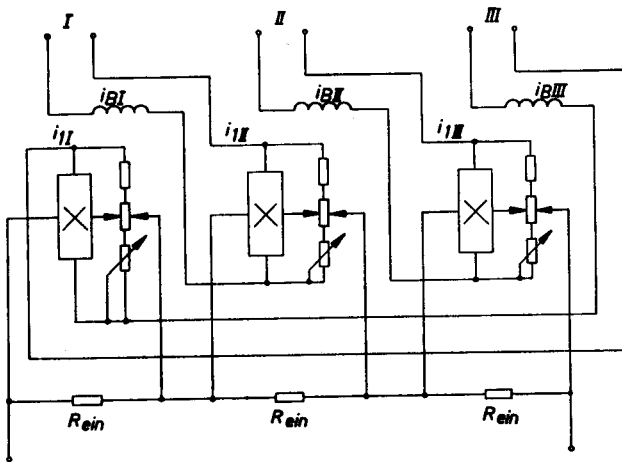


Bild 30

Schaltet man drei gleiche Hallgeneratoren in der in Bild 30 gezeigten Weise zusammen und dimensioniert die Feldwicklungen derart, daß die maximale magnetische Induktion bei $i_B = i_{1\max}$ entsteht, so gilt:

$$\begin{aligned}u_{hI} &= k \cdot i_{1I} \cdot i_{BI} = k \cdot i_{1I} \cdot i_{1II} \\u_{hII} &= k \cdot i_{1II} \cdot i_{BII} = k \cdot i_{1II} \cdot i_{1III} \\u_{hIII} &= k \cdot i_{1III} \cdot i_{BIII} = k \cdot i_{1III} \cdot i_{1I} \\u &= u_{hI} + u_{hII} + u_{hIII}\end{aligned}$$

Geben nun die Meßstellen I, II und III Signale ab, die den Zustand Eins oder den Zustand Null bedeuten, so läßt sich für die Spannung u in Abhängigkeit von den Zuständen der Meßstellen folgende Tabelle angeben:

Meßstelle:	I	II	III	u
	1	1	1	1
	1	1	0	1
	1	0	1	1
	0	1	1	1
	0	0	1	0
	0	1	0	0
	1	0	0	0
	0	0	0	0

Bei einer geeigneten Auswertung der Spannung u liefern immer 2 Meßstellen mit dem gleichen Ergebnis auch das Gesamtergebnis.

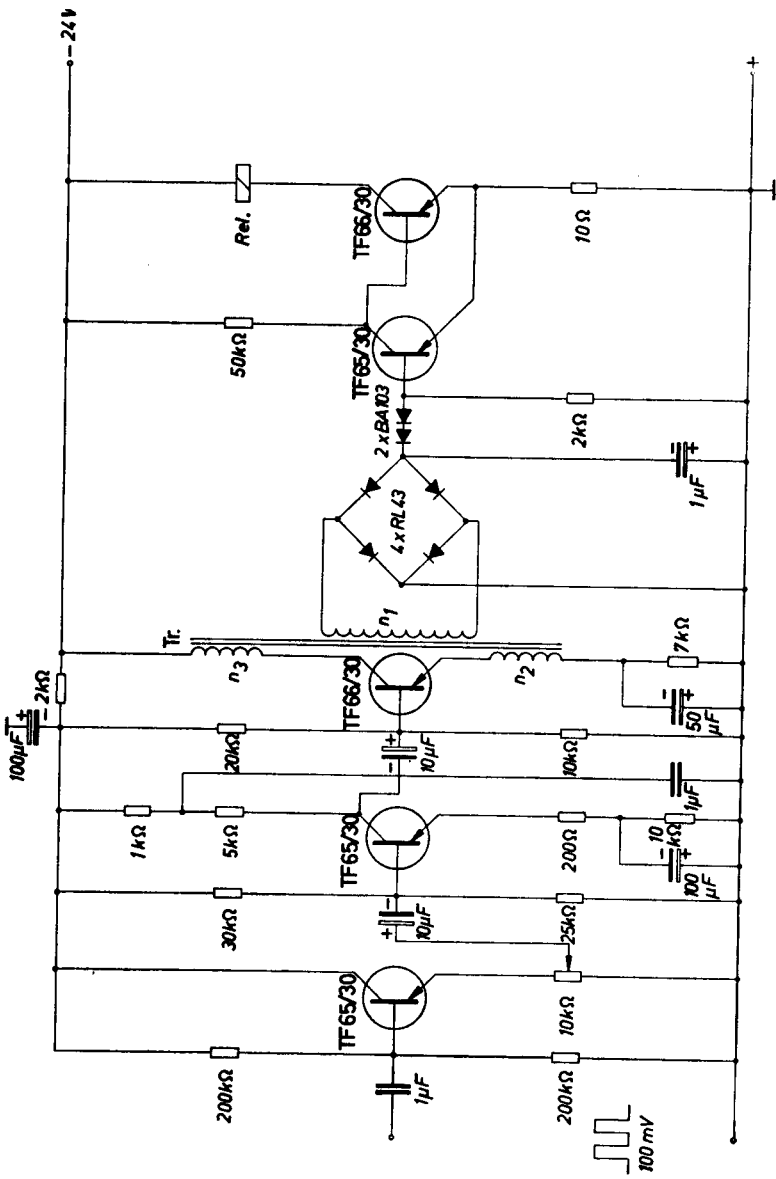


Bild 31

Schwellwertverstärker

In Bild 31 ist die Schaltung eines Schwellwertverstärkers gezeigt. Bei der Ansteuerung dieses Verstärkers mit einer Rechteck- oder Sinusspannung wird bei Erreichen eines bestimmten, mit dem Widerstand R_1 einstellbaren Spannungswertes von z. B. 0,1 V, ein Ansprechen des Relais im Ausgangskreis bewirkt. Die Genauigkeit des eingestellten Schwellwertes beträgt 1%. Um eine möglichst konstante Verstärkung zu erreichen, wurden starke Gegenkopplungen vorgesehen. Die beiden Silizium-Dioden BA 103 sind in Durchlaßrichtung geschaltet und dienen dazu, die Genauigkeit des Schwellwertes zu verbessern. Dies wird durch die sehr steile Durchlaßcharakteristik von Silizium-Dioden bewirkt. Wenn der Transformator anders ausgeführt wird, kann auch eine Zenerdiode verwendet werden.

Technische Daten

Transformator Tr.: M 30/10 Dyn. Bl. IV/0,35, 0,3 mm L, gleichsinnig geschichtet

$n_1 = 740$ Wdg CuL 0,07 mm \varnothing

$n_2 = 400$ Wdg CuL 0,07 mm \varnothing

$n_3 = 5600$ Wdg CuL 0,07 mm \varnothing

Relais Rel.: Tris 154c nach TBv 65426/93d

Gleichlaufsteuerung

Mit Hilfe der Schaltung nach Bild 32 kann erreicht werden, daß der an einem Potentiometer angezeigte veränderbare Sollwert auf einem zweiten Potentiometer automatisch mit großer Genauigkeit nachgeregelt wird. Diese Aufgabe wurde mit einem hochempfindlichen temperaturkompensierten Gleichstromverstärker gelöst. Solange die Brücke am Eingang verstimmt ist, bleibt das Relais am Ausgang des Verstärkers angezogen und mit einem Stellmotor kann das zweite Potentiometer nachgeregelt werden.

Eine Brückenschaltung arbeitet nur dann genau und unabhängig von der jeweiligen Einstellung der Potentiometer, wenn die Spannung in der Brücken- Diagonale Null ist und vom Anzeigeorgan kein Strom aufgenommen wird. Jeder Transistor benötigt für seine Aussteuerung eine bestimmte Leistung. Deshalb ist die letztgenannte Forderung nur sehr schwer zu erfüllen. In der hier gezeigten Anordnung ist die Auswirkung des Eingangswiderstandes des Transistors kompensiert. Weil sich der Eingangswiderstand des Transistors mit der Temperatur etwas ändert, ist in der Kompensationsschaltung auch ein Heißeiter angeordnet. Es wird dadurch erreicht, daß die Brücke nur mit einem Strom von 3 bis 5 μA belastet wird, wenn das Relais am Ausgang des Verstärkers anzieht. Die Brücken-Speisespannung wurde mit 100 V verhältnismäßig hoch gewählt, um eine hohe Ansprechempfindlichkeit zu erreichen.

Technische Daten

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

$n_1 = 4200$ Wdg CuL 0,1 mm \varnothing

$n_2 = 2700$ Wdg CuL 0,09 mm \varnothing

$n_3 = 410$ Wdg CuL 0,25 mm \varnothing

Th 1: Heißeiter (Thernewid) K 11, 10 k Ω

Th 2: Heißeiter (Thernewid) K 25, 10 Ω

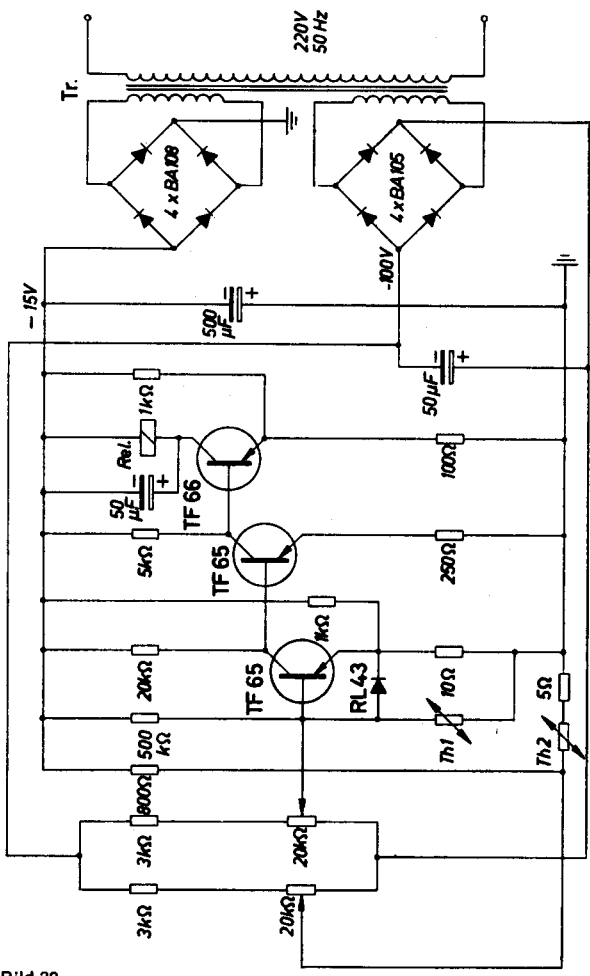


Bild 32

SRH, Halbleiter, Schaltbeispiele, April 1967

Schaltverstärker mit guten Sperreigenschaften

Über die Kollektor-Emitterstrecke eines Transistors fließen je nach der Betriebsart im Sperrbetrieb Restströme von verschiedener Größe. Man unterscheidet zwischen dem Reststrom bei offener Basis, dem Reststrom bei Kurzschluß zwischen Basis und Emitter und dem Reststrom bei gesperrter Basis-Emitter-Diode. Die Basis-Emitter-Diode ist dann gesperrt, wenn z. B. beim pnp-Transistor die Basis eine, bezogen auf den Emitter, positive Vorspannung erhält. Der Sperrstrom ist bei diesem Betrieb am kleinsten, während er bei offener Basis am größten ist.

