



HALBLEITER-BAUELEMENTE

Schaltbeispiele

Ausgabe 1. April 1958

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE

Einleitung

Die im folgenden zusammengefaßten Schaltunterlagen stellen eine Auslese aus der großen Zahl vorteilhafter Anwendungen von Halbleiterbauelementen, insbesondere Transistoren, dar. Damit sollen in erster Linie allgemeine Anregungen vermittelt und Schaltbeispiele gegeben werden, die natürlich dem besonderen Fall der Anwendung und den jeweiligen Anforderungen noch angepaßt werden können.

Inhaltsverzeichnis

Die vorliegende Schrift gliedert sich in zwei Abschnitte, deren erster Erläuterungen zu den im zweiten Teil dargestellten Schaltbeispielen gibt. In den Textseiten ist jeweils auf die Numerierung der besprochenen Schaltungen hingewiesen.

	Seite
Allgemeine Hinweise	1
I. Niederfrequenz-Verstärker (Schaltbeispiele Nr. 1 bis 10)	1 - 6
II. Gleichspannungswandler (Schaltbeispiele Nr. 11 bis 21)	7 - 11
III. Sinusoszillatoren (Schaltbeispiele Nr. 22 bis 25)	12
IV. Multivibratoren (Schaltbeispiele Nr. 26 bis 30)	13 - 14
V. Steuer- und Regelschaltungen, Meßverstärker (Schaltbeispiele Nr. 31 bis 36)	15
 Schaltbeispiele	 Nummer
I. <u>Niederfrequenz-Verstärker</u>	
NF-Transistor-Verstärker für 1 W mit Transistoren TF 65, TF 77	1.
NF-Transistor-Verstärker Ausgangsleistung 12 W	2.
Transistor-Verstärker für 12 W mit Photo-Diode TP 50 zur Tonfilmabtastung Frequenzbereich 50 Hz - 15 kHz	3.
NF-Transistor-Verstärker mit gleitendem Arbeitspunkt der Endstufe Ausgangsleistung 500 mW	4.
NF-Transistor-Verstärker mit gleitendem Arbeitspunkt der Treiber- und Endstufe; Ausgangsleistung 3 W	5.
Schallplatten-Vorverstärker für elektrodynamischen Tonarm entzerrt nach CCIR-Norm, 30 Hz - 20 kHz	6.
Verstärker hoher Klanggüte 20 W; 30 Hz - 20 kHz; $k < 1\%$ (bis 15 W) Batteriespannung: 24 V	7.
Hörhilfe-Verstärker mit 3 Transistoren TF 65 Batteriespannung 2,8 V	8.

	Nummer
Gegentaktendstufe mit 2 x TF 80/60 und ECF 83 für gemischt bestückte Geräte	9.
Tonband-Diktier-Gerät Frequenzbereich 0,3 - 2,5/4,5 kHz Bandgeschwindigkeit 2,4 oder 4,75 cm/s	10.
 <u>II. Gleichspannungswandler</u>	
Gleichspannungswandler für 1000 V Eintaktschaltung mit Transistor TF 77/30 Batteriespannung 3 V	11.
Gleichspannungswandler für 1 W Eintaktschaltung mit Transistor TF 77/30 Batteriespannung 6 V	12.
Gleichspannungswandler für 5 W mit Siebung Eintaktschaltung mit Transistor TF 80/30	13.
Gleichspannungswandler für 2000 V Gegentaktschaltung mit 2 Transistoren TF 65 Batteriespannung 3 V; Ausgangsleistung ca. 50 mW	14.
Gleichspannungswandler für 2 W Gegentaktschaltung mit 2 Transistoren TF 77 Batteriespannung 6 V; Ausgangsspannung 60 V	15.
Gleichspannungswandler für 3 W Gegentaktschaltung mit 2 x TF 77/30 Batteriespannung 7/14 V, Schwingfrequenz $f \approx 17$ kHz	16.
Gleichspannungswandler für 10 W Gegentaktschaltung mit 2 Transistoren TF 80	17.
Gleichspannungswandler für 20 W Gegentaktschaltung mit 2 Transistoren TF 80/30 Batteriespannung 12 V; Ausgangsspannung 250 V	18.
Gleichspannungswandler für 20 W Chassistemperatur - 40 bis + 60°C Batteriespannung 24 V	19.
Geiger-Müller-Indikator, Batteriespannung 3 V	20.
Betrieb einer Blitzlichtröhre Gegentaktschaltung mit 2 Transistoren	21.
 <u>III. Sinusoszillatoren</u>	
Stabilisierter Sinus-Oszillator 1 kHz für Steuerzwecke mit Transistoren TF 65 und Silizium-Zener-Dioden SZ	22.
Sinus-Oszillator für 50 kHz zur HF-Magnetisierung von Magnettonköpfen Gegentaktschaltung mit 2 Transistoren TF 77	23.
400 Hz Sinusgenerator mit kleinem Innenwiderstand Ausgangsleistung 15 W; Batteriespannung 24 V	24.

	Nummer
10 W-Drehstrom-Generator mit 2 Transistoren TF 80/60 $3 \sim \gamma \Delta 14/24 \text{ V}$, 400 Hz	25.
 <u>IV. Multivibratoren</u>	
Monostabile Kippschaltung mit 2 Transistoren TF 65	26.
Bistabile Kippschaltung mit 2 Transistoren TF 65	27.
Astabile Kippschaltung mit 2 Transistoren TF 65	28.
Astabile Kippschaltung für große Flankensteilheit mit 3 Transistoren TF 65	29.
Blinklichtgerät Betrieb mit astabiler Kippschaltung	30.
 <u>V. Steuer- und Regelschaltungen, Meßverstärker</u>	
Photoelektrischer Schaltverstärker mit Photo-Diode TP 50 Photostrom bewirkt Anziehen eines Relais	31.
Photoelektrischer Schaltverstärker mit Photodiode TP 50 Photostrom bewirkt Abfall eines Relais	32.
6 W Schaltverstärker mit Transistoren und Photo-Diode TP 50 Beispiel: Steuerung einer Magnetkupplung	33.
Schaltverzögerung mit Transistoren hochkonstante Verzögerung, regelbar von 10 - 400 s Batteriespannung 12 - 15 V	34.
Temperaturregler mit Thernewid und Transistoren Regelbereich $+ 20^{\circ} \dots 100^{\circ} \text{C}$ ($\Delta T \pm 1^{\circ} \text{C}$)	35.
Phasenmeßgerät mit Transistoren Batteriespannung 12 W	36.
 <u>VI. Dioden-Anwendungen</u>	
Mischung zweier HF-Schwingungen mit Richtleiter- Paar GD 1P für NF-Pegelsender; Klirrfaktor $< 1\%$	37.
NF-Aussteuerungsanzeige mit Germanium-Richtleiter RL 31 Beispiel: Tonbandgerät	38.
Ratio-Detektorschaltung mit Richtleiterpaar RL 232	39.
 Typenübersicht des Transistor-Lieferprogrammes	 3. Umschlag- seite
 Geschäftsstellen - Verzeichnis	 4. Umschlag- seite

Allgemeine Hinweise für den Einsatz von Transistoren
als Erläuterung zu den nachfolgenden Schaltbeispielen.

I. Niederfrequenz-Verstärker

Die Anwendung des Transistors in der Verstärkertechnik hat deshalb einen bedeutenden Umfang angenommen, weil sie die Möglichkeit gibt, niedrige Betriebsspannungen anzuwenden und dabei in den Leistungsendstufen trotzdem hohe Wirkungsgrade zu erreichen.

Darüber hinaus bietet auch der Betrieb der Vorverstärkerstufen mit Transistoren bei kleinen Betriebsspannungen und -strömen weitere Vorteile in Bezug auf Qualität und Betriebssicherheit.

Die Wahl der Transistoren für eine bestimmte Anwendung wird im wesentlichen durch die Grenzwerte der einzelnen Typen, wie Verlustleistung, Kollektorspitzenspannung und Kollektorspitzenstrom bestimmt.

Die Anlage und Bemessung von Transistorverstärkern zeigt gegenüber den geläufigen Röhrenschaltungen einige Besonderheiten, welche durch die Eigenschaften des Transistors begründet sind.

Bei der Wahl des Arbeitspunktes einer Verstärkerstufe mit Hilfe des Kennlinienfeldes bei der Betriebsspannung und dem günstigsten Arbeitswiderstand ist zu beachten, daß der Transistor in den Vorstufen wie in den Endstufen als Leistungsverstärker arbeitet. Wie aus den Typenblättern ersichtlich, liegen im Grenzfall zwei Eingangskennlinien mit verschiedener Charakteristik vor:

- 1) Kollektorstrom als Funktion des Basisstromes
 $I_C = f(I_B)$
- 2) Kollektorstrom als Funktion der Basis-Emitterspannung $I_C = f(U_{BE})$

Je nach dem Innenwiderstand der Spannungsquelle wird der Transistor mehr entsprechend der einen oder anderen Kennlinie angesteuert. Infolge der entgegengesetzten Krümmung dieser Eingangskennlinien gibt es einen optimalen Innenwiderstand der Spannungsquelle, bei dem die Verzerrungen durch die Nichtlinearität der wirksamen Kennlinie minimal sind. Bei mehrstufigen Verstärkern muß also dieser optimale Innenwiderstand als Ausgangswiderstand der Vorstufe eingestellt werden.

Für Gegentaktstufen ergibt sich allgemein aus der Analyse der resultierenden Kennlinie die Forderung nach einer möglichst niederohmigen Ansteuerung, d.h. einem Betrieb gemäß der Kennlinie $I_C = f(U_{BE})$. Ferner muß die Einstellung des Kollektorruhestromes und die Symmetrie der Transistorpaare in ihren Kennlinien berücksichtigt werden. Die Einstellung des Arbeitspunktes für reinen B-Betrieb ergibt starke Verzerrungen infolge der Anlaufcharakteristik der I_C U_{BE} -Kennlinie. Man muß deshalb zu einer AB-Einstellung übergehen, damit die Krümmung im Anlauf der Kennlinie kompensiert wird und die resultierende Gegentakt-Kennlinie linear verläuft. Selbstverständlich kann diese Linearisierung auch durch eine Emittergegenkopplung erreicht werden, die auf jeden Fall dann notwendig ist, wenn man mit sehr kleinen Ruhestromen (z.B. im Batteriebetrieb) arbeiten will.

Im Eintakt A-Betrieb ist die Art der Ansteuerung, nämlich Spannungseinprägung oder Stromeinprägung, abhängig von dem eingestellten Kollektorruhestrom. Bei relativ kleinem Ruhestrom ist eine hochohmige Ansteuerung günstiger, während bei großem Kollektorruhestrom die niederohmige Spannungseinprägung weniger Verzerrungen bringt.

Wenn größere Leistungen zur Steuerung benötigt werden, also z.B. bei der Endstufe eines 10 Watt-Verstärkers, muß jedoch auch die Leistungsanpassung ($R_a = R_i$) zwischen Treiber- und Endstufe beachtet werden, um die notwendige Gesamtverstärkung zu erreichen und zusätzliche Verluste in den Kopplungsgliedern zu vermeiden. Es wird in der Regel nicht möglich sein, diese beiden Anpassungsforderungen gleichzeitig zu erfüllen. Als Kompromiß ist z.B. in den Schaltungen 1, 2, 3 und 4 ein Widerstand parallel zur Primärwicklung

des Treibertransformators eingeführt, da die Reserve in der Ausgangsleistung der Treiberstufe für eine günstigere Ansteuerung der Endstufe ausgenutzt werden kann.

Damit wird nicht nur die Ansteuerung der Endstufe niederohmiger; sondern es ergibt sich gleichzeitig für die Treiberstufe der Vorteil eines konstanteren Arbeitswiderstandes bei verschieden großer Aussteuerung; denn der Eingangswiderstand von Transistoren großer Leistung wird bekanntlich mit zunehmender Aussteuerung kleiner.

Ein weiterer wichtiger Punkt ist die thermische Stabilität. Bei der Temperaturabhängigkeit der Leitfähigkeit eines Halbleiterkristalles besteht die Möglichkeit, daß der Transistor bei unzureichender Wärmeableitung instabil wird, indem bei Temperaturerhöhung der Kollektorstrom ansteigt und der Kristall durch die erhöhte Verlustleistung weiter erwärmt wird. Reicht die Wärmeableitung nicht aus, so steigert sich dieser Prozeß bis zur Zerstörung des Transistors, weil unzulässig hohe Sperrschichttemperaturen erreicht werden. Der Aufbau der Transistoren wird deshalb zusammen mit ihrem Gehäuse so vorgenommen, daß ein möglichst kleiner Wärmewiderstand zwischen dem Kristall und der Umgebung solche Wärmestauungen verhindert.

In der Schaltanwendung stört jedoch schon die Wanderung des Arbeitspunktes mit der Temperatur. Die Stabilisierung des Arbeitspunktes kann auf verschiedene Weise erfolgen. Eine sehr wirksame Arbeitspunktstabilisierung wird erreicht, wenn der Basisspannungsteiler verhältnismäßig niederohmig ausgeführt und ein relativ großer Emitterwiderstand gewählt wird. (Siehe Beisp. 6 und 7). Der Emitterwiderstand wird meistens mit einem entsprechenden Elko überbrückt, um eine durch Gegenkopplung bedingte Verstärkungsminderung zu vermeiden.

Eine einfache und für viele Fälle ausreichende Stabilisierung (Vorstufen) erzielt man, wenn der Basisspannungsteiler an den Kollektor angeschlossen wird. (Siehe Beisp. 1 bis 5, 8, 10). Steigt hier bei Temperaturerhöhung der Kollektorstrom, so sinkt die Spannung am Kollektor und damit auch an der Basis. Die außerdem auftretende differentielle Spannungsgegenkopplung ist gering. Diese Methode eignet sich besonders für die Verstärkung kleiner Signale, weil eine gewisse Arbeitspunktverschiebung bestehen bleibt. Die Arbeitspunktwanderung

ist umso geringer, je größer das Verhältnis I_C/I_{C0} gewählt werden kann.

Beiden Methoden ist gemeinsam, daß Streuungen der Transistoren weitgehend ausgeglichen werden.

Die verbleibende Arbeitspunktverschiebung kann zur Stabilisierung des nachfolgenden Transistors (z.B. Treiber) herangezogen werden, wobei dieser dann mit großen Signalen angesteuert werden kann. (Siehe Beisp. 2 und 3).

In den Endstufen höherer Leistung ist eine Stabilisierung auf diese Weise meist nicht mehr möglich, da im Emittewiderstand zuviel Leistung verloren geht. Hier sind die Thermowid-Heißleiter mit Vorteil zu verwenden. Der Temperaturkoeffizient kann mit Hilfe von Serien- und Parallelwiderständen im Basisspannungsteiler für einen gewissen Temperaturbereich so eingestellt werden, daß der Temperaturgang des Transistorarbeitspunktes kompensiert wird.

Mit diesen Stabilisierungsmethoden ist in den vorliegenden NF-Verstärkerschaltungen ein einwandfreier Betrieb bis zu 60°C Umgebungstemperatur möglich.

Zu den einzelnen Schaltungsbeispielen seien noch folgende Hinweise gegeben. Mit Rücksicht auf lineare Verstärkung ist es von Vorteil, den notwendigen hohen Eingangswiderstand (100-200 k Ω) der ersten NF-Stufe mit Hilfe der Kollektorschaltung zu erreichen. Diese Stufe liefert so zwar keine höhere Verstärkung als die Emitterschaltung mit entsprechend hohem Vorwiderstand im Eingang, aber sie hat den Vorteil eines niedrigeren Ausgangswiderstandes.

Der niederohmige Ausgang verbessert außerdem die Rauscheigenschaften der Eingangsstufe.

Die Schaltungen 4 und 5 zeigen einen Verstärker mit einer Eintakt-Endstufe, deren Arbeitspunkt in Abhängigkeit von der NF-Aussteuerung gleitend geregelt wird. Auf diese Weise kann auch im Eintakt-Betrieb ein besserer Wirkungsgrad erzielt werden, sodaß die Verwendung in Batteriegeräten wirtschaftlich möglich ist. Bei Schaltung 5 erscheint die folgende Maßnahme bemerkenswert. Um dem Ausgang möglichst wenig Leistung für die Regelung zu entziehen, wird hier die vom Grad der Aussteuerung abhängige Vorspannung an die

Basis der Treiberstufe gelegt. Die direkte Kopplung zwischen Treiber- und Endstufe bewirkt dann auch gleichzeitig die Regelung der Endstufe.

Allgemein muß bei diesen Schaltungen die Zeitkonstante des Regelkreises optimal eingestellt werden.

Den Einsatz des Transistors für Verstärker mit hohen Anforderungen an die Qualität der Wiedergabe zeigt Schaltung 6 an dem Beispiel eines Schallplattenvorverstärkers. Der Frequenzgang entspricht der vorgeschriebenen Entzerrungskurve.

Im einzelnen werden folgende Werte erzielt:

Eingangsspannung bei 1 kHz	20 mV
Ausgangsspannung	1,5 V
max. Ausgangsspannung	5 V
Klirrfaktor	< 0,8 %
Störabstand	> 50 dB

Schaltung 7 gibt ein Beispiel für einen kompletten Schallplattenverstärker mit hoher Wiedergabequalität. Die beigefügten Kurven zeigen die Frequenzcharakteristik und den Klirrfaktor, der auch bei 15 W Ausgangsleistung noch unter 1,5 % liegt. Die gesamte Leistungsverstärkung beträgt ca. 100 dB.

Bei Vollaussteuerung des Verstärkers mit einem Kristalltonarm wurde ein Signal-Rauschverhältnis von 3000 gemessen. Auf den Eingangspegel bezogen ergibt sich also eine Rauschspannung von 10 μ V.

Dieser Verstärker läßt sich auch zur Tonfilmabtastung verwenden. In diesem Fall kann eine Eingangsstufe mit Photodiode wie in Schaltung 3 gewählt werden.

Die Linearisierung des Eingangswiderstandes der Treiberstufe wird durch den niederohmigen Ausgang der Kollektorschaltung in der vierten Stufe erreicht.

Der Eingangsübertrager muß besonders streuarm ausgeführt werden; denn die Streuinduktivität bewirkt eine dem nicht-linearen Basisstrom proportionale, nicht sinusförmige Spannung, sodaß schon bei geringen Streuungen große Verzerrungen im Ausgangssignal entstehen.

Schaltung 9 bringt ein Beispiel für den gemischten Einsatz von Röhren und Transistoren. Besonders bei Autoempfängern, auf welche sich das Schaltbeispiel bezieht, hat sich die Verwendung von Transistoren in der NF-Endstufe bzw. in einem Gleichspannungswandler zur Spannungsversorgung der Röhren als vorteilhaft erwiesen. Bei dem dargestellten Beispiel ist ein 24 Volt-Akkumulator als Stromquelle für den Verstärker vorgesehen.

In der Treiberstufe wird die Röhre ECF 83 verwendet, die besonders für den Zweck der vorteilhaften Aussteuerung der Transistor-Endstufe entwickelt und den hierbei auftretenden Erfordernissen angepaßt ist.

Das Tonband-Diktiergerät nach Schaltung 10 eignet sich für Batteriebetrieb bei 6 Volt. Die Stromaufnahme beträgt bei Aufnahme ca. 100 mA und bei Wiedergabe ca. 6 mA. Mit einer Ausgangsleistung von 2,5 mW an dem Ohrhörer steht auch bei höherem Geräuschpegel genügend Lautstärke zur Verfügung. Der Frequenzbereich reicht je nach Bandgeschwindigkeit von 300 Hz bis 2,5 bzw. 4,5 kHz. Dabei erfolgt die Höhenentzerrung je nach Bandgeschwindigkeit über 0,75 μ F und 3,5 mH bzw. 0,5 μ F und 2 mH.

Der HF-Oszillator arbeitet im Eintaktbetrieb mit einer Frequenz von 25 kHz. Die störenden Oberwellen können dadurch unterdrückt werden, daß der Kollektorstrom mit Hilfe des Potentiometers R_2 eingeregelt wird.

Diese Beispiele zeigen, daß der Transistor in seiner Anwendung im NF-Verstärker heute bereits weitgehende Forderungen an die Wiedergabequalität erfüllen kann.

II. Gleichspannungswandler

Gleichspannungswandler mit Transistoren ermöglichen auf einfache Weise die Stromversorgung von elektronischen Geräten aus kleinen Batterien. Den Hauptbestandteil dieser Wandler bildet ein Zerhacker mit Transistoren als Schaltelemente; dieser wird als Eintaktzerhacker oder auch als Gegentaktzerhacker ausgeführt. Die Wahl zwischen der einen oder der anderen Schaltungsart wird im wesentlichen durch den Leistungsbedarf des jeweiligen Verbrauchers entschieden. Im folgenden seien die charakteristischen Anwendungsmöglichkeiten kurz umrissen. Auch über die Berechnung der Zerhackerschaltungen sei kurz einiges berichtet, da die rechnerischen Zusammenhänge bei dieser Anwendung vielleicht nicht so allgemein geläufig sind wie in anderen Fällen.

Der Eintaktzerhacker.

Der Eintaktzerhacker ist grundsätzlich ein Rechteckgenerator, dessen Tastverhältnis frei wählbar ist. Die Energieentnahme kann nun entweder während der Zeit τ_1 erfolgen, in welcher der Transistor auf Durchlaß geschaltet ist, oder während der Zeit τ_2 , während der Transistor gesperrt bleibt. So sind zunächst zwei Betriebsarten möglich, die heute allgemein als Stromflußwandler und Sperrwandler unterschieden werden. Darüber hinaus kann auch in beiden Halbwellen Energie entnommen werden. Dann arbeitet man im Ausgangskreis mit einer Spannungsverdopplerschaltung mit zwei Dioden, die beide Halbwellen ausnutzt. Gegenüber dem Sperrwandler hat diese Schaltung jedoch keine besonderen Vorteile. Die Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Belastung ist in beiden Fällen nahezu gleich groß, sodaß sich der Aufwand eines zusätzlichen Gleichrichters gegenüber den anderen Schaltungen nicht lohnt. Andererseits kann man mit dem Sperrwandler ebenso leicht die hohen Spannungen erzielen, wie die Beispiele zeigen.

Der als Sperrwandler betriebene Eintaktzerhacker eignet sich vorwiegend zur Erzeugung hoher Ausgangsspannungen. Sein Prinzip ist die Energiespeicherung im Transformator. Der Transistor arbeitet dabei als automatischer, mit Hilfe einer Rückkopplung gesteuerter Schalter; während der Transistor-

Durchlaßzeit τ_1 wird eine große Energie in der Induktivität des Transformators gespeichert, die dann während der Sperrzeit τ_2 in einem hohen Spannungsimpuls an den Ausgangskreis abgegeben wird. Die Wahl eines hohen Tastverhältnisses führt dann zu einem sehr kleinen Übersetzungsverhältnis des Trafos.

Man wird diese Eintaktschaltung fast immer für höhere Frequenzen auslegen und für den Übertrager Ferrite hoher Permeabilität wählen, da in diesem Falle Übertrager mit sehr kleinen Abmessungen verwendet werden können. Die Ausgangsleistung ist selbstverständlich nur beschränkt. Maßgebend dafür ist der max. zulässige Kollektorspitzenstrom des Transistors. Da die Ausgangsleistung unmittelbar durch den max. Kollektorstrom und dem Tastverhältnis vorgegeben wird, ist die Ausgangsspannung gegenüber Belastungen sehr empfindlich.

Bei der Berechnung einer solchen Zerhackerschaltung wird in der Regel von der Batteriespannung U_{Batt} , der gewünschten Ausgangsspannung U_a und dem Ausgangsstrom I_a ausgegangen. Der Kollektorspitzenstrom beträgt

$$\hat{I}_C = \frac{2U_a I_a}{\eta U_{\text{Batt}}} \cdot \frac{\tau}{\tau_1} \quad \frac{\tau_1}{\tau} = \frac{\tau_1}{\tau_1 + \tau_2} = \text{Tastverhältnis} \quad (1)$$

Der Wirkungsgrad η über die gesamte Schaltung einschließlich Gleichrichtung liegt bei 70%. Bei kleineren Batteriespannungen, wie auch bei hohen Spannungsübersetzungen wird der Wirkungsgrad kleiner. Das Tastverhältnis wird erfahrungsgemäß am günstigsten zwischen 1/2 und 9/10 festgelegt. Der Transistor muß so ausgewählt werden, daß der berechnete Kollektorspitzenstrom den zulässigen Wert nicht überschreitet. Die notwendige Primärinduktivität ergibt sich zu

$$L_1 = \frac{U_1}{\hat{I}_C} \cdot \frac{\tau_1}{\tau} \cdot \frac{1}{f}$$

f = Frequenz
 $U_1 = U_{\text{Batt}} - U_{\text{Rest}} - U_{rL}$
 U_{rL} = Spannungsverlust am ohm'schen Widerstand der Induktivität (2)

Den geringsten Aufwand für den Trafo erhält man bei hohen Frequenzen f , dabei muß die Grenzfrequenz des Transistors

beachtet werden. Die Primärwindungszahl errechnet sich nach folgender Formel:

$$w_1 = \frac{\tau_1}{\tau} \frac{U_1}{q f B} 10^8 \quad \begin{array}{l} q = \sqrt{U_a} J_a \text{ Kernquerschnitt} \\ B = \text{max. Induktion} \end{array} \quad (3)$$

Da ein hoher Wirkungsgrad nur erreicht werden kann, wenn die Induktion des Eisens unterhalb der Sättigung bleibt, soll die Induktion B den Sättigungswert nicht erreichen. Bei Ferriten liegt die Grenze bei ca. 2.300 Gauß. Der Eisenkern, d.h. der Kernquerschnitt q und der Induktivitätsfaktor A_L müssen so gewählt werden, daß die Beziehung erfüllt wird

$$A_L = \frac{L_1}{w_1^2} \quad A_L \text{ Induktivitätsfaktor } \frac{n H y}{w^2} \quad (4)$$

Ist der tatsächliche A_L -Wert des Kernes größer als der aus L_1 und w_1 berechnete, so wird die max. zulässige Induktion $B_{\text{max.}} = 2.300$ Gauß überschritten. Es ist dann ein Kern mit kleinerem A_L -Wert zu verwenden. Das notwendige Rückkopplungsverhältnis ergibt sich aus

$$\frac{w_1}{w_2} = \frac{U_1}{J_B R_B + U_{BE}} = \frac{U_1}{2 U_{BE}} \quad (5)$$

Die Werte für den Basisstrom I_B und die Steuerspannung U_{BE} entnimmt man für den errechneten Kollektorspitzenstrom I_C aus dem Kennlinienfeld des Transistors, und zwar im Knick der Kennlinie. Der Basiswiderstand soll etwa so groß sein, daß $U_{BE} = I_B \cdot R_B$ gilt. Die Entwicklung hat gezeigt, daß es zweckmäßig ist, den Transistor im nichtschwingenden Zustand auf einen gewissen Kollektorruehestrom einzustellen, sodaß beim Einschalten der Anschwingvorgang eingeleitet wird. Dieser Kollektorstrom wird über einen Spannungsteiler in der Basis eingestellt, wie die Beispiele im einzelnen zeigen. Die sekundäre Windungszahl w_3 läßt sich auf Grund der Größe des primären negativen Spannungsstoßes U_1' während der Zeit τ_2 bestimmen. Es gilt Formel 6

$$\left| \frac{U_1}{U_1'} \right| = \frac{\tau_2}{\tau_1} \quad (6)$$

und damit für w_3

$$\frac{w_3}{w_1} = \frac{U_a}{U_1} \frac{\tau_2}{\tau_1} \quad (7)$$

Es muß darauf geachtet werden, daß die Summe $U_1 + U_{\text{Batt}}$ höchstens gleich der max. Kollektorspitzenspannung des verwendeten Transistors sein darf.

Wie aus diesen Überlegungen hervorgeht, ist die Verwendung des Eintaktzerhackers als Sperrwandler nur dort angebracht, wo bei kleineren Ausgangsleistungen und konstanter Belastung verhältnismäßig hohe Ausgangsspannungen benötigt werden, z.B. für den Betrieb eines Geiger-Müller-Zählrohrs.