Die positive Vorspannung an der Basis kann durch das Einführen einer Silizium-Diode in den Emitterkreis hergestellt werden. Die Silizium-Diode ist in Durchlaßrichtung betrieben und die Basis liegt an einem, um den Wert der sogenannten Schleusenspannung der Diode positiveren Potential als der Emitter, wenn zwischen der Basis und dem Pluspol der Batterie ein verhältnismäßig kleiner Widerstand liegt.

Der in der Schaltung nach Bild 33 vorgesehene Widerstand R_V kann unter Umständen entfallen, weil über den Transistor immer ein Sperrstrom fließt, der den notwendigen Spannungsabfall an der Silizium-Diode hervorruft. Silizium-Dioden haben eine sehr steile Durchlaßkennlinie. Deshalb wird der Spannungsabfall an der hier vorgesehenen Diode BA 103 auch nicht viel größer, wenn der Transistor durchgeschaltet wird und der Kollektorstrom stark ansteigt.

In Bild 34 ist die Schaltung eines zweistufigen Verstärkers gezeigt. Wenn der Transistor T_1 stromdurchlässig ist, ist der Transistor T_2 gesperrt. Die Silizium-Diode BA 103 sorgt wieder für einen kleinen Sperrstrom. Wenn die Restspannung des Transistors T_1 verhältnismäßig groß ist, so müssen im Emitterkreis des Transistors T_2 zwei Silizium-Dioden hintereinandergeschaltet werden.

Auf jeden Fall ist dies in der Schaltung nach Bild 35 erforderlich, wo die erste und die zweite Stufe mit Silizium-Dioden ausgestattet sind. Der Spannungs-

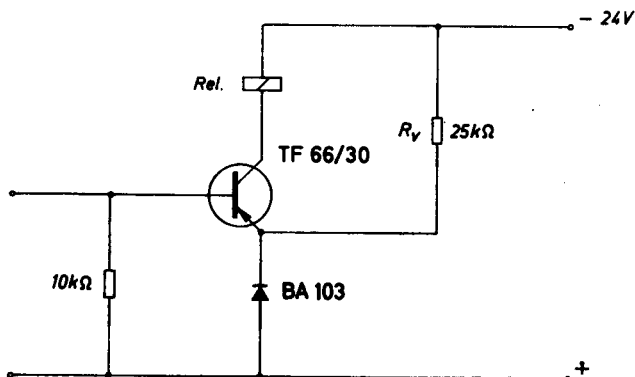


Bild 33

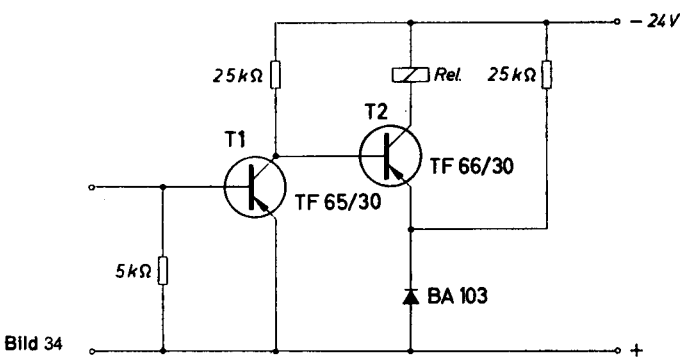


Bild 34

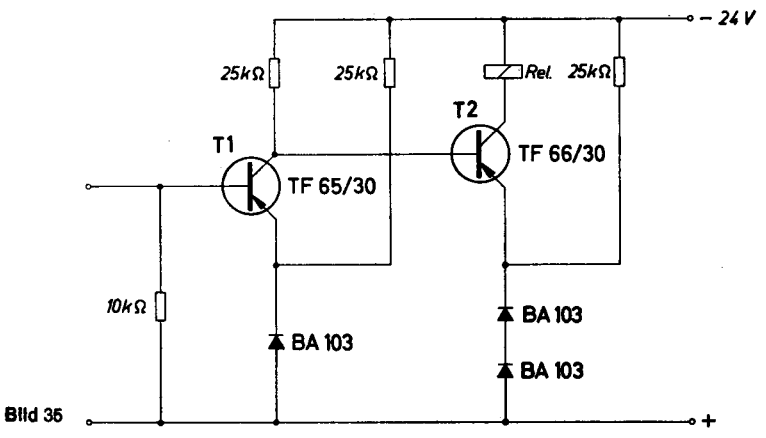


Bild 35

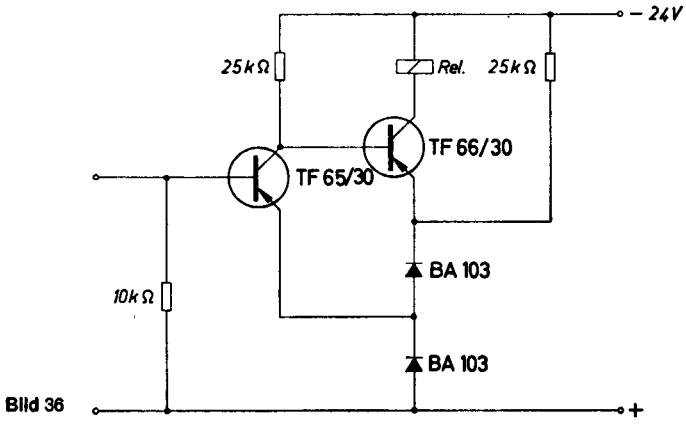


Bild 36

abfall am durchgeschalteten Transistor T_1 , addiert zum Spannungsabfall an der Silizium-Diode in dessen Emittierkreis, muß auf jeden Fall kleiner sein als der Spannungsabfall an den 2 Silizium-Dioden im Emittierkreis des Transistors T_2 . Eine Möglichkeit, wie hier eine Silizium-Diode eingespart werden kann, zeigt das Bild 36. In dieser Schaltung tritt eine Rückkopplung von der zweiten Stufe auf die erste Stufe auf, die ein Klippmoment ergibt.

Technische Daten für die Schaltungen nach Bild 33 bis Bild 36:

Relais Rel.: Trls 154c nach TBv 65426/93d

Anzeigelampe für Transistor-Schaltungen

Sehr oft liegt der Wunsch vor, verschiedene Vorgänge in Transistor-Regel-schaltungen durch Glühlampen anzuzeigen. Die Zündspannungen von ge-bräuchlichen Glühlampen liegen höher als die üblichen Versorgungsspan-nungen bei Transistor-Verstärkern. Ein direktes Einschalten von Glühlampen in Transistor-Schaltungen ist deshalb meistens nicht möglich. In Bild 37 ist eine Schaltung angegeben, wie Glühlampen mit einer Zündspannung unter 100 V durch einen Transistor angeschaltet werden können. Die vorher beschriebene Methode zur Senkung des Sperrstromes ist hier angewendet. Wegen des kleinen Sperrstromes wird die Glühlampe im Aus-Zustand sicher erlöschen. Dabei steigt die Spannung am Transistor auf den Wert der Durchbruchsspannung an. Infolge der Strombegrenzung über den Widerstand $50\text{ k}\Omega$ bleibt die Verlust-leistung unter dem zulässigen Wert.

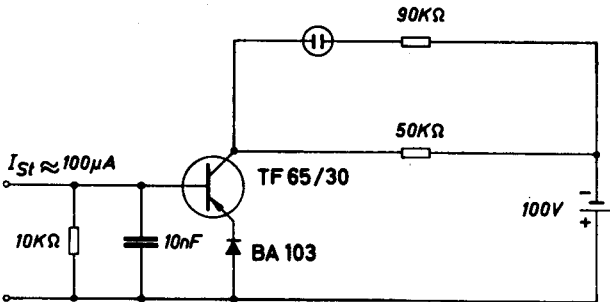


Bild 37

Maximum-Minimum-Temperaturregler

In Bild 38 ist eine Schaltung angegeben, mit deren Hilfe es möglich ist, automatisch Temperaturzyklen zwischen zwei Grenzwerten zu steuern. Es können Öfen, Heizplatten und Kühlschränke geregelt werden. Bei Inbetriebnahme ist der als Temperaturfühler verwendete Heißleiter T_h kalt. An den Basisanschlüssen der Transistoren T_1 und T_2 liegen positive Spannungen. Der Transistor TF 66/30 erhält seinen Basisstrom über den Widerstand $15\text{ k}\Omega$ und wird damit bis zur Restspannung durchgesteuert. Das Relais R spricht an. Mit dem Kontakt r_1 des Relais R kann eine Heizung eingeschaltet werden; mit dem Kontakt r_2 wird die Basis des ersten Transistors umgeschaltet. Gemeinsam mit der Temperatur der zu erwärmenden Anlage steigt auch die Temperatur des Heißleiters, wenn er geeignet angeordnet ist. Die Spannung am Heißleiter sinkt. Sobald an der Basis des Transistors T_1 negative Spannung erscheint, übernimmt der Kollektor des Transistors T_2 den Basisstrom von dem Transistor T_1 . Das Relais fällt infolge der Rückkopplung schnell ab. Mit dem Kontakt r_1 kann nun eine Kühlung eingeschaltet werden. Gleichzeitig geht der Kontakt r_2 in die gezeichnete Stellung zurück. Der Transistor T_1 erhält einen hohen negativen Basisstrom. Er bleibt solange durchgeschaltet, bis der Heißleiter sich soweit abgekühlt hat, daß der Transistor T_1 nicht mehr den Basisstrom vom Transistor T_2 übernehmen kann. Das Relais R zieht dann wegen der Rückkopplung (Widerstand $2\text{ M}\Omega$) schnell an. An der Basis des Transistors T_2 liegt positive Spannung. Wenn wieder negative Spannung erscheint, fällt das Relais R ab.

Mit dem Potentiometer R_1 kann die Minimaltemperatur eingestellt werden (U_1 groß); mit dem Potentiometer R_2 kann das Maximum des Temperaturzyklus eingestellt werden (U_2 klein). Der Regler kann auch als gewöhnlicher Temperaturregler eingesetzt werden. Es ist dann nur $U_2 > U_1$ einzustellen. An die Basis des Transistors T_1 gelangt dann niemals negative Spannung. Der hier angegebene Regler ist für einen Bereich von 60 bis 120°C geeignet. Er kann aber auch für beliebige andere Temperaturen ausgelegt werden.

Technische Daten

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

$n_1 = 5500\text{ Wdg}$ CuL $0,08\text{ mm } \varnothing$

$n_2 = 550\text{ Wdg}$ CuL $0,14\text{ mm } \varnothing$

$n_3 = 550\text{ Wdg}$ CuL $0,14\text{ mm } \varnothing$

Th: Heißleiter (Thernewid) K 13, $50\text{ k}\Omega$

Relais R: Tris 154d nach TBv 65422/97d

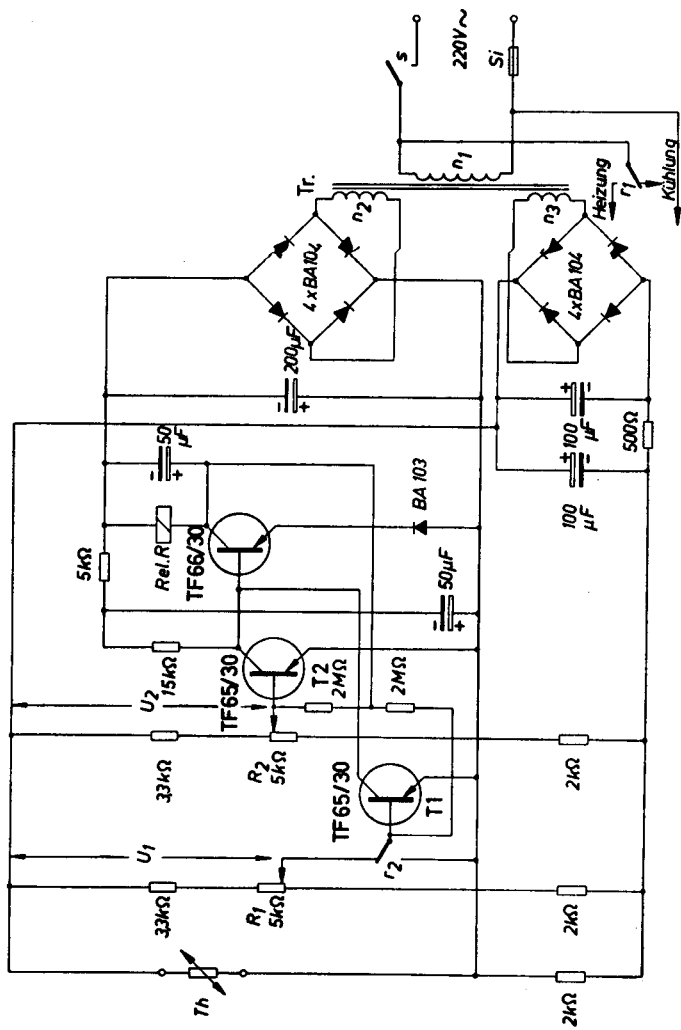


Bild 38

Elektronische Überwachung von Temperaturen an mehreren Meßstellen

Die in Bild 39 angegebene Schaltung arbeitet ähnlich wie die bereits im Schaltbeispielheft 1959 angegebene, hat jedoch gegenüber dieser den Vorteil, daß die den Heißleiter enthaltenden Spannungsteiler wesentlich hochohmiger ausgeführt sind. Dadurch wird der Stromverbrauch des Gerätes kleiner und die Wärmeentwicklung sinkt. Die Spannungsteiler erhalten eine eigene Stromversorgung. Dadurch wurde diese Änderung möglich.

Technische Daten

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

$n_1 = 5500$ Wdg CuL 0,08 mm \varnothing

$n_2 = 600$ Wdg CuL 0,25 mm \varnothing

$n_3 = 350$ Wdg CuL 0,15 mm \varnothing

Relais Rel.: Trls 6a nach TBv 6200/17 Tkfs 9 f

Th 1 bis Th 3: Heißleiter (Thernewid) K 22, 220 k Ω

Temperatur-Regelschaltungen

Die Bilder 40 und 41 zeigen Regelschaltungen mit Halbleitern zur Konstanthaltung einer Temperatur. Als Meßwertgeber dient hier ein Heißleiter, der in einer Brückenschaltung angeordnet ist. An den Null-Zweig der Brücke ist ein Differentialverstärker angeschaltet. Durch diesen Differentialverstärker tritt ein Temperaturgang der Regelschaltung kaum in Erscheinung. Je nach Schaltstellung des Differentialverstärkers ist das Relais am Ausgang des angeschlossenen Schaltverstärkers angezogen oder abgefallen. Die Spannung an der Brücke und am Differentialverstärker wird durch eine Zenerdiode konstant gehalten.

Bei der Schaltung nach Bild 40 beträgt die Differenz zwischen der Temperatur, bei der das Relais anzieht und der Temperatur, bei der es abfällt, etwa 0,3°C. In der Schaltung nach Bild 41 ist ein zweistufiger Schaltverstärker vorgesehen. Dadurch wird die Empfindlichkeit erhöht und die Regelgenauigkeit beträgt 0,01 bis 0,02°C.

Der gesamte Regelbereich für beide Schaltungen beträgt 10 bis 30°C.

Technische Daten für die Schaltung nach Bild 40 und 41:

Th: Heißleiter (Thernewid) K 11, 5 k Ω

Relais Rel.: Trls 154c nach TBv 65421/93d

Einstellbarer Temperaturbereich: 10 bis 30°C.

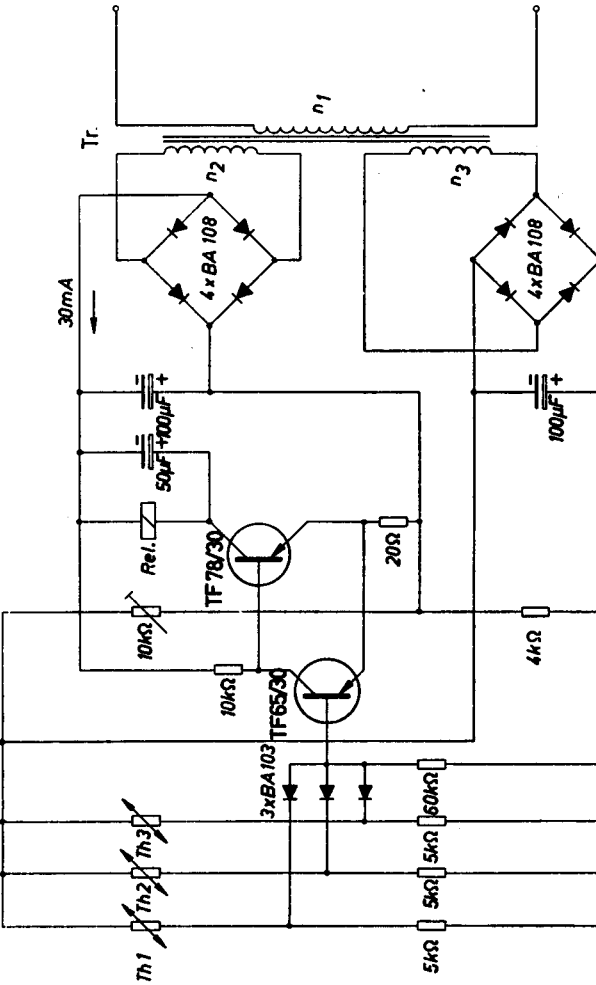


Bild 39

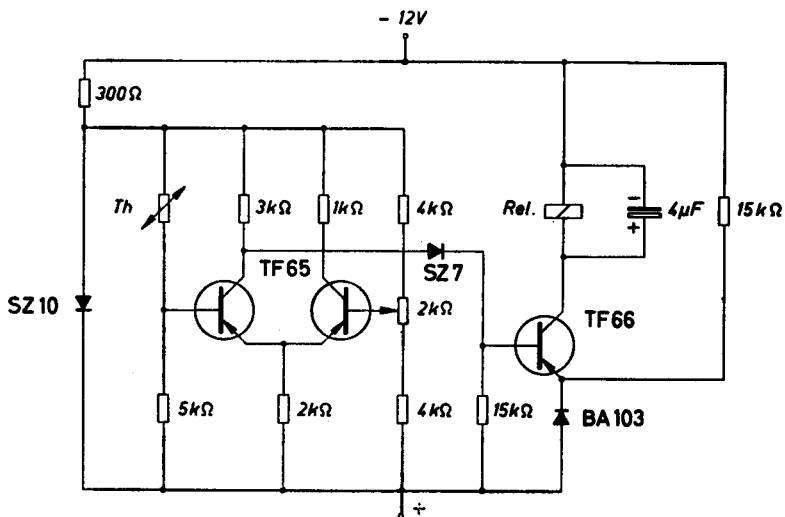


Bild 40

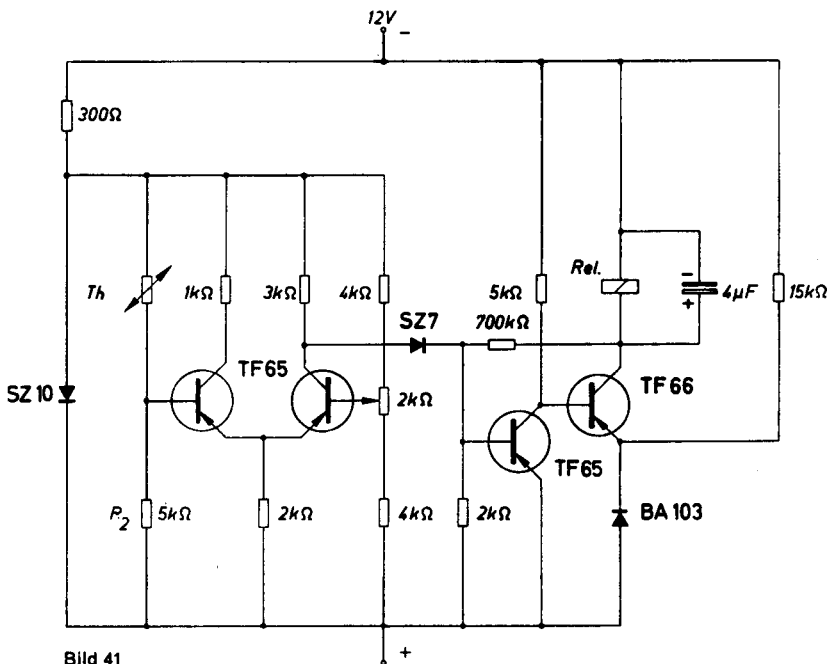


Bild 41

Frequenzkonstanter Taktgeber

Der Taktgeber nach Bild 42 arbeitet als selbstschwingender Multivibrator, dessen Umschaltzeit nicht allein von der Zeitkonstanten eines RC-Gliedes abhängt, sondern durch Trigger-Impulse beeinflusst werden kann. Dabei muß die Frequenz der Trigger-Impulse nicht übereinstimmen mit der Eigenschwingfrequenz des Multivibrators bzw. der gewünschten resultierenden Schwingfrequenz. Es kann also eine Frequenzteilung erreicht werden, und zwar um Faktoren zwischen 2 und 10.