Demgegenüber liefert der Eintaktzerhacker als Stromflußwandler eine konstante Ausgangsspannung, die nur von der wirksamen Batteriespannung U_1 und dem Windungsverhältnis bestimmt wird. Auf diese Weise wird die Ausgangsspannung weitgehend unabhängig von Belastungsschwankungen.

$$\frac{w_3}{w_1} = \frac{U_a}{U_1} \quad (8)$$

Beim Stromflußwandler muß beachtet werden, daß die Rückschlagsspannung während der Zeit t_2 (Sperrzeit des Transistors) für den verwendeten Transistor nicht zu hoch wird; denn dieser Spannungsimpuls wird jetzt nicht mehr durch die Energieentnahme gedämpft. Aus diesem Grunde sichert man den Transistor mit Hilfe einer Kapazität C parallel zur Sekundärwicklung des Übertragers. Diese Kapazität soll so groß bemessen werden, daß die Spannungsspitze am Kollektor des Transistors den max. zulässigen Wert nicht überschreitet. Wird der Wert der Kapazität zu groß gewählt, so nähert man sich dem Betrieb eines Sinus-Oszillators und der Wirkungsgrad nimmt ab.

Die Berechnung erfolgt wie beim Eintaktzerhacker als Sperrwandler. Das Tastverhältnis muß entsprechend dem Kollektorspitzenstrom gewählt werden. Der günstigste Wert liegt etwa bei $2/3$.

Der Gegentaktzerhacker.

Die Arbeitsweise des Gegentaktzerhackers entspricht der des Eintaktzerhackers als Stromflußwandler. Man kann diesen Zerhacker als Gegentaktrechteckgenerator auffassen. Die elektrischen Werte des Übertragers und die erforderlichen Grenzwerte des Transistors ergeben sich ebenfalls aus der Batteriespannung U_{Batt} , der gewünschten Ausgangsspannung U_a und dem Ausgangsstrom I_a . Der Kollektorspitzenstrom beträgt

$$\hat{I}_C = 12 \frac{I_a \cdot U_a}{\eta U_{\text{Batt}}} \quad (9)$$

und die Primärinduktivität errechnet sich aus

$$L_1 = \frac{U_1}{4 \cdot \hat{I}_C \cdot f} \quad (10)$$

Die Transformatorgleichung hat hier die Form:

$$U = 4 \cdot B \cdot f \cdot q \cdot w \cdot 10^{-8} \quad (11)$$

Damit kann wie bei der Berechnung des Eintaktzerhackers bereits beschrieben, das richtige Verhältnis von w_1 , B und q bestimmt werden.

Für die Ermittlung des Rückkopplungs-Übersetzungsverhältnisses gilt wieder die Gleichung (5) und für das Primär - Sekundär-Übersetzungsverhältnis die Gleichung (8).

Die max. auftretende Kollektorspannung U_{CE} beträgt in den Spitzen, wie allgemein bei Gegentaktschaltungen, etwa $2 U_{\text{Batt}}$. Selbstverständlich erfolgt die Gleichrichtung bei dieser Gegentaktschaltung über einen Zweiweggleichrichter oder auch Brückengleichrichter.

III. Sinus-Oszillatoren niederer Frequenz.

Die Berechnung dieser Schaltungen ist verhältnismäßig einfach; daher sollen hier nur einige Sonderanwendungen als Beispiele behandelt werden.

Der stabilisierte Oszillator für 1 kHz (Schaltung 22) kann z.B. als Steuerstufe für einen Pegelsender verwendet werden. Die Betriebsspannung des Oszillators wird durch Zenerdioden konstant gehalten. Der Transistor wird stets durchgesteuert, sodaß man eine konstante Amplitude erhält.

Die Schaltung 23 zeigt einen Gegentakt-Oszillator für 50 kHz, der besonders für die Vormagnetisierung von Magnet-Tonköpfen geeignet ist. Bei dieser Anwendung wird durch die gewählte Frequenz von 50 kHz eine gute Tonaufzeichnung erreicht. Außerdem liefert die Gegentaktschaltung eine saubere Sinusspannung ohne einen merklichen Anteil störender Oberwellen.

Die Schaltungen 24 und 25 geben zwei Beispiele für die Anwendung von Leistungstransistoren zum Aufbau von Geräten zur Erzeugung sinusförmiger Spannungen. Diese Spannungen können z.B. zum Antrieb von Steuerungen verwendet werden.

In Schaltung 24 ist ein Oszillator für 400 Hz gezeigt. Die Amplitude des LC-Schwingungskreises ist weitgehend konstant; zu diesem Zwecke ist die stabilisierende Wirkung des Widerstandes im Basiskreis ausgenutzt. Der niedrige Ausgangswiderstand des Oszillators (Kollektorschaltung) bewirkt eine geringere Lastabhängigkeit der Ausgangsspannung.

Abb. 25 zeigt die Schaltung eines Drehstromgenerators mit Transistoren. Auch hier beträgt die Oszillatorfrequenz 400 Hz. Eine interessante Anwendung ist z.B. der Antrieb eines Steuermotors.

IV. Multivibratoren

Die hier zusammengefaßten Schaltungen können im wesentlichen als die Grundschaltungen für die Steuer- und Regelschaltungen betrachtet werden, also für das weite Gebiet der Elektronik einschließlich der Anwendung in Rechenmaschinen. Da sich die Schaltungstechnik mit Transistoren kaum von der mit Röhren unterscheidet, soll hier nur ein kurzer Überblick gegeben werden.

Man muß auch hier wieder feststellen, daß der Transistor mit Vorteil einzusetzen ist, da es sich um eine Schalteranwendung handelt. Die Schaltung vom Widerstand Null auf den Widerstand unendlich und umgekehrt ist nämlich infolge der sehr kleinen Restspannung des Transistors ohne größere Verluste bei kleinen Batteriespannungen möglich. Dabei ist die Amplitude der Ausgangsspannung praktisch gleich der Batteriespannung.

Neben den vielen speziellen Multivibratorschaltungen, z. B. mit direkter Kopplung oder Verwendung komplementärer Transistoren und anderen Anordnungen, kann die astabile Kipperschaltung als Grundform angesehen werden.

Für die Dimensionierung interessieren vor allem die nachfolgenden Punkte.

Die Frequenz wird im wesentlichen durch die Zeitkonstante der RC-Glieder in der Rückkopplung bestimmt, da während der Kondensatorentladung der Transistor gesperrt ist und den Entladungsvorgang nicht beeinflußt. Durch verschiedene Dimensionierung der Kapazitäten kann das Tastverhältnis etwa bis zu 1:10 variiert werden. Für extrem hohe Tastverhältnisse 1:100 bis 1:1000 müssen auch die Widerstände unsymmetrisch gewählt werden.

Die Grenzfrequenz des Transistors in Basisschaltung ist für die Flankensteilheit während des Anstieges der Rechteckimpulse maßgebend. Die Abfallflanke dagegen wird von der Zeitkonstanten des RC-Gliedes bestimmt. Diese Flankensteilheit kann allgemein durch Basisvorwiderstände verbessert werden.

In dem Beispiel der Schaltung Nr.29 ist eine andere Möglichkeit für die Verbesserung der Impulsform durchgeführt. Der Kondensator C_2 ist durch einen weiteren Transistor entkoppelt, so daß die Zeitkonstante nicht von dem zugehörigen Kollektorwiderstand bestimmt wird, sondern durch die dritte Transistorstufe. Es wird eine Flankensteilheit von etwa $3 \mu\text{sec.}$ erreicht.

V. Steuer- und Regelschaltungen.

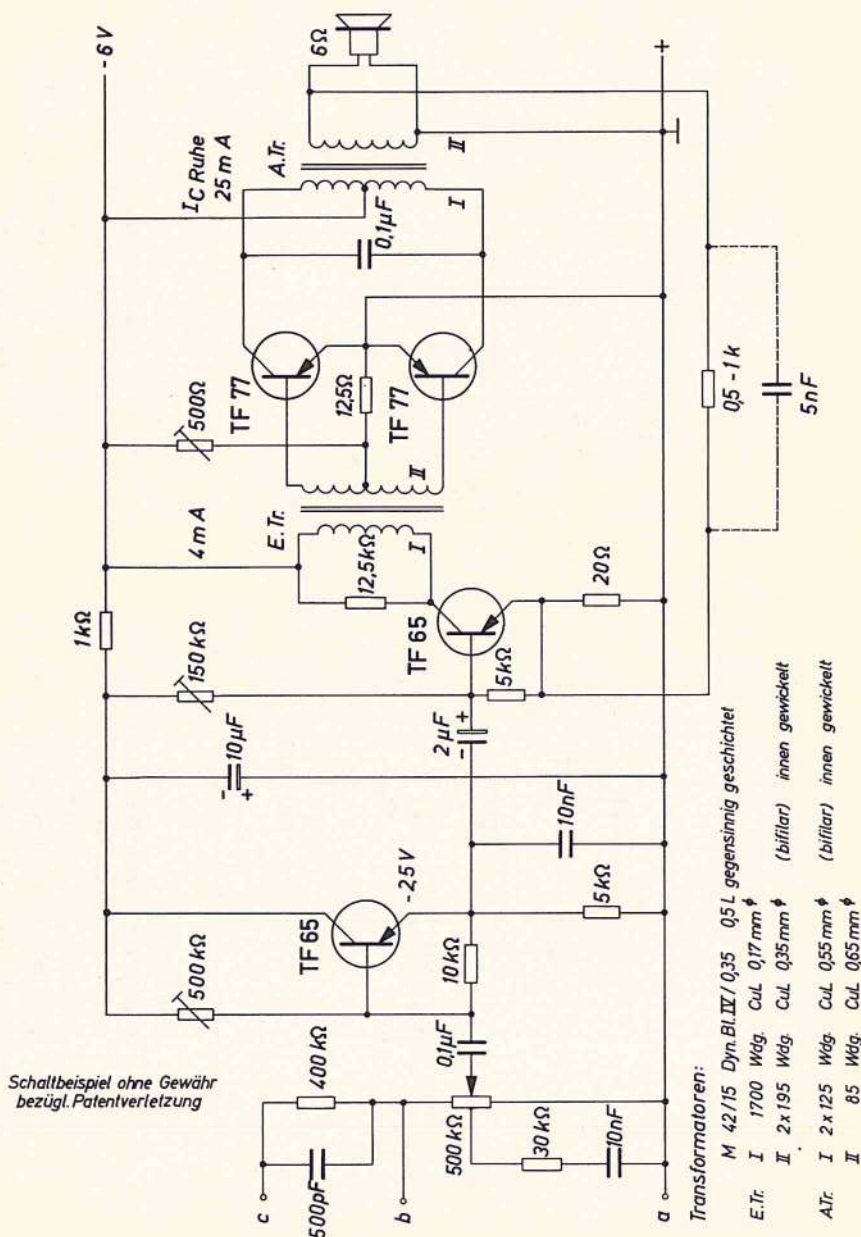
Diese Schaltungen haben so viele Anwendungen und zeigen eine derartige Vielfalt in der Aufgabenstellung, daß eine allgemeine Besprechung an dieser Stelle nicht möglich ist. Es seien erwähnt: Steuerungen magnetomechanischer Wandler, die beim Überschreiten eines bestimmten Eingangssignals betätigt werden; Regelschaltungen, die eine stufenweise oder stetige Regelung abhängig vom Eingangssignal bewirken; Meßwertverstärker, die zunächst nur eine bestimmte Größe zur Anzeige bringen und erst bei Überschreitung eines vorgeschriebenen Höchstwertes einen Steuervorgang auslösen.

Der Vorteil des Einsatzes von Transistoren für Schaltanwendungen wurde schon oben hervorgehoben. Die Bemessung der Steuer- und Regelschaltungen bietet grundsätzlich keine Schwierigkeiten.

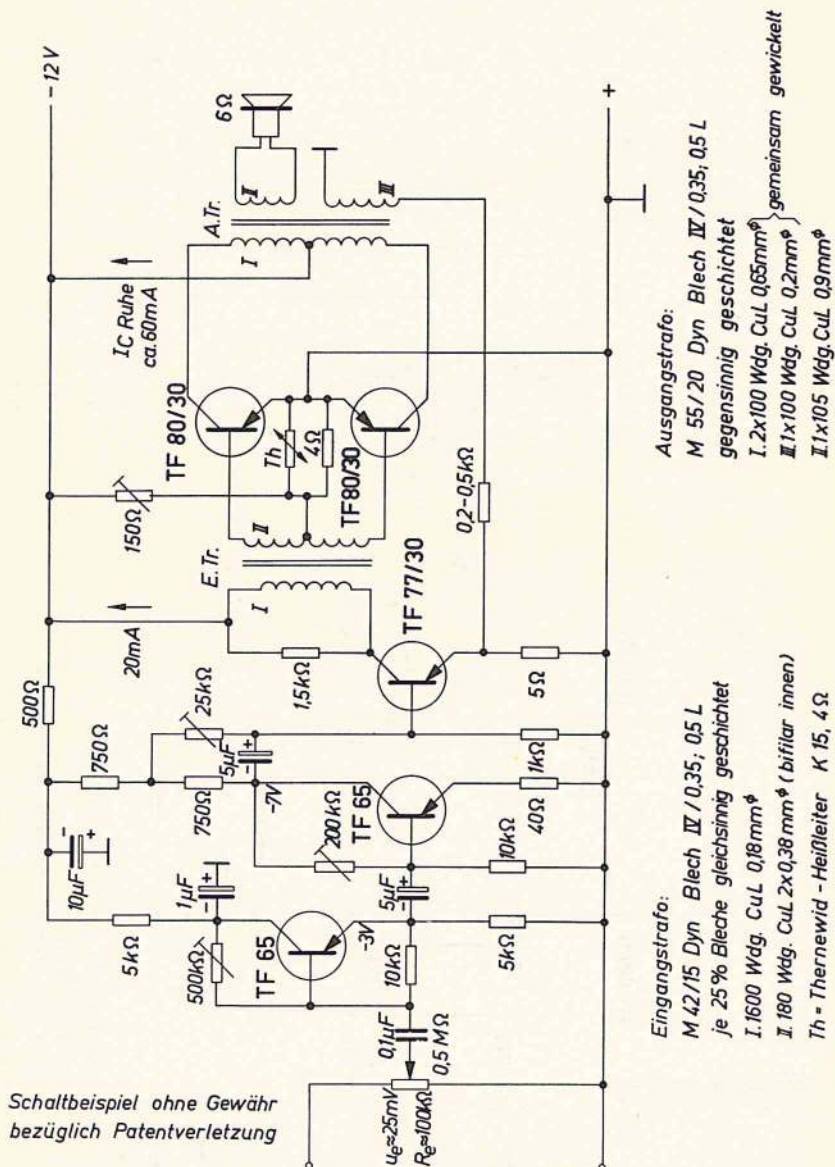
Vielfach ist es möglich, das Eingangssignal in einer Brückenschaltung zu erfassen und in ein Wechselstromsignal zu überführen, sodaß statt des temperaturempfindlichen Gleichstromverstärkers ein Wechselstromverstärker benutzt werden kann. Um sehr hohe Empfindlichkeiten und Verstärkungen in einem größeren Temperaturbereich zu erhalten, sind gewisse Vorkehrungen in der Schaltung zu treffen. Eine Möglichkeit besteht darin, zu dem eigentlichen Signalverstärker einen völlig gleichen Verstärker parallel zu schalten und das Ausgangssignal als Differenz der Ausgangsspannungen der beiden Verstärker zu gewinnen. Äußere Einflüsse auf die Verstärkung werden so kompensiert.