Die Amplitude der Trigger-Spannung bestimmt den Teilerfaktor. Die in der Schaltung nach Bild 42 angegebene Spannung von 1,7 V bewirkt eine Frequenzteilung von 1:5. Bei einer Triggerung mit der Netzfrequenz erhält man also einen Geber mit einer sehr konstanten Taktfrequenz von 10 Hz. Die Genauigkeit entspricht der der Netzfrequenz.

Während in der Schaltung nach Bild 42 die Trigger-Spannung eine Wechselspannung sein soll, zeigt die Schaltung nach Bild 43 eine Möglichkeit, den gleichen Effekt mit Impulsen zu erzielen. Mit dem Potentiometer am Eingang kann die gewünschte Frequenzteilung eingestellt werden.

Die Eigenschwingfrequenz der astabilen Multivibratoren soll etwas kleiner sein als die erwünschte Taktfrequenz. In der Praxis hat sich ein Unterschied von 10 bis 20% gut bewährt.

Die Multivibratoren können auch unsymmetrisch ausgelegt werden; man erhält dann auch entsprechende Tastverhältnisse.

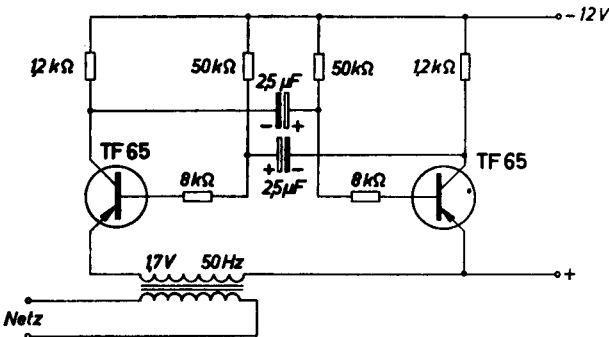


Bild 42

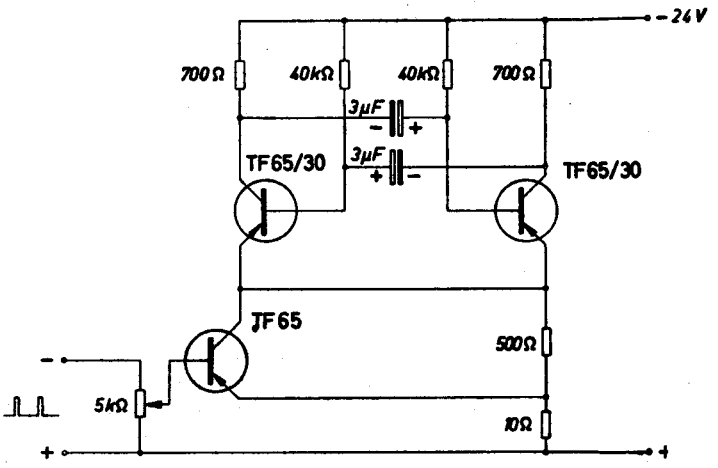


Bild 43

VII. Geregelte Netzgeräte

Mit Leistungstransistoren können geregelte Netzgeräte mit sehr kleinem Innenwiderstand hergestellt werden. Die für die Regelung erforderliche Vergleichsspannung kann ebenfalls mit Halbleitern, und zwar mit Zenerdioden, gewonnen werden.

Im folgenden werden Berechnungshinweise für geregelte Netzgeräte mit Transistoren und Zenerdioden gegeben.

Die einfachste Regelschaltung enthält nur eine Zenerdiode (Bild 44). Die Ausgangsspannung ist von dem Wert der Zenerspannung der verwendeten Diode bestimmt. Bei einer Vergrößerung des Lastwiderstandes, wenn also der Ausgangsstrom I_a kleiner wird, würde ohne Zenerdiode der Spannungsabfall am Widerstand R_1 sinken und damit die Ausgangsspannung ansteigen. Die Zenerdiode nimmt nun so viel Strom I_z auf, daß der Spannungsabfall am Widerstand R_1 wieder auf seinen ursprünglichen Wert ansteigt, ohne daß an ihr selbst die Spannung wesentlich steigt. Die Änderung der Zenerspannung mit dem Zenerstrom ist um so geringer, je steiler die Durchbruchskennlinie der Diode verläuft. Weil die Last parallel zur Zenerdiode liegt, wird auch die Ausgangsspannung bei Belastungsschwankungen konstant bleiben.

Der höchste Laststrom ist etwas kleiner als der für die verwendete Zenerdiode maximal zulässige Zenerstrom zu wählen.

$$I_a \max \leq 0,8 \cdot I_z \max \quad (1)$$

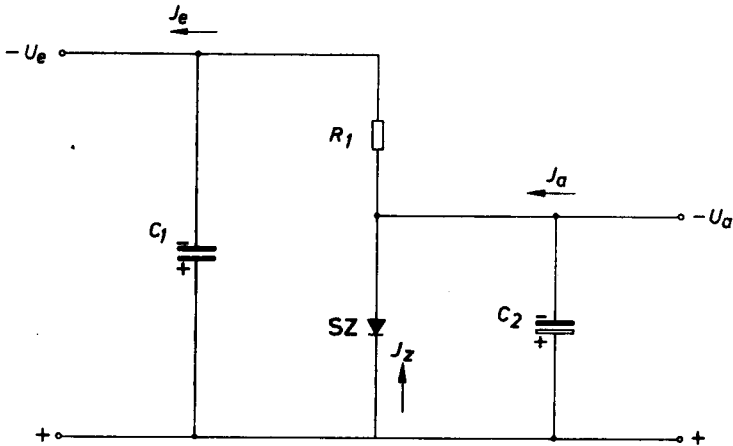


Bild 44

Bei Zenerdioden einer bestimmten Bauform ist die zulässige Verlustleistung konstant. Der maximale Zenerstrom ist dann auch abhängig von der Zenerspannung.

$$I_{Z \max} = \frac{Q_{Z \max}}{U_Z} \quad (2)$$

Dabei ist $Q_{Z \max}$ die bei einer bestimmten Umgebungstemperatur maximal zulässige Verlustleistung.

Die Eingangsspannung U_e soll etwa doppelt so groß sein, wie die Ausgangsspannung U_a . Nur dann gilt die Gleichung (1).

$$U_e \geq 2 \cdot U_a \quad (3)$$

Die Eingangsspannung soll eine geringe Welligkeit aufweisen. Bei einer großen Welligkeit muß die Zenerdiode auch noch als Siebmittel wirken, was das Verhältnis von Verlustleistung der Zenerdiode zur maximalen Ausgangsleistung ungünstig beeinflusst.

Für die Ermittlung der Größe des Widerstandes R_1 gilt:

$$R_1 = \frac{U_e - U_a}{I_x} \approx \frac{U_a}{I_x} \quad (4)$$

Der Kondensator C_1 ist zur Glättung der Eingangsspannung vorgesehen.

Wie bereits erwähnt, soll die Welligkeit der Eingangsspannung gering sein; man wird sie also zweckmäßigerweise durch Doppelweg- oder Brückengleichrichtung gewinnen. Die Brummspannung am Ladekondensator ist dann bei der Netzfrequenz von 50 Hz:

$$U_{Br}[V] \approx 1,8 \cdot \frac{I_e [\text{mA}]}{C_1 [\mu\text{F}]} \quad (5)$$

Nimmt man an, daß der Spitzenwert der Brummspannung nicht größer sein soll als 5% der Ausgangsspannung U_a , so erhält man:

$$C_1 [\mu\text{F}] \approx \frac{\sqrt{2} \cdot 1,8}{0,05 \cdot U_a} \cdot I_e \approx 50 \frac{I_e [\text{mA}]}{U_a [\text{V}]} \quad (6)$$

Der Kondensator C_2 ist nur dann erforderlich, wenn kurzzeitige Spitzenbelastungen auftreten können, bei denen der Laststrom I_a größer wird als der maximal zulässige Zenerstrom $I_{Z \max}$. Die möglichen Spitzenbelastungen haben so verschiedenen Charakter, daß eine genaue Berechnung der Größe des Ladekondensators C_2 nur für den jeweiligen Anwendungsfall erfolgen kann. Als Erfahrungswert kann angegeben werden:

$$C_2 [\mu\text{F}] \approx 0,1 I_{a \max} [\text{mA}] \quad (7)$$

ist ein Laststrom gefordert, der wesentlich höher ist als der maximal zulässige Zenerstrom für Zenerdioden, so muß in die Schaltung ein Transistor eingeführt

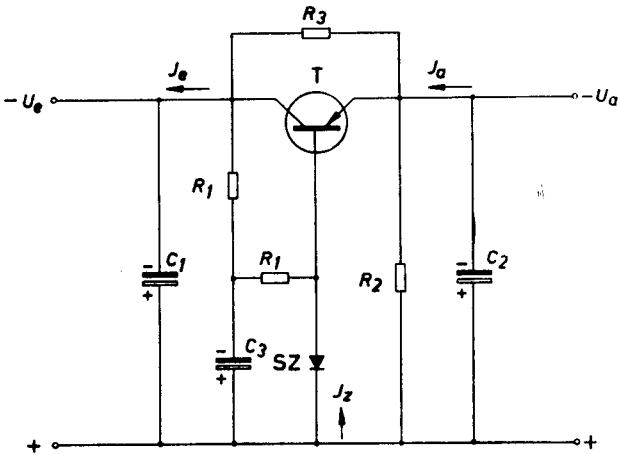


Bild 45

werden. Mit der Schaltung nach Bild 45 können Netzgeräte für eine Ausgangsspannung von 6 bis 80 V und für einen Laststrom bis 2 A hergestellt werden. Die hohen Vergleichsspannungen können durch Hintereinanderschalten mehrerer Zenerdioden gewonnen werden. Als maximaler Zenerstrom $I_{Z \max}$ gilt der kleinste Wert, der bei einer der verwendeten Dioden vorkommt. Der Innenwiderstand R_i dieser Schaltungsanordnung ist abhängig von der Durchlaßspannung der Emitter-Basis Diode des Transistors.

$$R_i \approx \frac{U_{BE}}{I_a} \approx \frac{0,2 \dots 0,3}{I_a} \quad (8)$$

Bei der Ermittlung der Eingangsspannung U_e müssen die Schwankungen der Netzspannung von -10% , der Spitzenwert der Brummspannung von 5% und die an der Kollektor-Emitter Strecke des durchgesteuerten Transistors verbleibende Restspannung berücksichtigt werden.

$$U_e = 1,15 \cdot U_a + 2 \quad (9)$$

In dem für die Restspannung angesetzten Wert von 2 V ist eine große Sicherheit enthalten. Die Größe der beiden Widerstände R_1 wird wie folgt ermittelt.

$$R_1 = \frac{U_e + I_{e \max} \cdot R_e - U_Z}{2 \cdot I_{Z \max}} \quad (10)$$

Die Zenerdiode ist im Leerlaufbetrieb am stärksten belastet. Deshalb ist in der Gleichung (10) die Eingangsspannung im Leerlauf eingesetzt, die um das Produkt aus maximal aufgenommenem Strom und Innenwiderstand des Netztes

höher ist als die Eingangsspannung U_e bei Last. Im Nenner erscheint der Faktor 2, weil in der Schaltung zwei gleich große Widerstände R_1 hintereinander angeordnet sind.

Der Widerstand R_2 wirkt als Vorlast. Erfahrungsgemäß soll er etwa die Größe

$$R_2 \approx 100 \cdot \frac{U_a}{I_{a \max}} \quad (11)$$

haben, sofern er nicht überhaupt weggelassen wird. Durch die Vorlast ist auch die Regelwirkung im Leerlauf gewährleistet.

Der Kondensator C_3 wirkt als Siebkondensator. Für eine Frequenz von 50 Hz kann er wie folgt errechnet werden:

$$C_3 [\mu\text{F}] \approx \frac{32}{R_1 [\text{k}\Omega]} \quad (12)$$

Der zu verwendende Transistor ist vor allem durch die an ihm maximal auftretende Verlustleistung bestimmt.

$$Q_T = [U_e + R_e (I_{a \max} - I_a) - U_a] \cdot I_a$$

Die Einführung von Gleichung (9) gibt:

$$Q_T = [0,15 U_a + 2 + R_e (I_{a \max} - I_a)] I_a \quad (13)$$

Das Maximum der Verlustleistung tritt bei dem Strom auf, bei dem der Differentialquotient $\frac{dQ}{dI_a} = 0$ wird.

$$0,15 U_a + 2 + R_e \cdot I_{a \max} - R_e \cdot 2 I_a = 0$$

Die Auswertung dieser Gleichung ergibt, daß das Maximum der Verlustleistung bei einem Laststrom auftritt, der halb so groß ist wie der maximale Laststrom $I_{a \max}$, wenn der Einfluß der Restspannung des Transistors vernachlässigt wird. Die maximale Verlustleistung am Transistor ist:

$$Q_{T \max} = \frac{1}{4 \cdot R_e} (0,15 U_a + 2 + R_e \cdot I_{a \max})^2 \quad (14)$$

Der für den verwendeten Transistor zulässige Kollektorstrom muß größer sein als der maximale Laststrom $I_{a \max}$.

Die Stromverstärkung des Transistors muß so groß sein, daß der für die Durchsteuerung des Stromes $I_{a \max}$ erforderliche Basisstrom $I_{B \max}$ kleiner ist als der für die Zenerdiode maximal zulässige Zenerstrom.

$$B \geq \frac{I_{a \max}}{I_{Z \max}} \approx 1,3 \frac{I_{a \max}}{I_{Z \max}} \quad (15)$$

Dabei ist B die Gleichstromverstärkung des Transistors und der Faktor 1,3 ein Sicherheitsfaktor den die Praxis ergeben hat.

Wenn der Laststrom unter einen Wert $I_a \min$ nicht sinkt, wenn z. B. der Leerlauf nicht auftritt, so kann der Transistor mit einem Widerstand überbrückt werden (R_3 in Bild 45). Dadurch wird der Transistor geringer belastet.

Wenn der Ausgangsstrom auf seinen Mindestwert abgesunken ist, so soll der Transistor gesperrt sein und der Strom nur mehr über den Widerstand R_3 fließen.

$$R_3 = \frac{U_e + (I_a \max - I_a \min) \cdot R_e - U_a}{0,9 \cdot I_a \min} \quad (16)$$

Die maximale Verlustleistung am Transistor wird bei der Verwendung des Widerstandes R_3 :

$$Q_{T \max} = \frac{1}{4 R_e} [0,15 U_a + 2 + R_e (I_a \max - I_a \min)]^2 \quad (17)$$

Das geregelte Netzgerät kann also etwa um den Wert des Stromes $I_a \min$ stärker belastet werden als ein gleiches Gerät ohne Parallelwiderstand R_3 . Je größer

Das Verhältnis $\frac{I_a \min}{I_a \max}$ wird, um so größer kann die geregelte Ausgangsleistung werden. Bei Einführung des Widerstandes R_3 bleibt der Wert der ausgeregelten Leistung gleich. Es steigt jedoch der Abolutwert der maximal abgegebenen Leistung.

Sind sehr hohe Lastströme erforderlich und kann deshalb die Bedingung nach Gleichung (15) von einem Transistor nicht mehr erfüllt werden, so müssen mehrere Transistoren in Kaskade geschaltet werden, bis

$$0,9^n \cdot B_{T_1} \cdot B_{T_2} \dots B_{T_n} \approx 1,3 \frac{I_a \max}{I_{Z \max}} \quad (15)$$

wird. Die Schaltung einer zweistufigen Kaskade zeigt das Bild 46.

Die an den Transistoren der Kaskade auftretende Verlustleistung beträgt:

$$Q_{T_n} \approx 1,1 \cdot U_T \cdot I_{B_{T_{n-1}}} \quad (18)$$

Dabei ist $U_T = 0,15 \cdot U_a + 2$ die Spannung am Transistor und $I_{B_{T_{n-1}}}$ der maximale Basistrom des von ihm gesteuerten Transistors.

Der Widerstand R_B in der Schaltung nach Bild 46 hat die Aufgabe, den Sperrstrom des Transistors T_2 abzuleiten, damit der Transistor T_1 vollständig gesperrt werden kann. Als Erfahrungswert gilt:

$$R_B = \frac{10 \cdot U_{BE1}}{I_{B_{T_1 \max}}} \quad (19)$$

Es ist nicht zweckmäßig, mehr als 3 Transistoren in Kaskade zu schalten. Die Genauigkeit der Regelung nimmt mit der Anzahl der Stufen ab, weil der Innenwiderstand R_i steigt.

$$R_i = \frac{n \cdot U_{BE}}{I_a} \quad (8)$$

Die Schaltung nach Bild 47 zeigt eine Möglichkeit, wie man eine regelbare Ausgangsspannung stabilisiert erhalten kann. Die Zenerdiode ist in einem Spannungsteiler angeordnet. Die Höhe der Ausgangsspannung kann eingestellt werden mit dem Potentiometer R_6 . Die Transistorkaskade T_n kann wie in der Schaltung nach Bild 46 ausgeführt werden. Für hohe Ausgangsleistungen können am Ende der Kaskade mehrere Transistoren parallel geschaltet werden. Die Streuung der Transistoren muß durch kleine Widerstände in der Emitterleitung der parallelgeschalteten Transistoren ausgeglichen werden. Diese Widerstände sollen so groß gewählt werden, daß an Ihnen ein Spannungsabfall von etwa 0,5 V auftritt. An allen Transistoren der Kaskade tritt die gleiche Kollektor-Emitter Sperrspannung auf; sie werden deshalb zweckmäßig aus gleichen Spannungsgruppen gewählt.

Alle Bauteile, die in den angegebenen Schaltungen die gleiche Funktion haben und auf dieselbe Weise berechnet werden, haben immer die gleiche Bezeichnung.

Ein Verstärker, bestehend aus dem Transistor T_R und den Widerständen R_4 , vergleicht die Ausgangsspannung (Teiler R_5/R_6) mit der durch die Zenerdiode konstant gehaltenen Betriebsspannung und steuert die Kaskade T_n .

$$R_4 = \frac{U_{R \max}}{2 \cdot I_{CR \max}} = \frac{U_{R \max}}{2 \cdot I_{Bn \max}} \quad (20)$$

Die Spannung $U_{R \max}$ ist:

$$U_{R \max} = U_e - U_a \min \quad (21)$$

Der Strom $I_{Bn \max}$ ist der Maximalwert des von der n-ten Stufe der Kaskade benötigten Basisstromes.

Der Strom durch den Spannungsteiler R_5/R_6 soll mindestens 20mal so groß sein wie der Kollektorstrom des Transistors T_R .

$$R_5 + R_6 = \frac{U_a \max}{I_{CR \max} \cdot 20}$$

Das Verhältnis $\frac{R_5}{R_6}$ ist abhängig von der Zenerspannung der verwendeten Diode und den Grenzwerten der einstellbaren Ausgangsspannung.

$$\frac{R_5}{U_a \min} = \frac{R_5 + R_6}{U_a \max}$$

Die kleinste Ausgangsspannung $U_a \min$ hat im Extremfall dieselbe Größe wie die Zenerspannung U_Z .