Die nachfolgenden Schaltungen zeigen in den Beispielen 31, 32, 33 jeweils eine Relaissteuerung durch eine Photodiode TP 50. In den beiden ersten Schaltungen arbeitet die Photodiode als lichtempfindlicher Widerstand; Schaltung 33 ermöglicht den Betrieb der Photodiode entweder als Photowiderstand oder Photoelement.

Bei dem Transistor-Relais nach Schaltung 35 wird durch eine Verstärkerschaltung mit Rückkopplung, die nach dem Prinzip des monostabilen Multivibrators arbeitet, eine sehr lange Abfallverzögerung von max. 400 Sekunden erreicht. Dabei ist ein augenblicklicher Abfall des Relais sicher gewährleistet.

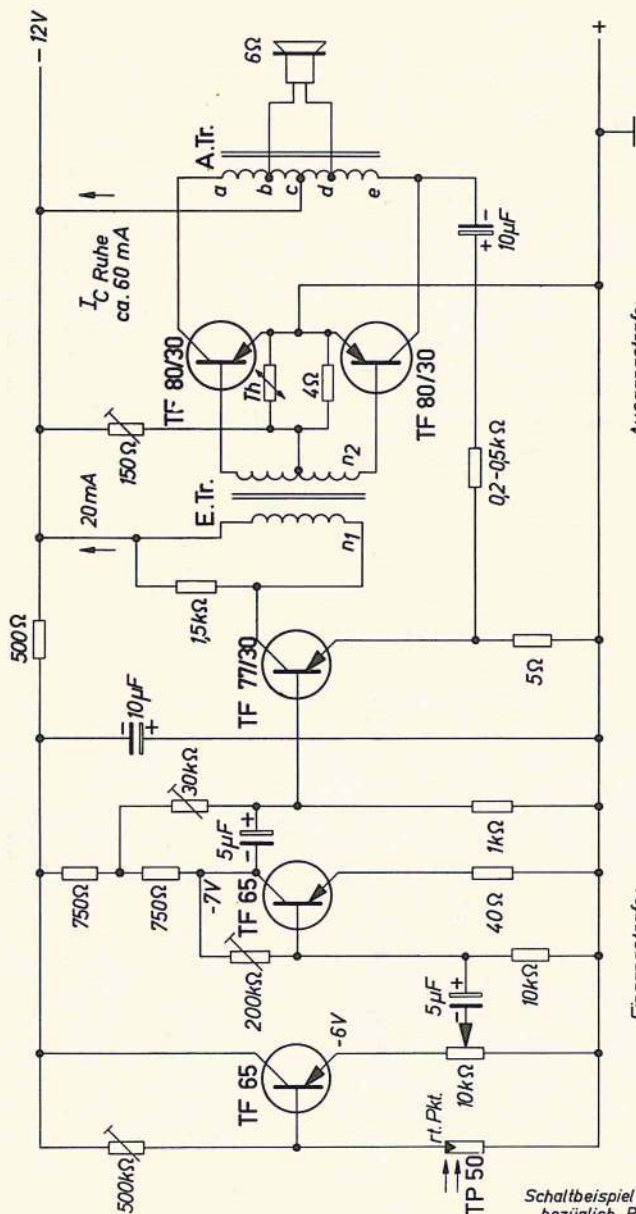


Schaltbeispiel ohne Gewähr bezügl. Patentverletzung



Transistor-Verstärker für 12W

mit Photo-Diode TP 50 zur Tonfilmbabtastung
Frequenzbereich 50 Hz - 15 kHz



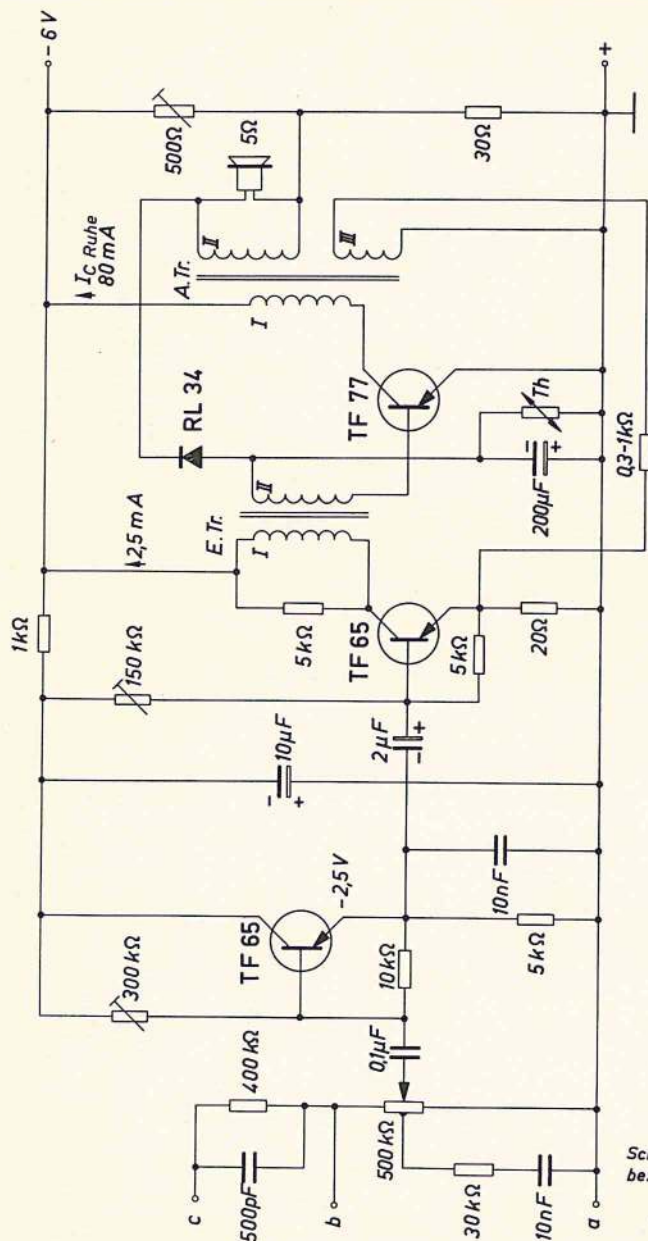
Eingangstrafo:

M 42/15 Dyn. Blech IV/035; 0,5 L
je 25 % Bleche gleichsinnig geschichtet
 $n_1 = 1600$ Wdg. CuL 0,18 mm²
 $n_2 = 180$ Wdg. CuL 2x0,38mm² (bifilar innen)
Th = Thernewid-Hellleiter K 15, 4Ω

Ausgangstrafo:

M 55/20 Dyn. Blech IV/035; 0,5 L
gegenseitig geschichtet.
 $a-b = d-e = 50$ Wdg. CuL 0,8mm² gemeins. gewickelt
 $b-c = c-d = 50$ Wdg. CuL 0,8mm² gemeins. gewickelt (innen)

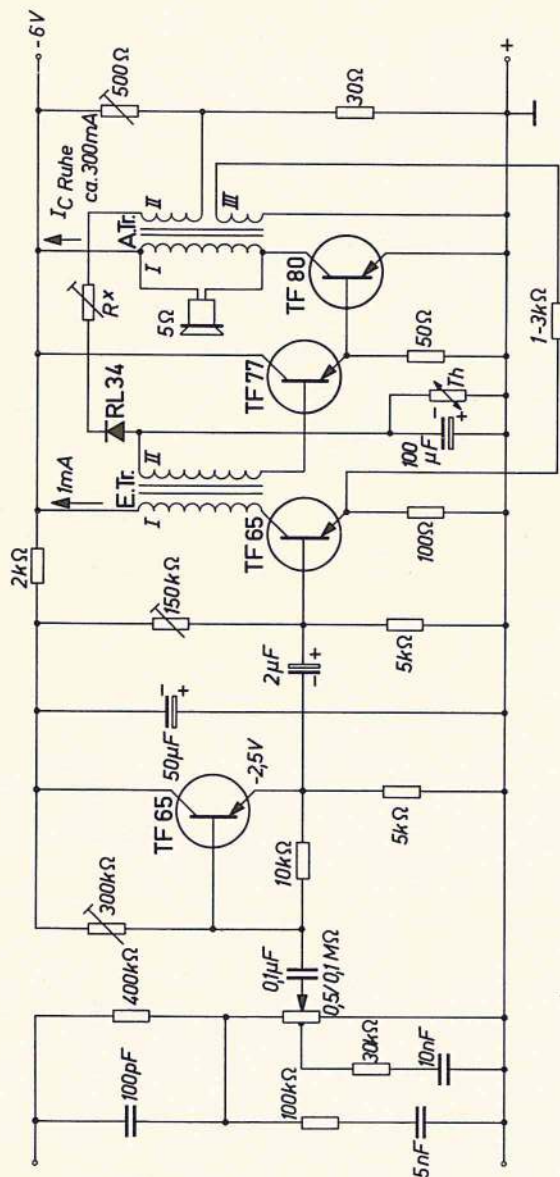
Schaltbeispiel ohne Gewähr
bezüglich Patentverletzung



Ausgangstrafo: A. Tr.
M 42/15 Dyn. Blech IX / 0,35 ; 0,5 L
gleichsinnig geschaltet
I. 280 Wdg. CuL 0,5mm ♦
II. 170 Wdg. CuL 0,5mm ♦
III. 40 Wdg. CuL 0,15mm ♦

Eingangstrafo: E. Tr.
M 30/10,5 D₁ 0,1 ; 0,3 L
gegenseitig geschaltet
I. 1300 Wdg. CuL 0,12 mm ♦
II. 77 Wdg. CuL 0,42 mm ♦
Th - Thernewid - Heißleiter K11, 200 Ω

Schaltbeispiel ohne Gewähr
bezüglich Patentverletzung



Schaltbeispiel ohne Gewähr
bezüglich Patentverletzung

Eingangstrafo:

M 30/10,5 D110,1, 0,3L

gegenseitig geschichtet

I. 3000Wdg CuL 0,08 φ

II. 300 Wdg CuL 0,18 φ

Th - Thernewid - Heißleiter K 11, 800 Ω

T_{Umg} bis 60°C

Ausgangstrafo:

M 42/15 Dyn. Blech IV / 0,35; 0,5L

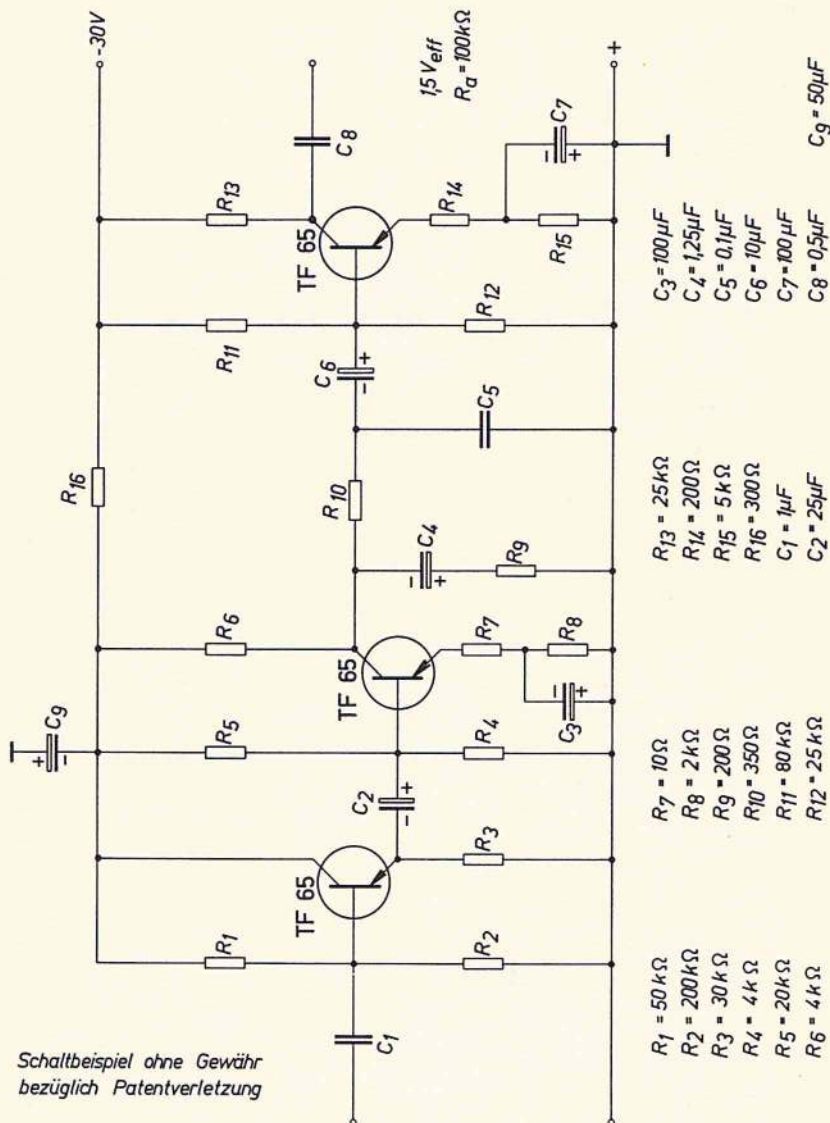
gleichsinnig geschichtet

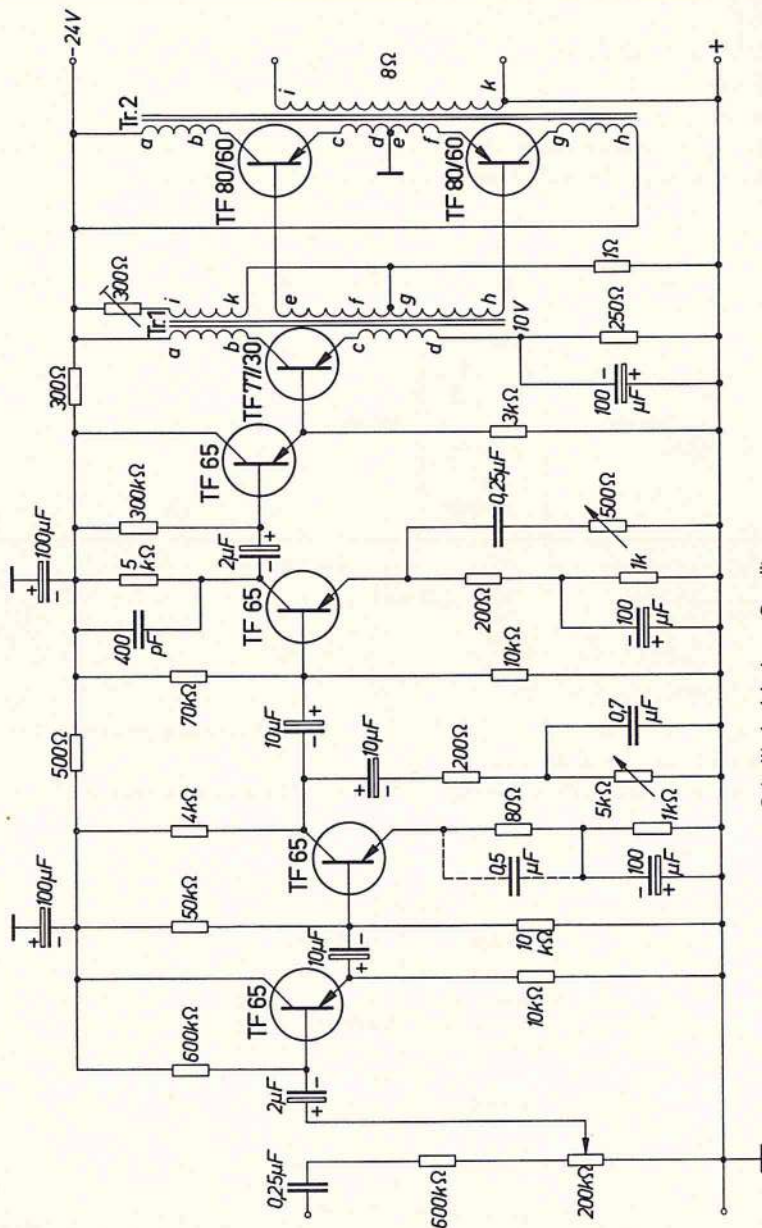
I. 2000Wdg CuL 0,7 φ

II. 50 Wdg CuL 0,3 φ

III. 40 Wdg CuL 0,3 φ

R_x Richtwert 130 Ω für I_{C max} = 0,75 A bei N_a = 3 W



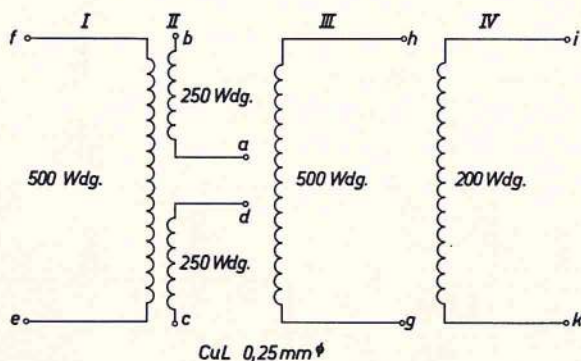


Schaltbeispiel ohne Gewähr
bezüglich Patentverletzung

Übertrager Tr 1:

Kern: M 42/15 D 1 0,35 x 0,1 wechselsinnig geschichtet
Wicklung nach Skizze:

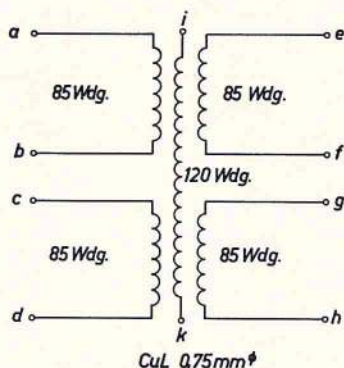
I, II, III gemeinsam (dreidrähtig) gewickelt, beginnend mit e, c und g. IV als Außenwicklung, beginnend mit k.



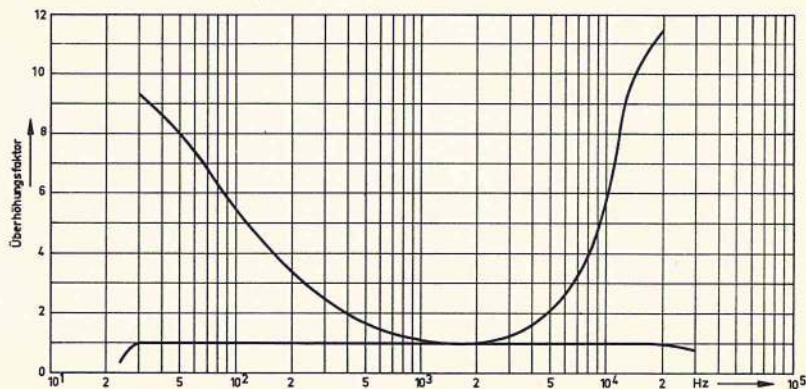
Übertrager Tr 2:

Kern: M 65/27 D 1 0,35 x 0,5 wechselsinnig geschichtet
Wicklung nach Skizze:

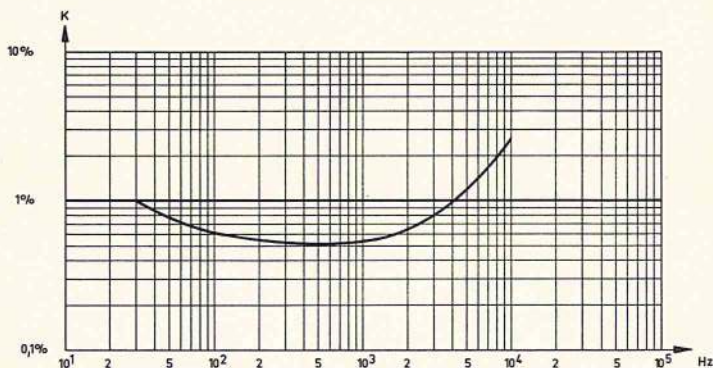
Gemeinsam (dreidrähtig) gewickelt, beginnend mit d, h, k.

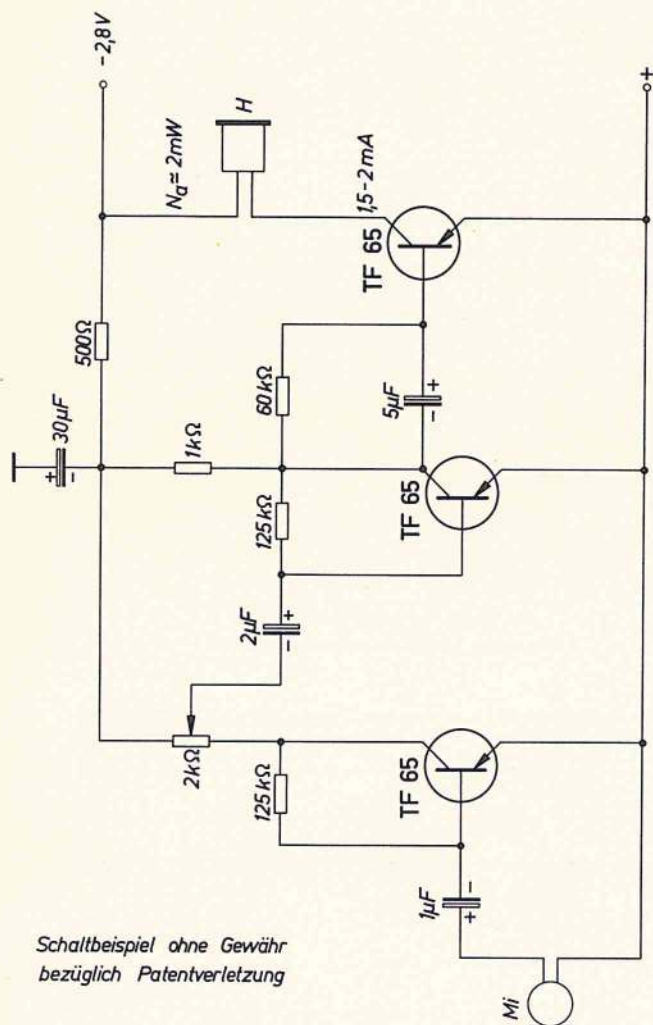


Frequenzgang
mit und ohne Klangregler



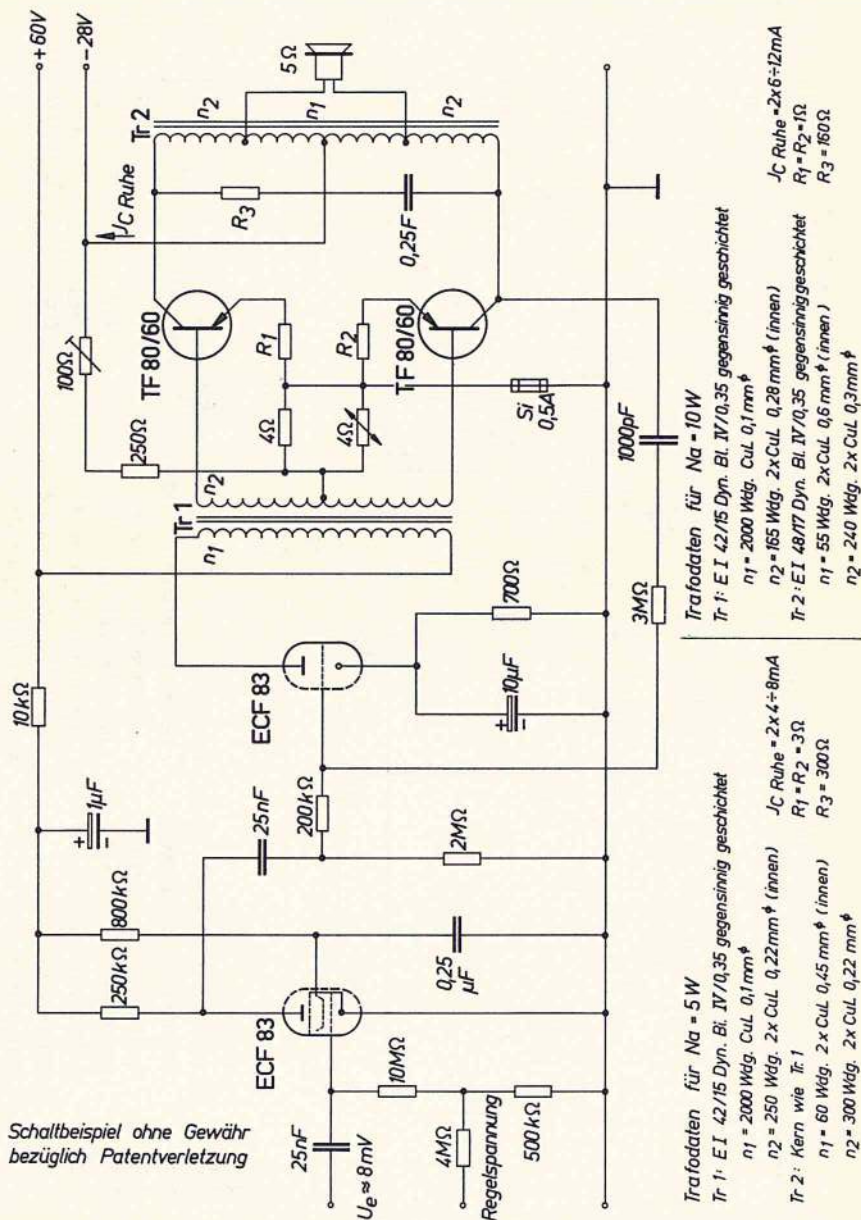
Klirrfaktor k in Abhängigkeit von der
Frequenz bei 1/3 Aussteuerung (ca. 6W)





Schaltbeispiel ohne Gewähr
bezüglich Patentverletzung

Mi = Siemens Magnetmikrophon E. div. 47 c
H = Siemens Magnethörer E. div. 16 e



Trafodaten für $N_a = 5W$

Tr 1: EI 42/15 Dyn. Bi. IV/0,35 gegensinnig geschaltet

 $n_1 = 2000 \text{ Wdg. CuL } 0,1 \text{ mm } \phi$

$n_2 = 250$ Wdg. $2 \times \text{CuL } 0,22 \text{ mm } \phi$ (innen)

Kern wie Tr. 1

$\phi 1 = 60$ Wda. $2 \times \text{CuL } 0,45 \text{ mm} \phi$ (innen)

n2 = 300 Wdg. 2x CuL 0,22 mm

Trafodaten für Na - 10 W

Tr 1: EI 42/15 Dyn. Bl. IV/0,35 gegensinnig geschichtet

$n_1 = 2000$ Wdg. CuL 0,1 mm ϕ

$n_2 = 165$ Wdg. $2 \times \text{CuL } 0,28 \text{ mm} \phi$ (innen)