$$R_5 = (R_5 + R_6) \frac{U_Z}{U_a \max} \quad (22)$$

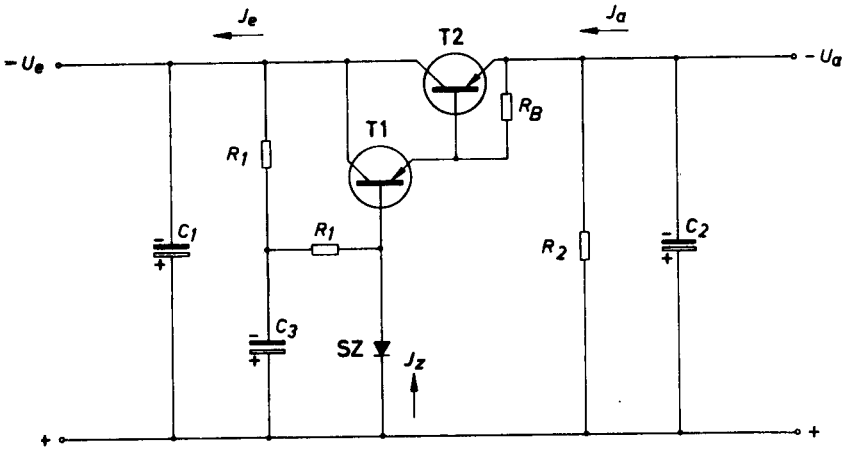


Bild 46

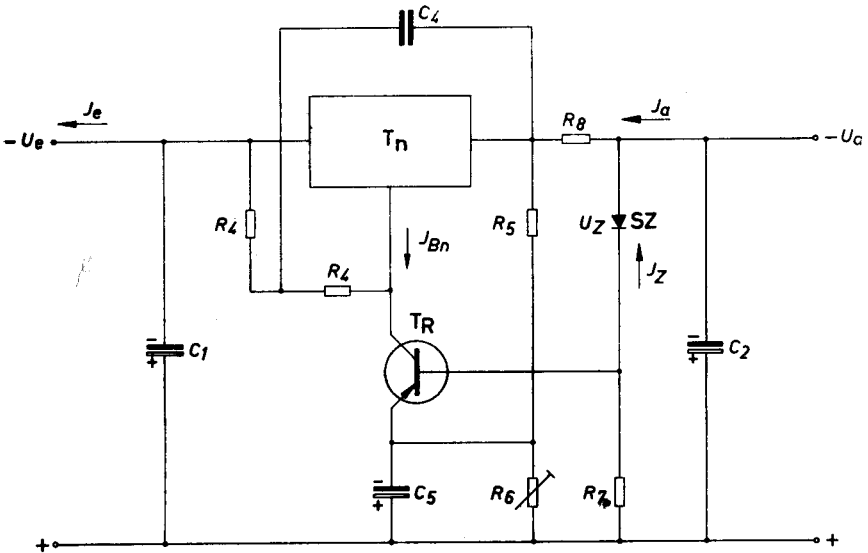


Bild 47

Der Widerstand R_7 begrenzt den Strom I_Z

$$R_7 = \frac{U_{a \max} - U_Z}{I_{Z \max}} \quad (23)$$

Der Widerstand R_8 wirkt als Stromgegenkopplung und verringert in einem kleinen Regelbereich den Innenwiderstand des Netzgerätes. Seine Größe wird am besten empirisch ermittelt, ein üblicher Wert ist 0,5 bis 1,0 Ω . Der Kondensator C_4 bewirkt eine Gegenkopplung, die die Schwingneigung unterdrückt. Er verbessert die Siebung, vergrößert aber den dynamischen Innenwiderstand des Netzgerätes. Es muß also von Fall zu Fall überlegt werden, ob er eingeführt werden soll.

$$C_4 [\mu\text{F}] \approx \frac{16}{R_8 [\text{k}\Omega]} \quad (24)$$

Der Kondensator C_5 ist ein Siebkondensator.

$$C_5 [\mu\text{F}] \approx \frac{32}{R_8 \min (\text{k}\Omega)} \quad (12)$$

Muß bei einem Netzgerät die Ausgangsspannung in sehr weiten Grenzen geregelt werden, so kann besonders bei hohen Lastströmen die wegen der auftretenden hohen Verlustleistung notwendige Parallelschaltung von Leistungstransistoren zu einem unwirtschaftlich hohen Aufwand führen. Man wird dann zweckmäßigerweise die Eingangsspannung U_e mit der Ausgangsspannung U_a umschalten, so daß der an den Transistoren auftretende Spannungsabfall

$$U_T \approx U_e - U_a \quad (25)$$

konstant bleibt.

Netzgeräte für höhere Ausgangsspannungen (30 bis 100 V) müssen so ausgeführt werden, daß das Verhältnis zwischen der Ausgangsspannung und der Zenerspannung nicht zu groß wird. Die Schaltung nach Bild 48 hat einen ähnlichen Aufbau wie die in Bild 47, jedoch kann hier die durch die Zenerdiode erzeugte Referenzspannung etwa die gleiche Größe erhalten wie die Ausgangsspannung. Der Regelbereich wird dann natürlich geringer, aber die Regelgenauigkeit ist größer. Der kleinste einstellbare Wert der Ausgangsspannung $U_{a \min}$ ist etwa gleich der Zenerspannung der verwendeten Diode.

Für Netzgeräte, bei denen die Ausgangsspannung in einem weiten Bereich stetig einstellbar sein soll, ist die Schaltung nach Bild 49 besonders geeignet. Je nach der Größe des maximalen Laststromes kann die Ausgangsspannung hier im Verhältnis 1 : 30 bis 1 : 200 stufenlos verändert werden.

Für die Wahl der Zenerdiode ist zu beachten:

$$U_Z \geq U_{a \max} \quad (26)$$

Eine gute Stabilität der durch die Zenerdiode erzeugten Vergleichsspannung ist dann gegeben, wenn die Eingangsspannung des Steuerteils U_1 gleich oder

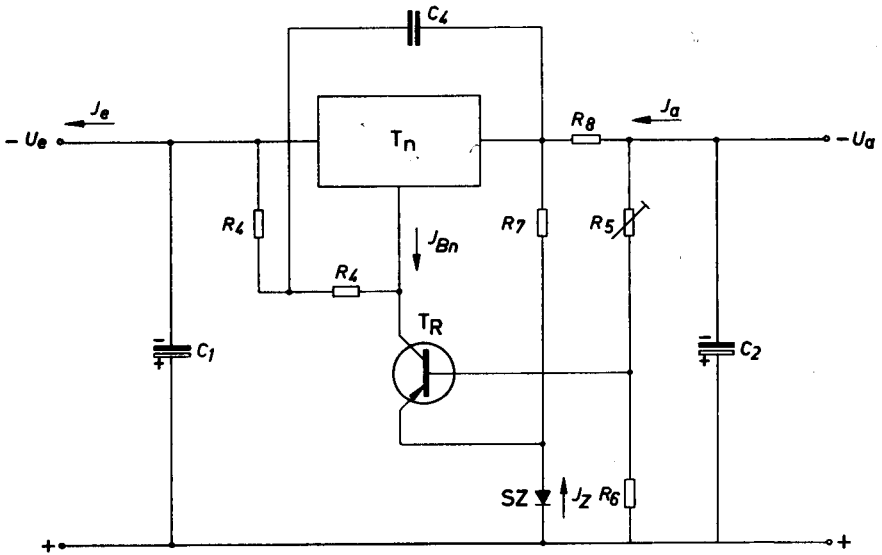


Bild 48

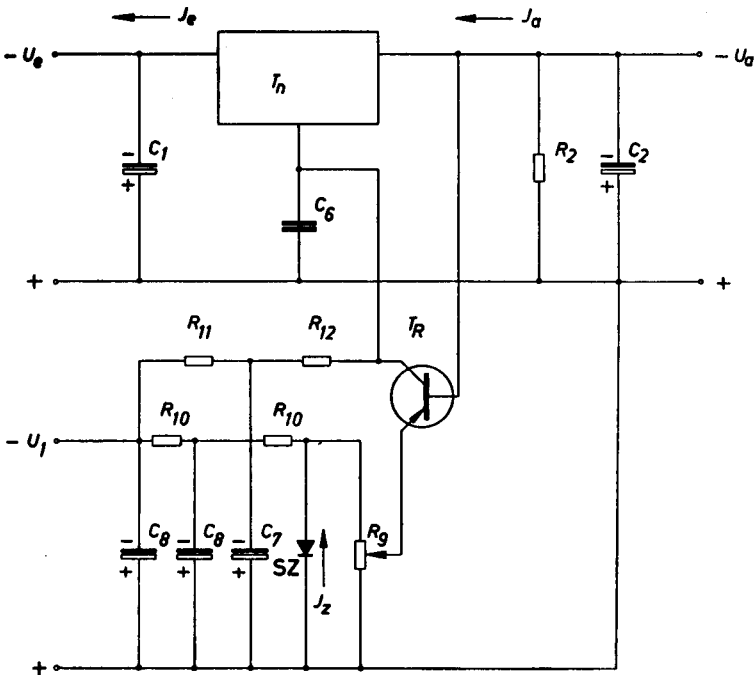


Bild 49

größer ist als der doppelte Wert der Zenerspannung und wenn der Zenerstrom nicht kleiner ist als der dritte Teil des Stromes durch den Widerstand R_9 ,

$$R_9 = \frac{1}{3} \cdot \frac{U_Z}{I_{Z \max}} \quad (27)$$

$$R_{10} = \frac{U_1}{8 \cdot I_{Z \max}} \quad (28)$$

Die Transistor-Kaskade muß eine so hohe Verstärkung aufweisen, daß der Kollektorstrom des Transistors T_R nicht größer sein muß als etwa der zwanzigste Teil des Stromes durch den Widerstand R_9 , damit der Spannungsteiler (Abgriff am Widerstand R_9) nicht verstimmt wird.

$$I_{CR \max} = \frac{3 \cdot I_{Z \max}}{20} \quad (29)$$

Die Kollektorwiderstände R_{11} und R_{12} begrenzen den Kollektorstrom des Transistors T_R auf den höchstzulässigen Wert und steuern die Kaskade T_n .

$$R_{11} + R_{12} \approx \frac{U_1}{I_{CR \max}} \quad (30)$$

Als Erfahrungswert gilt:

$$R_{11} = \frac{1}{5} (R_{11} + R_{12}) \quad (31)$$

Der Belastungswiderstand R_3 kann nur dann konstant gewählt werden, wenn die Ausgangsspannung nicht stärker als 1 : 5 verändert werden soll. Bei einem größeren Regelbereich muß er umgeschaltet werden oder es muß ein Widerstand mit einem großen positiven Temperaturkoeffizienten verwendet werden (z. B. Eisen-Wasserstoff Widerstand). Für die Ermittlung der Größe des Widerstandes R_3 gilt die Gleichung (11).

Der Kondensator C_6 verhindert das Auftreten von unerwünschten Schwingungen. Er soll etwa eine Kapazität von 50 nF haben.

Die Kondensatoren C_7 und C_8 sind Siebkondensatoren. Für die Ermittlung der erforderlichen Kapazität gilt die Gleichung (12)

$$C_7 [\mu F] \approx \frac{32}{R_{11} [k \Omega]} \quad (12)$$

$$C_8 [\mu F] \approx \frac{32}{R_{10} [k \Omega]}$$

Der Innenwiderstand des geregelten Netzgerätes nach Bild 49 hat eine Größe von 10 bis 20 m Ω . Dieser Wert ist sehr klein, wenn man den großen Regelbereich berücksichtigt.