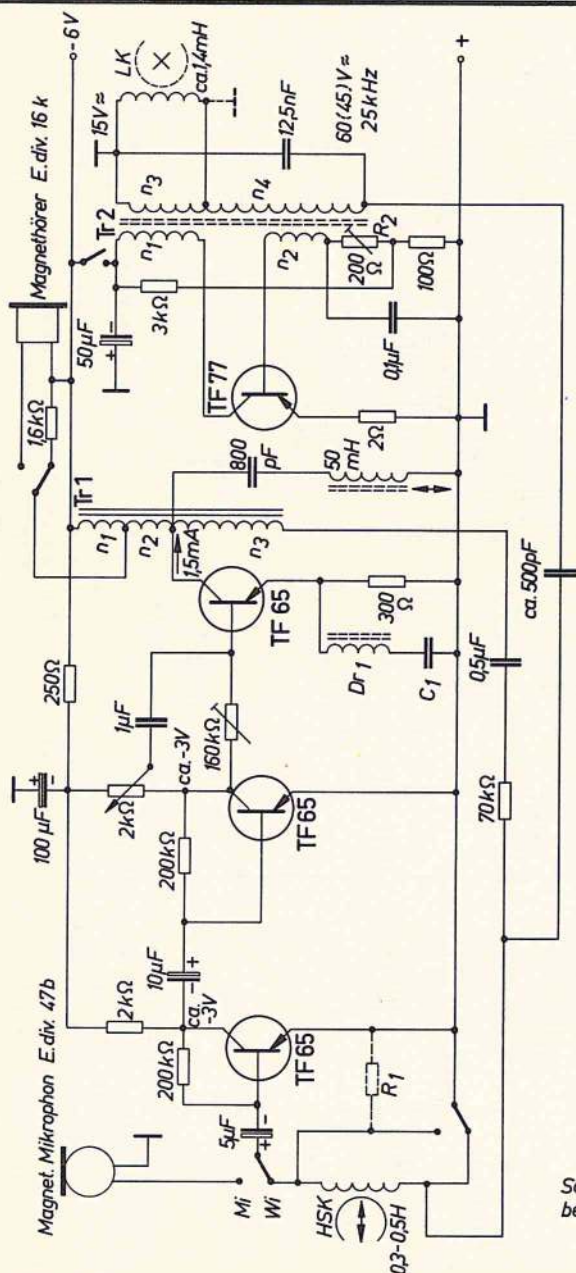
Tr 2:EI 48/17 Dyn. Bl. IV/0.35 gegensinnig geschichtet

DI = 55 Wda. 2xCul. 0.6 mm ϕ (innen)

$n_2 = 240$ Wdg. $2 \times CuL$ $0,3mm \phi$

$$I_{R_{10}} = 2 \times 6 \div 12 \text{ mA}$$
 $R_1 = R_3 = 1\Omega$ $R_3 = 160 \Omega$

2

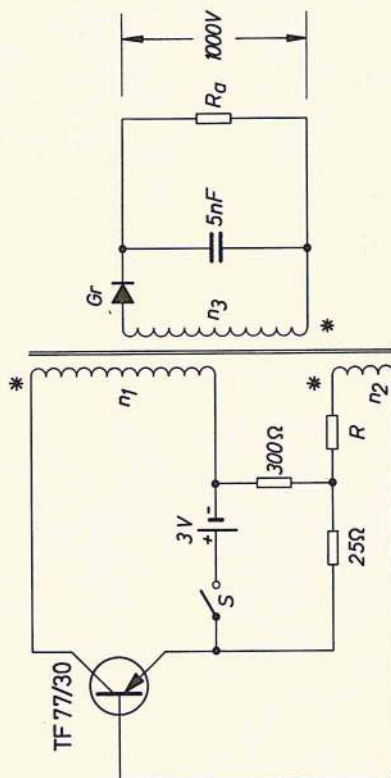


Entzerrung für Bandgeschwindigkeit	2,40	4,75	cm/s
C ₁	0,75	0,5	µF
Dr 1	3,50	2	mH
n _{Dr 1}	148	110	Wdg.
Draht φ	0,22	0,25	mm

Tr 2: Sinterit-Schalenkern
B 6554 (14 x 8) 1000 N 22 AL 160
n₁ = 13 Wdg. CuL 0,20 mm φ
n₂ = 6 Wdg. CuL 0,12 mm φ
n₃ = 50 Wdg. CuL 0,15 mm φ
n₄ = 150 Wdg. CuL 0,15 mm φ
R₁ = entsprechend f_U (z.B. 2 kΩ)

TrafoDaten:
Tr 1: M 30/10,5 D1 0,1 0,3L
Schichtung je 1/4 gleichsinnig
n₁ = 1250 Wdg. CuL 0,10 mm φ
n₂ = 1250 Wdg. CuL 0,10 mm φ
n₃ = 2500 Wdg. CuL 0,08 mm φ
Dr 1: Sinterit-Schalenkern
Größe, Material wie Tr 2

Schaltbeispiel ohne Gewähr
bezüglich Patentverletzung



Schaltbeispiel ohne Gewähr
bezügl. Patentverletzung

Silferit-Schalenkern B 6558 (28x23) 1100 N22; AL 630

$n_1 = 1 \times 40$ Wdg. CuL 0,4 mm ϕ

$n_2 = 1 \times 25$ Wdg. CuL 0,2 mm ϕ

$n_3 = 1 \times 3500$ Wdg. CuL 0,07 mm ϕ

R: Richtwert 10 Ω (10 $\div$ 100 Ω ; abhängig von
Gleichstromverstärkung B)

Gr: Siemens - Stabgleichrichter E 500 C 1,5

Wirkungsgrad $\eta \approx 50\%$

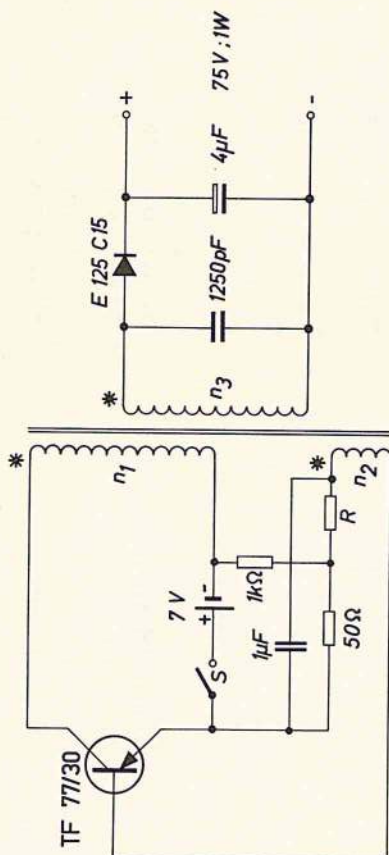
Schwingfrequenz $f \approx 3$ kHz

Stromaufnahme ca. 350 mA

* Punkte gleicher Polarität

Ausgangsspannung an $R_a = 2$ M Ω ; $U_a = 1000$ V

Betrieb nur mit Last zulässig ($R_a = 2$ M Ω).



Schaltbeispiel ohne Gewähr
bezügl. Patentverletzung

Siferit-Schalenkern B 6556 1100 N22; AL 160

$n_1 \sim 1 \times 32$ Wdg. CuL $0,35 \text{ mm } \phi$

$n_2 \sim 1 \times 14$ Wdg. CuL $0,12 \text{ mm } \phi$

$n_3 \sim 1 \times 425$ Wdg. CuL $0,15 \text{ mm } \phi$

R: Richtwert 50Ω ($0 \div 500 \Omega$; abhängig von

Gleichstromverstärkung B und max. Last)

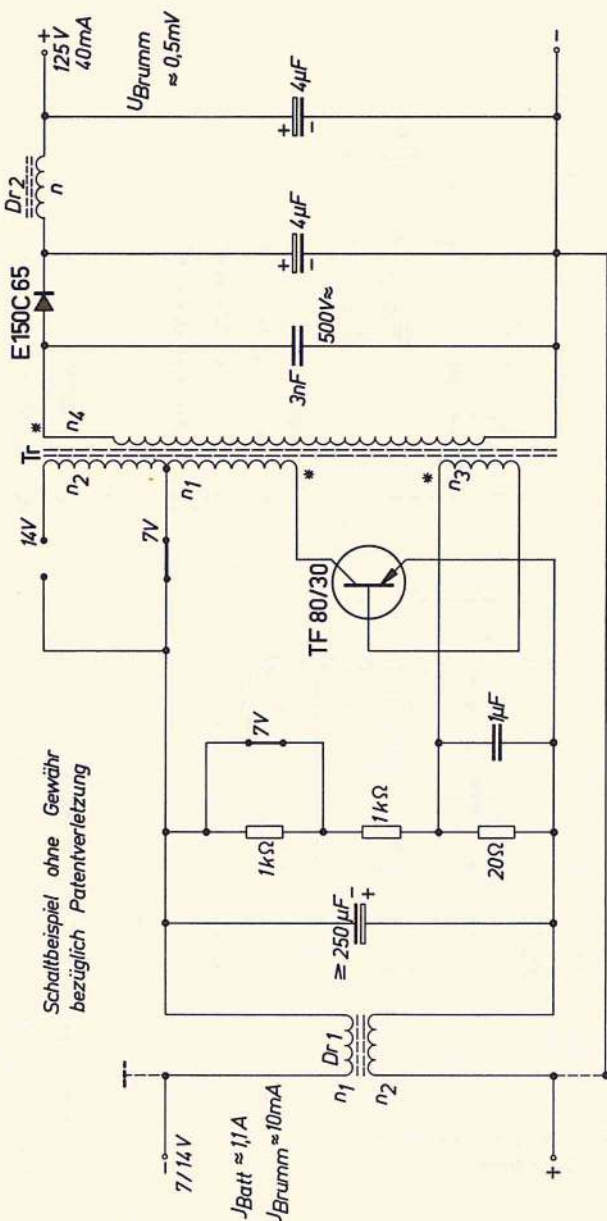
Wirkungsgrad $\eta \approx 70 \%$

Schwingfrequenz $f \approx 18 \text{ kHz}$

Stromaufnahme $\leq 270 \text{ mA}$

Ausg. Leerlaufspannung $U_0 \approx 110 \text{ V}$

* Punkte gleicher Polarität



Dr1: Siferit - Schalenkern B 6557 (23 x 17)

Material 1100 N 22, AL 250

n1 = n2 = 28 Wdg. CuL 0,6mm φ

Dr2: Siferit - Schalenkern B 6557 (23 x 17)

Material 1100 N 22, AL 400

n ≈ 600 Wdg. CuL 0,15mm φ

* Punkte gleicher Polarität

Tr: Siferit - Schalenkern B 6557 (23 x 17)

Material 2000 Tr 26 o.L.

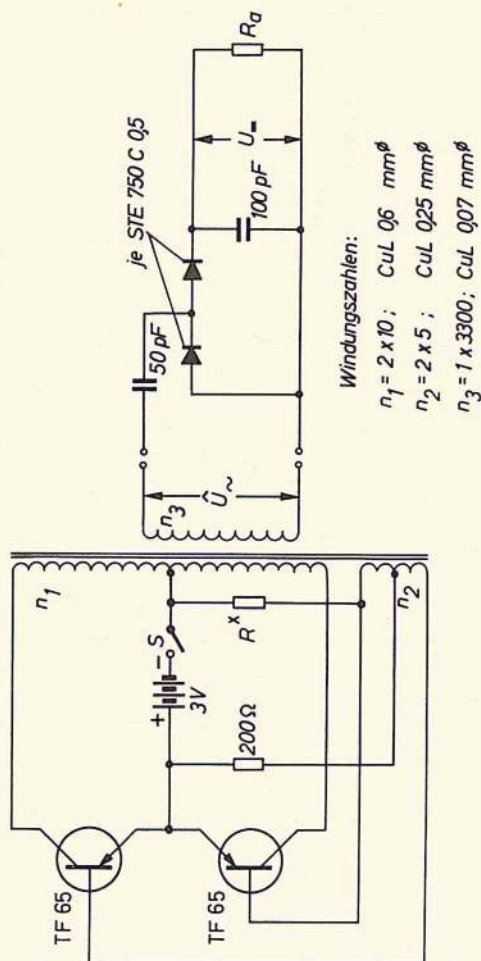
n1 = 9 Wdg. CuL 0,5mm φ

n2 = 11 Wdg. CuL 0,35mm φ

n3 = 6 Wdg. CuL 0,2mm φ

n4 = 200 Wdg. CuL 0,18mm φ

Schwingfrequenz ca. 8kHz



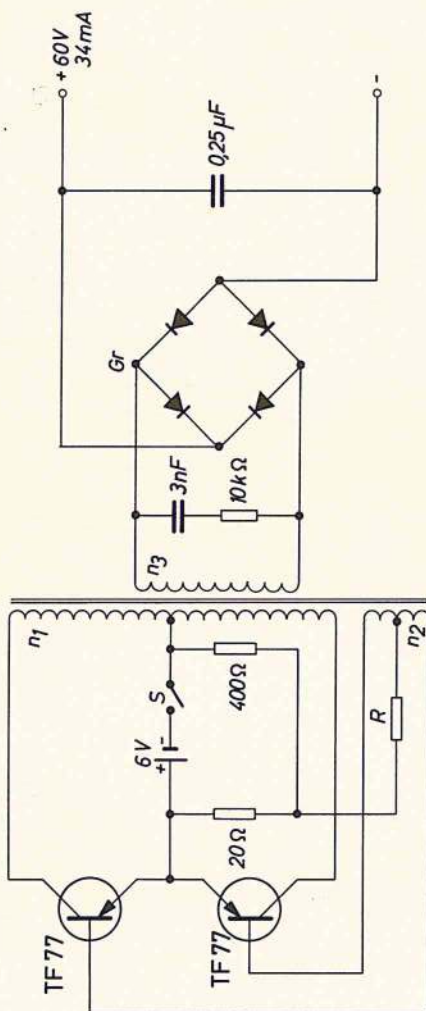
Schaltbeispiel ohne Gewähr
bezügl. Patentverletzung

Siferrit-Schalenkern AL 3050/B 6558/1100 N22;

R^x Richtwert: 5% 2k Ω

$\hat{U}_\sim$ ca. 1000 V

U_- ca. 2000 V, bei R_a ca. 80M Ω



R : Richtwert 10Ω ($0 \div 100\Omega$; abhängig von Gleichstromverstärkung B und max. Last)

Gr = Gleichrichter SSF B 60 C 170

Schwingfrequenz ca. 6 kHz

Stromaufnahme: max. 0,5 A

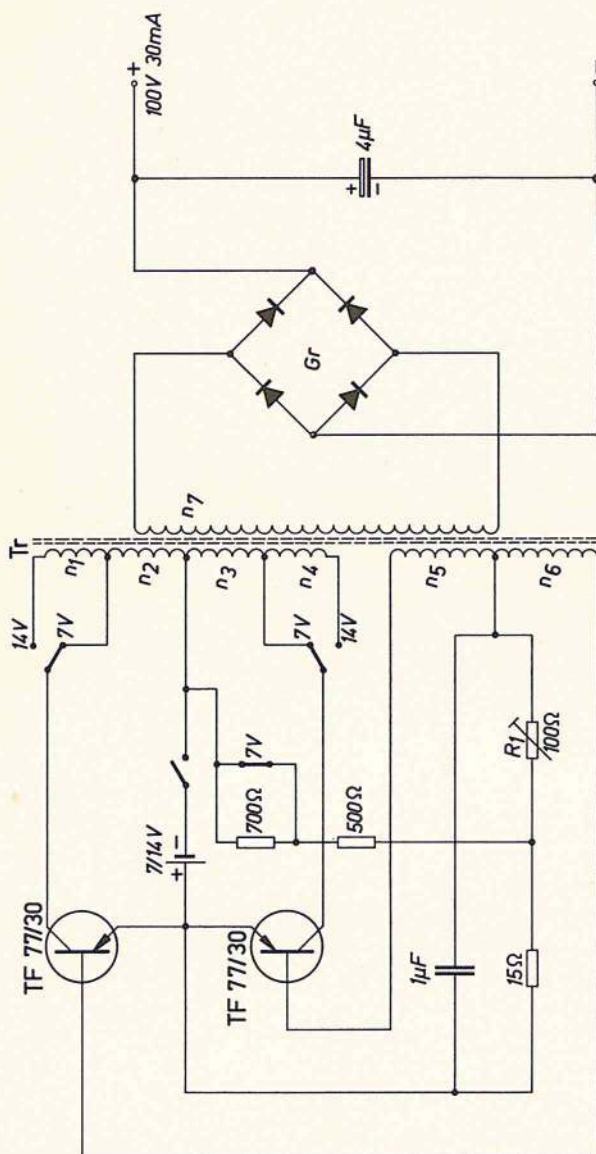
Siferrit - Schalenkern B 6556 (18x14) 2000 Tr 26 o.L.