VIII. Hochfrequenzschaltungen

Neue Fertigungsverfahren haben die Herstellung von Transistoren möglich gemacht, die für die Verwendung bei hohen Frequenzen geeignet sind. Das Verfahren, nach dem die Siemens-Mesa-Transistoren hergestellt werden, liefert Transistoren, die neben guten Hochfrequenzeigenschaften auch noch eine verhältnismäßig hohe zulässige Verlustleistung aufweisen. Bei den Typen, bei denen der Kollektor der Mesa-Systeme mit dem Gehäuse elektrisch verbunden ist, kann eine Verlustleistung von 500 mW bei einer Gehäusetemperatur von 45 °C zugelassen werden. Mit diesen Transistoren können deshalb Oszillatoren und Verstärker für hohe Frequenzen gebaut werden, die eine große Ausgangsleistung liefern.

Leistungsverstärker 200 MHz/200 mW

In Bild 50 ist die Schaltung eines Leistungsverstärkers für eine Frequenz von 200 MHz angegeben. Verwendet werden 2 Mesa-Transistoren AFY 11, die in Gegentakt geschaltet sind. Die für das Erreichen der maximalen Ausgangsleistung erforderliche Eingangsleistung beträgt 20 mW. Die Induktivitäten sind so gezeichnet, wie sie auch in der praktischen Ausführung angeordnet werden. Der Wirkungsgrad des Gegentakt-Verstärkers beträgt 65%. Dieser Wert ist sehr hoch, wenn man die hohe Frequenz berücksichtigt.

Technische Daten

Batteriespannung	15 V
Batteriestrom	23,5 mA
Kollektor-Emitterspannung	14 V
Transistor-Wirkungsgrad	65 %
max. Ausgangsleistung	215 mW
Eingangsleistung für $N_{a\max}$	20 mW

Induktivitäten:

$L_1 = 1$ Wdg Cu versilbert 1,5 mm \varnothing , Größe der Drahtschleife 35 \times 20 mm

$L_2 = 1$ Wdg Cu versilbert 2,5 mm \varnothing , Größe der Drahtschleife 40 \times 30 mm

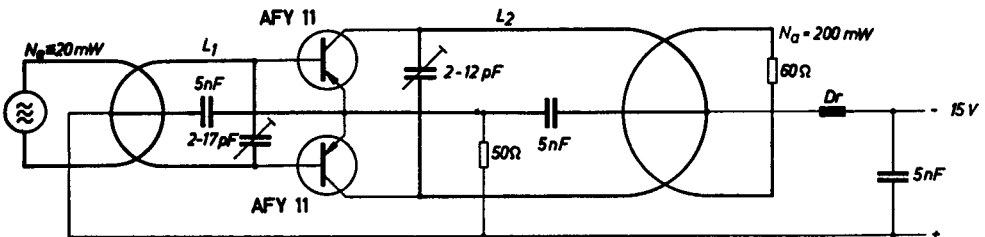


Bild 50

Oszillator für 200 MHz / 75 mW

Ein Eintakt-Oszillator mit einem Mesa-Transistor AFY 10 kann bei einer Schwingfrequenz von 200 MHz eine Ausgangsleistung von 75 mW abgeben. Die Schaltung eines solchen Oszillators, der als Senderstufe verwendet werden kann, zeigt das Bild 51. Die veränderbare Kapazität am Emitter des Transistors dient zur Einstellung der optimalen Schwingbedingung. Eine äußere Rückkopplung ist nicht erforderlich. Sie erfolgt über die innere Kapazität zwischen Kollektor und Emitter des Transistors. Der Ausgang des Oszillators ist an $60\ \Omega$ angepasst.

Technische Daten

Transistor-Arbeitspunkt:	Kollektor-Basisspannung	15 V
	Kollektorstrom	20 mA
	max. Ausgangsleistung	75 mW
	Wirkungsgrad	25 %
	Schwingfrequenz	200 MHz

Induktivitäten:

Übertrager Tr.: 2 Wdg Cu versilbert 1 mm \varnothing
 Abgriff bei 0,5 Wdg
 Durchmesser der Wicklung 10 mm
 Länge der Wicklung 7 mm

Drossel Dr.: 8 Wdg Cu versilbert 1 mm \varnothing
 Durchmesser der Wicklung 8 mm
 Länge der Wicklung 22 mm

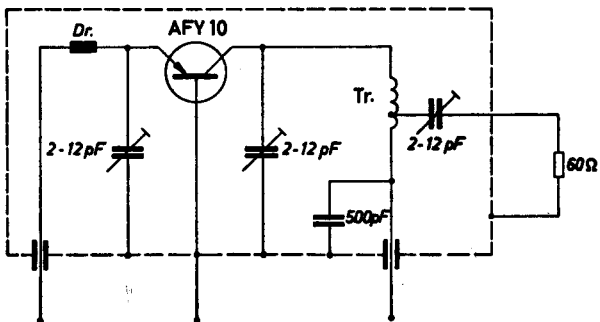


Bild 51

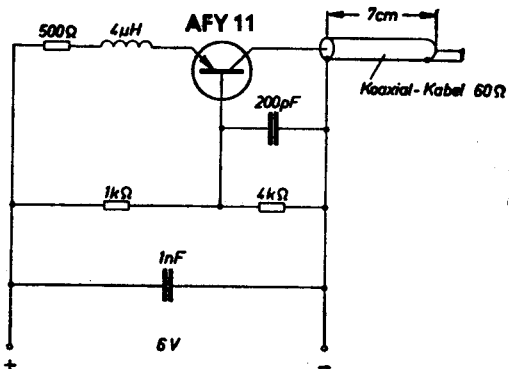


Bild 52

Oszillator für 500 MHz

Mit den Mesa-Transistoren AFY 11 können Oszillatoren für eine Schwingfrequenz von 500 MHz gebaut werden. Eine dazu geeignete Schaltung zeigt das Bild 52. Als Schwingkreis wird ein Stück eines 60- Ω -Koaxialkabels verwendet.

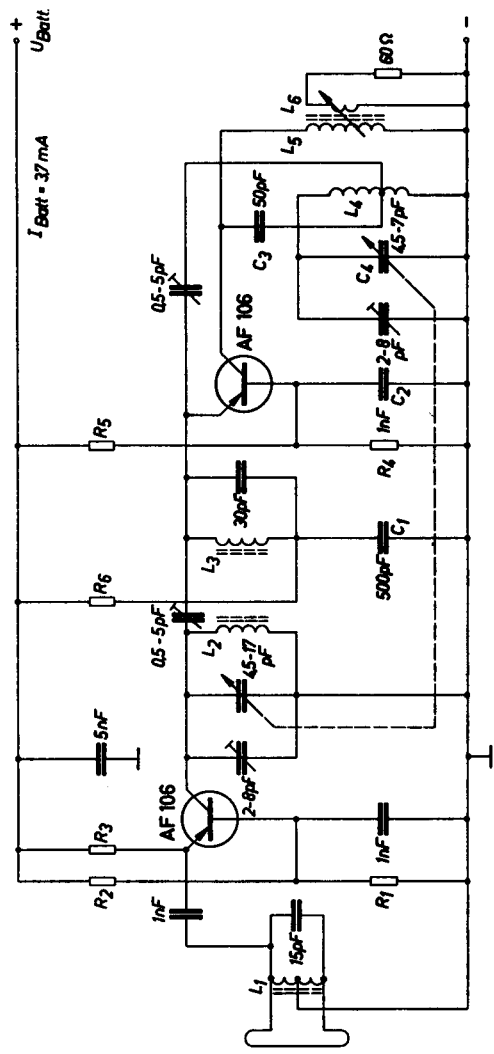
Technische Daten

Batteriespannung	6 V
Kollektorstrom	2 mA
Schwingfrequenz	500 MHz
Schwingkreis: Koaxialkabel	60 Ω , 70 mm lang

UKW-Tuner

Die Mesa-Transistoren AF 106 liefern eine sehr hohe Verstärkung bei hohen Frequenzen und sind für kleinere Leistungen geeignet. Der Kollektor dieser Transistoren ist vom Gehäuse isoliert. Die Mesa-Systeme sind in das genormte Gehäuse TO-18 eingebaut. Das Bild 53 zeigt die Schaltung eines Tuners für den UKW-Bereich (87 bis 103 MHz). Der Eingangswiderstand der Vorstufe liegt bei 40 Ω und ergibt über den Eingangstransformator eine günstige Anpassung an die Antenne. Der Zwischenkreis ergibt eine gute Eingangselektion. Trotz der geringen Phasendrehung der Steilheit ist es zweckmäßig, eine Phasenkorrektur im Oszillator vorzunehmen, bestehend aus der Induktivität L_3 und dem dazu parallel geschalteten Kondensator. Außerdem erleichtert die Induktivität L_3 die ZF-Entdämpfung, die mit den Kondensatoren C_1 und C_2 erfolgt. Der

Bild 53



Schwingkreis für den Oszillator besteht aus der Induktivität L_4 und dem Kondensator C_4 . Die Anzapfung für die Rückkopplung konnte bei $1/4$ der Kreiswindungszahl angebracht werden. Dabei ist die Stabilität der Oszillatorschwingung bei Änderung der Batteriespannung sehr gut.

Es wurde z. B. bei einer Änderung der Batteriespannung von 6 V auf 4 V nur eine Frequenzänderung von 50 kHz gemessen. Der Ausgangswiderstand des Misch-Transistors beträgt etwa $100 \text{ k}\Omega$, daher konnte ohne Anzapfung am ZF-Kreis eine recht gute Lastgüte erreicht werden. Der Kollektorstrom beträgt in beiden Stufen 1 mA. Die Widerstände der Spannungsteiler für die Einstellung dieses Arbeitspunktes bei Batteriespannungen von 6 V, 9 V und 12 V sind in der Tabelle 7 angegeben. Alle anderen Werte bleiben bei Änderung der Batteriespannung gleich.

Die Verstärkung ist über den ganzen in Betracht kommenden Frequenzbereich sehr konstant. Die Gesamtverstärkung beträgt etwa 31 dB bei 86 MHz und etwa 30 dB bei 102 MHz.