$n_1 = 2 \times 28$ Wdg. CuL 0,38 mm ϕ

$n_2 = 2 \times 8$ Wdg. CuL 0,15 mm ϕ

$n_3 = 375$ Wdg. CuL 0,09 mm ϕ

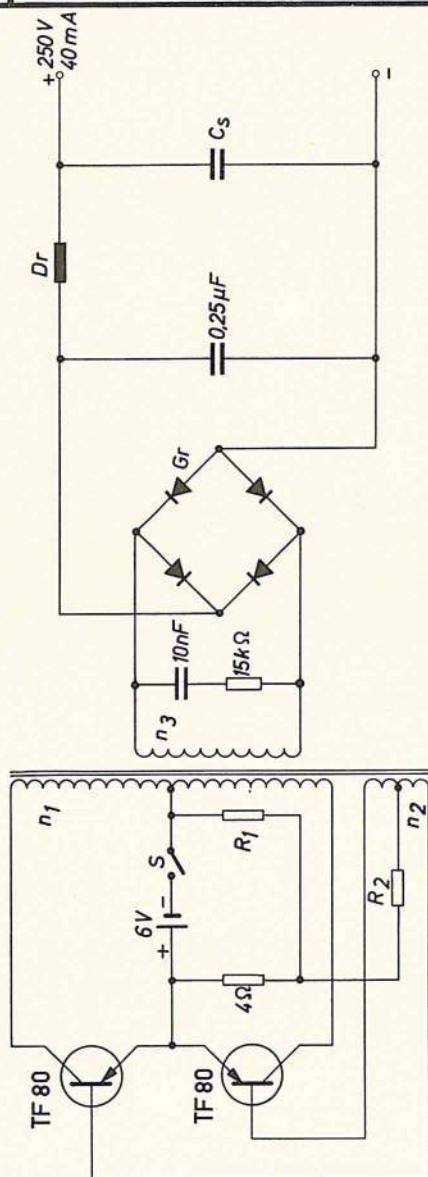
Schaltbeispiel ohne Gewähr
bezügl. Patentverletzung



Schaltbeispiel ohne Gewähr
 bezüglich Patentverletzung

Tr = Siferit - Schalenkern B 6557 (23x17) 1100 N22 AL 250
 n1 = n4 = 18 Wdg. CuL 0,35 mm ϕ (bifilar gewickelt)
 n2 = n3 = 16 Wdg. CuL 0,2 mm ϕ (bifilar gewickelt)
 n5 = n6 = 7 Wdg. CuL 0,2 mm ϕ (bifilar gewickelt)
 n7 = 270 Wdg. CuL 0,15 mm ϕ (für $U_G = 100V$)

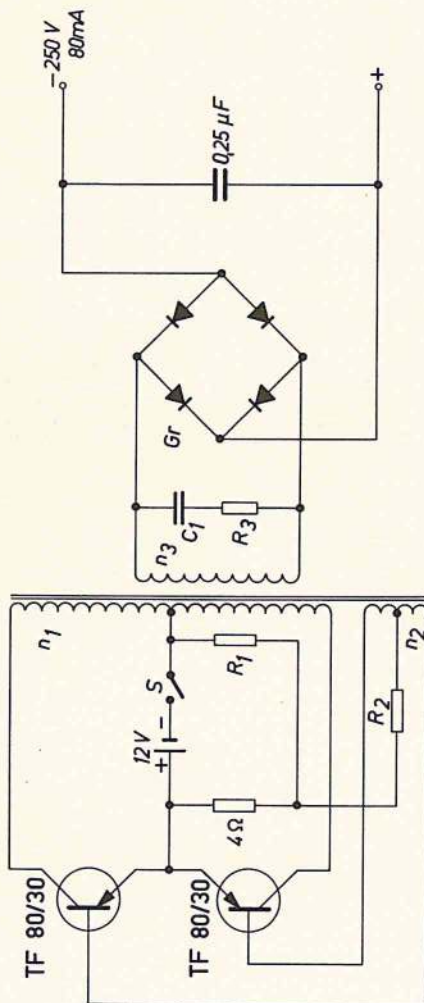
Gr = Siemens-Flächengleichrichter SSF B 125 C 100
 R1 = abh. von Gleichstromverstärkung B u. max. Last
 T_{Chassis} = -10°C bis +50°C



$R_1 = 100\Omega$ (Spannungsteilerstrom!)
 R_2 : Richtwert 2Ω ($0 \div 20\Omega$; abhängig von Gleichstromverstärkung B und max. Last)
 Gr : Gleichrichter SSF B 250 C 70
 Schwingfrequenz: $f \approx 130$ Hz
 Dr : Siebdrossel ca. $5 \div 10$ H
 C_s ca. $25\mu F$
 Stromaufnahme: max $2,5A$

Trafodaten:
 Kern: M 55/20 Dyn. Blech IV/0,35 o. L.
 Schichtung wechselsinnig
 $n_1 = 2 \times 35$ Wdg Cul $1,1$ mm ϕ
 $n_2 = 2 \times 15$ Wdg Cul $0,35$ mm ϕ
 $n_3 = 1800$ Wdg Cul $0,15$ mm ϕ

Schaltbeispiel ohne Gewähr
bezügl. Patentverletzung



Schaltbeispiel ohne Gewähr
bezüglich Patentverletzung

TrafoDaten:

M 55/20, Dyn. Blech IV/Q35 o.L.

Schichtung wechselsinnig

$n_1 = 2 \times 70$ Wdg. CuL 0,85 mm ϕ

$n_2 = 2 \times 10$ Wdg. CuL 0,4 mm ϕ

$n_3 = 1800$ Wdg. CuL 0,16 mm ϕ

(Windungszahl / Volt = 6,5)

$R_1 = 200 \Omega$ (Spannungsteilerstrom !)

R_2 : Richtwert 2Ω ($0 \div 20 \Omega$, abhängig von

Gleichstromverstärkung B und max. Last)

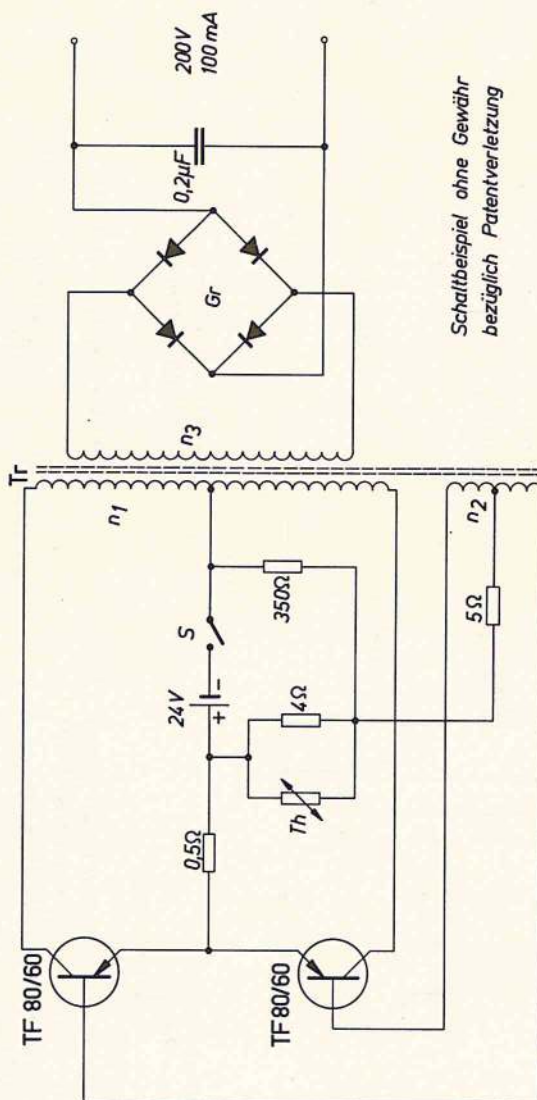
$R_3 = 10 k \Omega$

$C_1 = 10 n F$

Gr = Gleichrichter SSF B 250 C 100

Schwingfrequenz ≈ 130 Hz

Stromaufnahme: max 2,5 A



Schaltbeispiel ohne Gewähr
bezüglich Patentverletzung

Trafoarten:

Tr: Siferrit Schalenkern B 6559 (34x28) 1100 N 22, AL 630

n_1 : 2x60 Wdg. CuL 0,5 mm ϕ

n_2 : 2x7 Wdg. CuL 0,3 mm ϕ

n_3 : 560 Wdg. CuL 0,2 mm ϕ

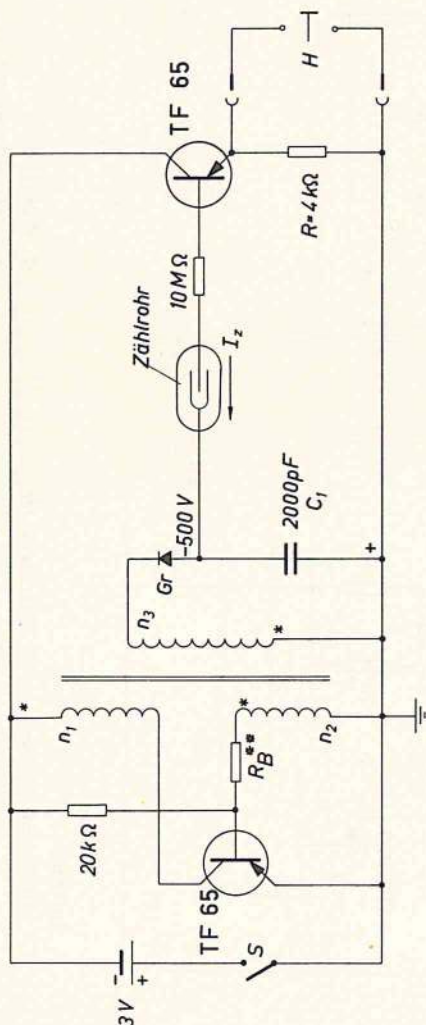
(Windungszahl / Volt = 28)

Gr: SSF B 250 C 75

Th: Thermewid (Heißleiter) K 15, 4Ω

Schwingfrequenz $\approx$ 25KHz

Wirkungsgrad = 72 %



H = Hörer oder Instrument 100 μ A
 $R = 2-1k\Omega$ (R entfällt)

* Punkte gleicher Polarität

Schaltbeispiel ohne Gewähr
 bezüglich Patentverletzung

Windungszahlen:

$n_1 = 170$ CuL = 0,1 mm ϕ

$n_2 = 68$ CuL = 0,07mm ϕ

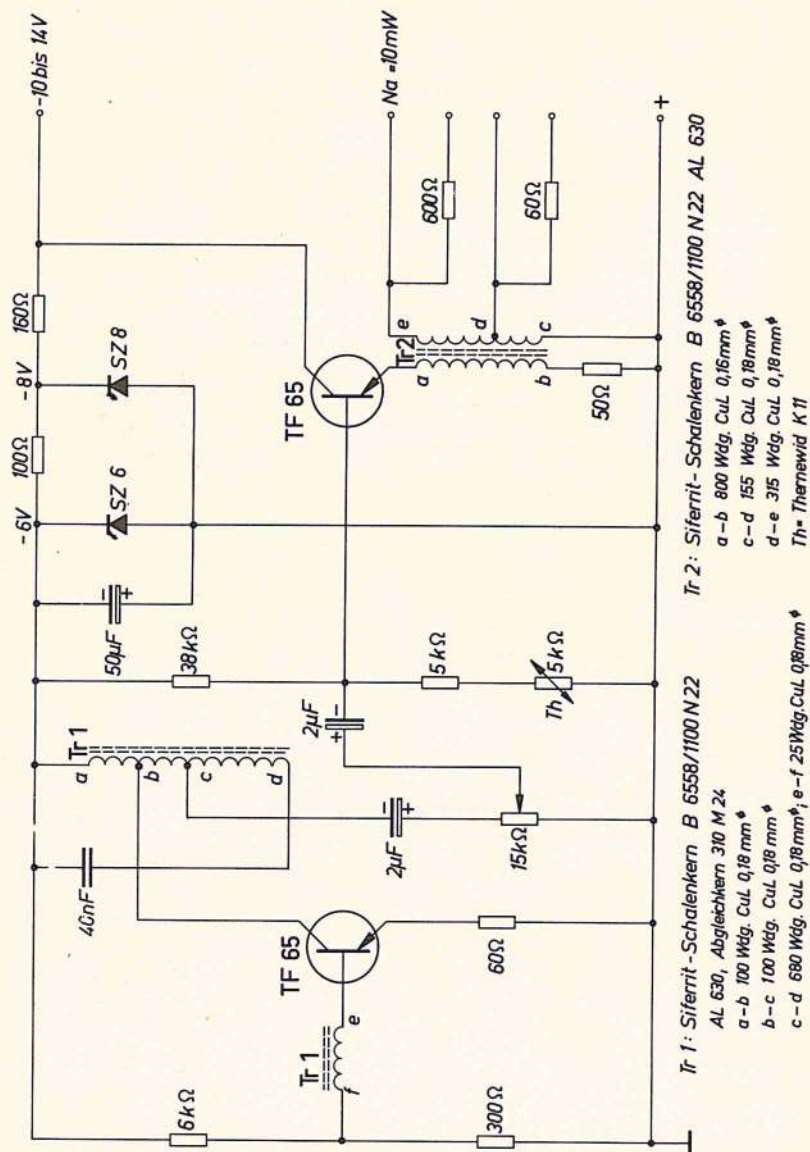
$n_3 = 3300$ CuL = 0,05mm ϕ

Siferrit-Schalenkern B 6556/1100N22 o.L.