Tabelle 7

U_{Batt}	6	9	12	V
R_1	8,8	12,5	18	$\text{k}\Omega$
R_2	2,5	4,5	4,5	$\text{k}\Omega$
R_3	0,9	2	2	$\text{k}\Omega$
R_4	4	6,2	9	$\text{k}\Omega$
R_5	1,25	2,2	2,2	$\text{k}\Omega$
R_6	0,9	2	2	$\text{k}\Omega$

Technische Daten

Batteriestrom	3,7 mA
Kollektorstrom pro Stufe	1 mA
Leistungsverstärkung	31 dB
Rauschfaktor	5,4 dB
Bandbreite (an Einzelkreis)	150 kHz
Eingangsspannung	max. 20 mV

Induktivitäten:

- L_1 : Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 D 13,3 F
2 + 2 Wdg Cu versilbert 0,5 mm \varnothing , Wickelhöhe 3 mm, biflar wickeln
- L_2 : Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 D 13,3 F
3 Wdg Cu versilbert 1,2 mm \varnothing , Wickelhöhe 8 mm,
- L_3 : Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 D 13,3 F
5 Wdg Cu versilbert 0,7 mm \varnothing , Wickelhöhe 10 mm,
- L_4 : Siferrit-Gewindekern B 63310 U 17 D 13,3 F
3 + 1 Wdg Cu versilbert 1,5 mm \varnothing , Wickelhöhe 10 mm,
- L_5 : Siferrit-Gewindekern B 63310 80 k1 D 13,3 F
26 Wdg HF-Litze 20 \times 0,05, Wickelhöhe 10 mm,
- L_6 : 5 Wdg Cu versilbert 0,25 mm \varnothing (Abstand von L_5 variabel)

Außendurchmesser aller Spulenkörper 8 mm

ZF-Verstärker für FM

Das Bild 54 zeigt die Schaltung eines ZF-Verstärkers für UKW-Geräte. Auch hier müssen für die Batteriespannungen 6 V, 9 V und 12 V lediglich die Widerstände der Spannungsteiler zur Arbeitspunkteinstellung verändert werden. Die erforderlichen Werte sind in der Tabelle 8 enthalten. Je Stufe kann eine Verstärkung von etwa 22 dB erzielt werden.

Technische Daten

Batteriespannung	6 V, 9 V und 12 V
Batteriestrom	5,5 mA
Verstärkung je Stufe	22 dB

Induktivitäten:

Die Induktivitäten L_1 bis L_6 haben den Wert 4,4 μ H und sind mit abgleichbarem Kern auszuführen. Die Leerlaufgüte sollte etwa 125 sein.

Anzapfung bei L_3 , L_5 und L_7 : $n_{1-3} : n_{2-3} = 1,4 : 1$

Anzapfung bei L_2 , L_4 und L_6 : $n_{1-3} : n_{2-3} = 16 : 1$

Anzapfung bei L_8 : $n_{1-3} : n_{2-3} = 2 : 1$

$L_9 = 0,35 L_8$ (Windungsverhältnis)

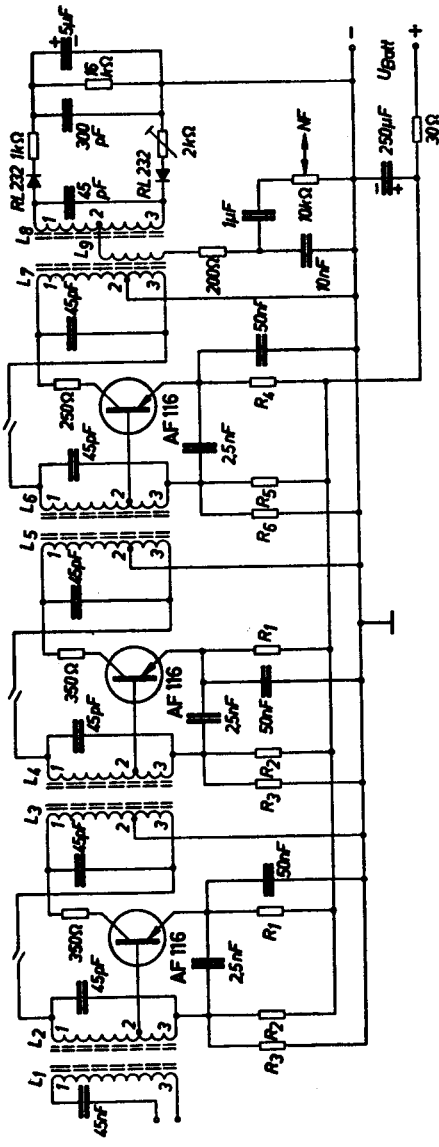


Bild 54

Tabelle 8

U_{Batt} V	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	
6	0,9	2,2	8	0,9	1,25	4	k Ω
9	1,8	4	12	1,8	2	6	k Ω
12	1,8	4	18	1,8	2	9	k Ω

Meßschaltung für Leistungsverstärkung

In Bild 55 ist eine Meßschaltung für die Leistungsverstärkung bei hohen Frequenzen, z. B. 200 MHz, angegeben. Durch die Verwendung einer Zener-Diode kann hier mit einer Batteriespannung gearbeitet werden. Der Kondensator C ist so zu wählen, daß optimale Leistungsanpassung erfolgt.

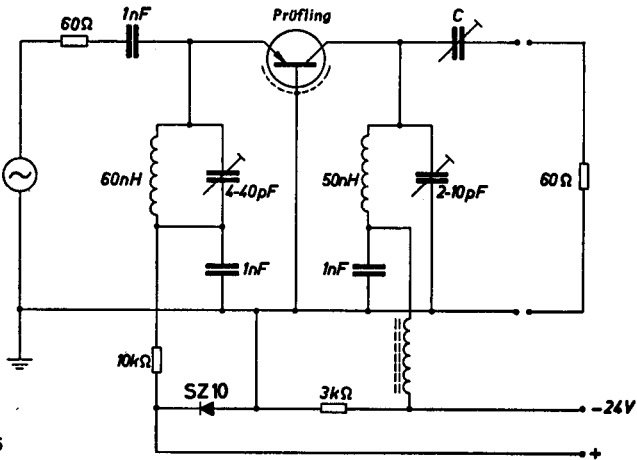


Bild 55

Anschriften unserer Geschäftsstellen

Ort	Büro*	Straße	Fernsprecher	Fernschreiber
Aachen	TB	Theaterstr. 106	3 98 41	8 32866
Arnsberg (Westf.)	IB	Hellefelder Str. 29	20 56	8 4286
Augschaffenburg	IB	Ludwigstr. 17	23 14	4 18639
Augsburg	TB	Fuggerstr. 9	51 76, 9 48 81	5 3821
Berlin SW 11	ZN	Schöneberger Str. 2-4	66 00 11	1 83766
Bielefeld	TB	Kavalleriestr. 26	6 36 11	9 32905
Bonn	TB	Mühlheimer Platz 1	5 19 21	8 86655
Braunschweig	TB	Fallersleber Str. 6-8	2 04 41	9 52820
Bremen	ZN	An der Weide 14-16	30 14 41	2 44814
Coburg	IB	Judengasse 41	37 44	6 63212
Darmstadt	TB	Hügelstr. 18-20	35 79, 60 48	4 19246
Dortmund	ZN	Märkische Str. 12-14	2 26 41	8 22122
Düsseldorf	ZN	Oststr. 34	86 31	8 582665
Duisburg	TB	Friedenstr. 85	2 80 01	8 56843
Essen	ZN	Kruppstr. 16	2 07 31	8 57437
Flensburg	IB	Neustadt 10	74 49	2 2745
Frankfurt (Main)	ZN	Gutleutstr. 31	33 06 01	4 11203
Freiburg (Breisg.)	TB	Habsburgerstr. 132	21 21	7 7842
Fulda	IB	Ohmstr. 24	30 10	-
Goslar	TB	Am Markt 5	39 31/33	9 53832
Gummersbach/ Niederseßmar	IB	Kölnener Str. 95	30 42	-
Hagen (Westf.)	IB	Prentzelstr. 11	2 74 45	-
Hamburg	ZN	Lindenplatz 2	24 82 11	2 11891
Hamm	IB	Luisenstr. 5	68 41	8 28834
Hannover	ZN	Am Maschpark 1	8 65 31, 8 66 91	9 22333
Hellbronn (Neckar)	IB	Schaeuffelenstr. 15	67 46/48	7 28714
Hof (Saale)	IB	Theresienstr. 13	22 66/67	6 43865
Kaiserslautern	TB	Pariser Str. 23	75 31	4 5832
Karlsruhe	TB	Bahnhofstr. 5	2 69 61	7 82831
Kassel	TB	Bürgermeister-Brunner-Str. 15	1 92 81	9 9839
Kempten (Allgäu)	IB	Salzstr. 27	36 22	5 4827
Kiel	TB	Holstenbrücke 26-28	4 46 71, 4 08 01	2 9814
Koblenz	TB	Emil-Schüller-Str. 20-22	24 86	8 6831
Köln	ZN	Friesenplatz 8-14	29 91	8 881470
Konstanz	IB	Hussenstr. 6	36 93, 50 57	7 32209
Lübeck	IB	Breite Str. 52-54	2 59 21	2 6728
Mainz	TB	Große Bleiche 29	2 67 71/72	4 17765
Mannheim	ZN	N 7, 18	5 80 31	4 62261
München-Gladbach	IB	Eickener Str. 45	2 18 75, 2 26 26	5 -
München	ZN	Prannerstr. 8	2 89 61	5 23224
Münster (Westf.)	TB	Herwarthstr. 6-8	4 06 31	8 92828
Nürnberg	ZN	Richard-Wagner-Platz 1	2 87 21	6 2120
Offenburg (Baden)	IB	Rheinstr. 3	23 13	7 5886
Osnabrück	TB	Möserstr. 28	76 01	9 4827
Ravensburg	IB	Gartenstr. 16	24 34, 29 82/83	7 32884
Regensburg	IB	Maximilianstr. 29	2 38 23	6 5807
Reutlingen	IB	Unter den Linden 47	43 41/43, 67 82	7 29723
Rottweil	IB	Am Stadtgraben 12	8 06/07	7 62889
Saarbrücken	ZN	Mainzer Str. 139	6 49 41	4 4226
Schweinfurt	IB	Luitpoldstr. 6	27 53	6 73207
Siegen	TB	Sandstr. 38	2 67 41	8 7635
Stuttgart	ZN	Geschw.-Scholl-Str. 24-26	9 90 61	7 23941
Trier	IB	Deutschherrenstr. 38-44	32 57, 37 33, 27 57	4 7815
Ulm (Donau)	TB	Frauenstr. 9	6 85 71	7 12826
Wetzlar	TB	Karl-Kellner-Ring 25	34 51	4 83845
Wiesbaden	IB	Adolfsallee 27-29	5 95 25	-
Wilhelmshaven	IB	Paul-Hug-Str. 8	59 48, 54 57, 54 54	2 5305
Wuppertal-Elberf.	TB	Neumarktstr. 52	4 18 81	8 512853
Würzburg	TB	Theaterstr. 25	5 08 50	6 8844

* ZN Zweigniederlassung

TB Technisches Büro

IB Ingenieurbüro

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT

WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE