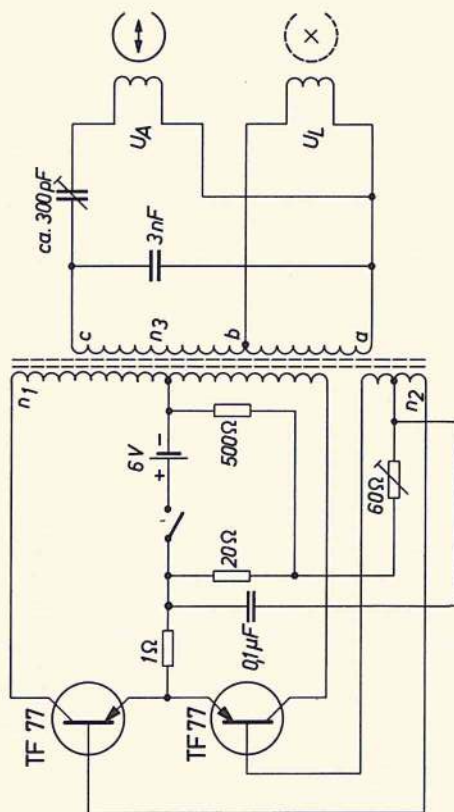
Gr: Siemens Stabgleichrichter E 500 C 2

Schwingfrequenz: $f \sim 1kHz$

R_B^{**} Richtwert ca. 80 Ω



Schaltbeispiel ohne Gewähr
bezüglich Patentverletzung



Schaltbeispiel ohne Gewähr
bezüglich Patentverletzung

Transformator:

Siferrit Schalenkern B 6554 (14x8) 550 M 25 AL 40

$n_1 = 2 \times 9$ Wdg. CuL 0,35 mm ϕ

$n_2 = 2 \times 5$ Wdg. CuL 0,15 mm ϕ

$n_{3a} b = 70$ Wdg. CuL 0,1 mm ϕ

$n_3 bc = 210$ Wdg. CuL 0,1 mm ϕ

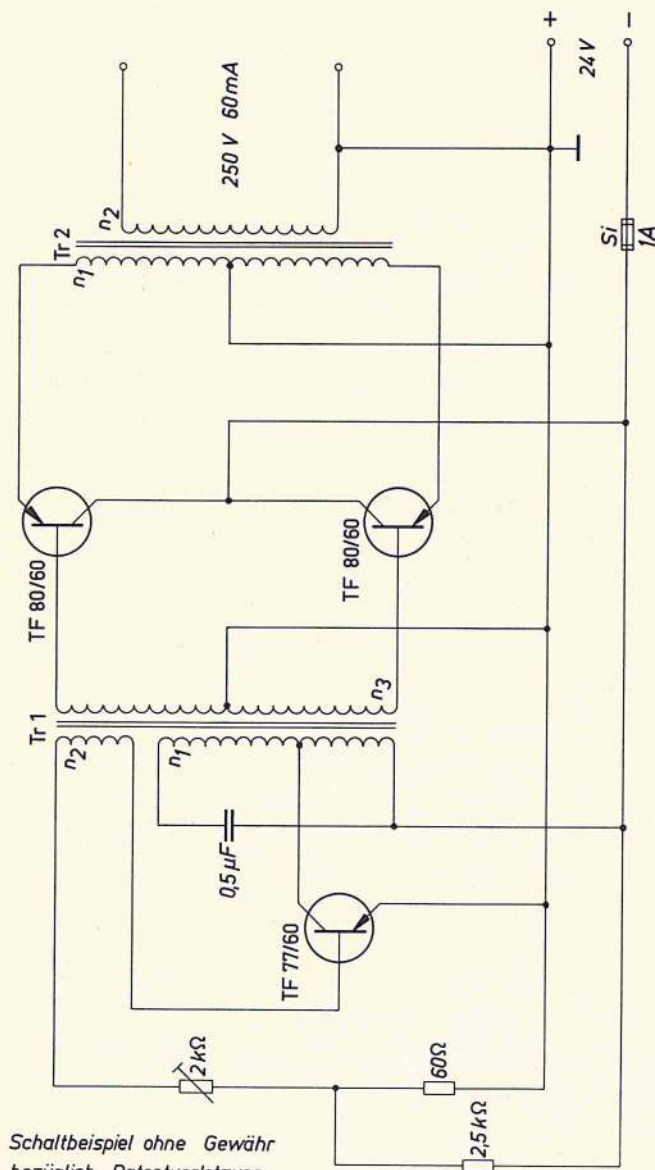
Löschkopf: $L \approx 14$ mH

$U_L = 30$ V
 $J_L = 70$ mA
z.B.

Aufnahme und Wiedergabekopf

$L = 0,3 - 0,5$ H

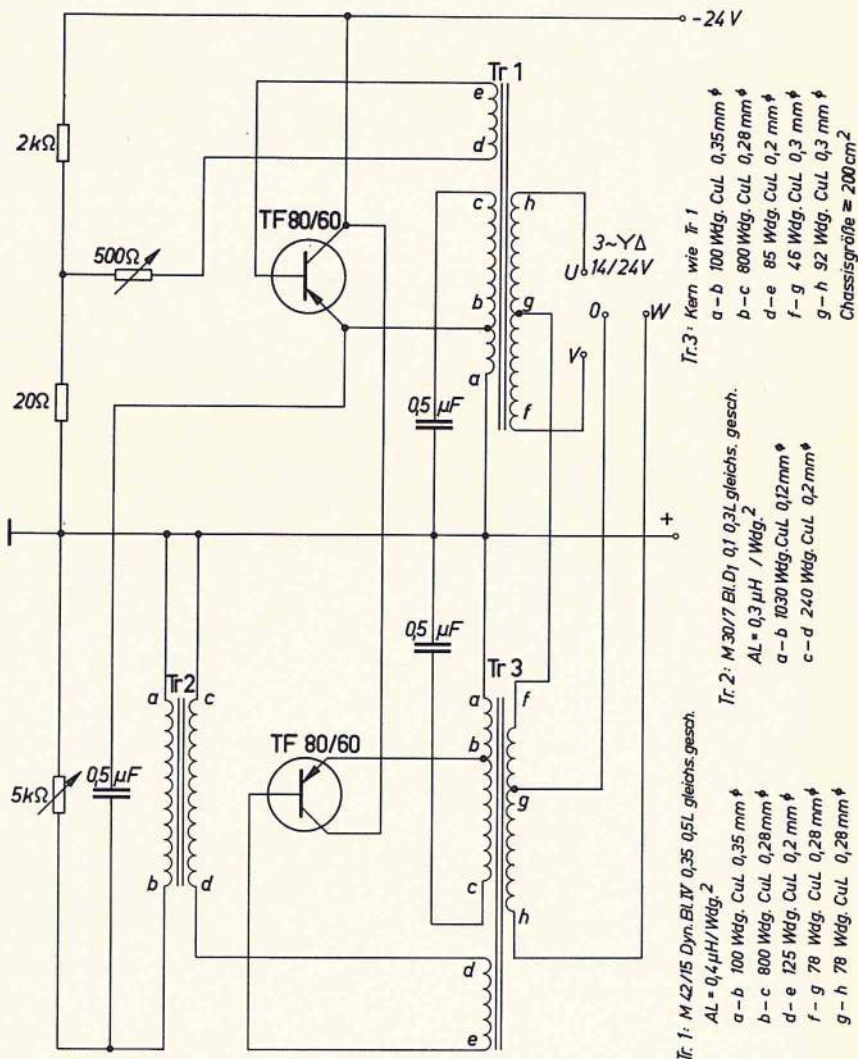
$U_A = 120$ V
 $J_A = 16$ mA
z.B.



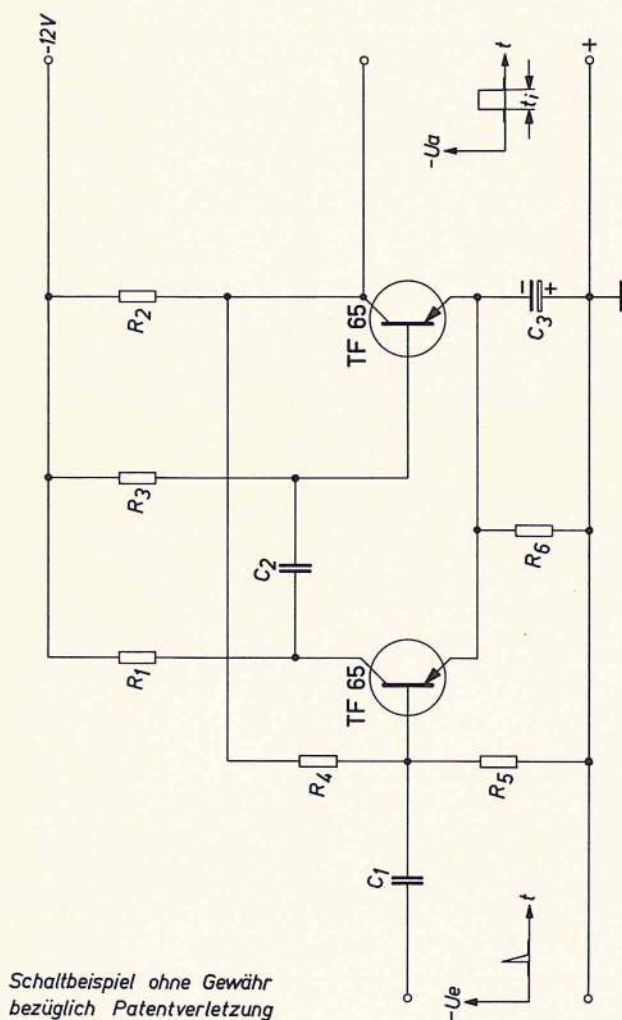
Schaltbeispiel ohne Gewähr
bezüglich Patentverletzung

Tr 1: M 4,2, Dyn. Bl. IV/0,35 Q5L gleichsinnig geschaltet
 $n_1 = 550 + 150$ Wdg. CuL 0,30 mm ϕ
 $n_2 = 15$ Wdg. CuL 0,25 mm ϕ
 $n_3 = 2 \times 150$ Wdg. CuL 0,25 mm ϕ

Tr 2: M 65 Dyn. Bl. IV/0,35 Q5L gegensinnig geschaltet
 $n_1 = 2 \times 100$ Wdg. CuL 0,75 mm ϕ
 $n_2 = 1600$ Wdg. CuL 0,25 mm ϕ
 nach je 400 Wdg. 1x Ölspapier



Schaltbeispiel ohne Gewähr
bezüglich Patentverletzung



$R_1 = 16\text{ k}\Omega$
 $R_2 = 16\text{ k}\Omega$
 $R_3 = 30\text{ k}\Omega$
 $R_4 = 30\text{ k}\Omega$
 $R_5 = 10\text{ k}\Omega$

max. Betriebstemperatur 65°C

$R_6 = 100\Omega$

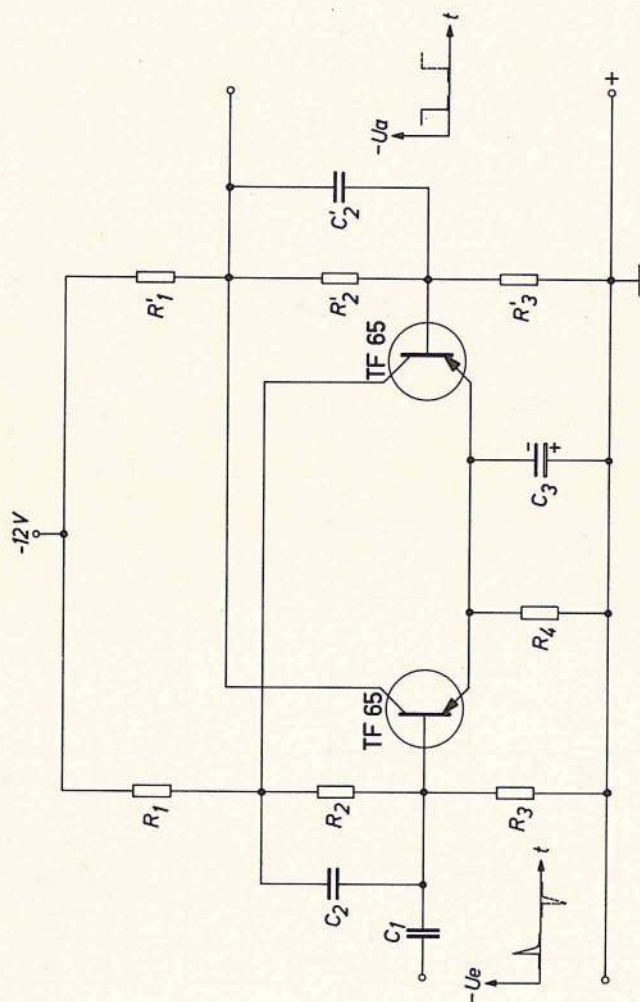
$C_1 = 0.1\mu\text{F}$

$C_2 = \text{entsprechend Impulsdauer } t_i$

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

Ausgangsimpulsdauer $t_i = 0.69 \times R_3 \times C_2$; $t_i \approx 5\mu\text{ sek.}$

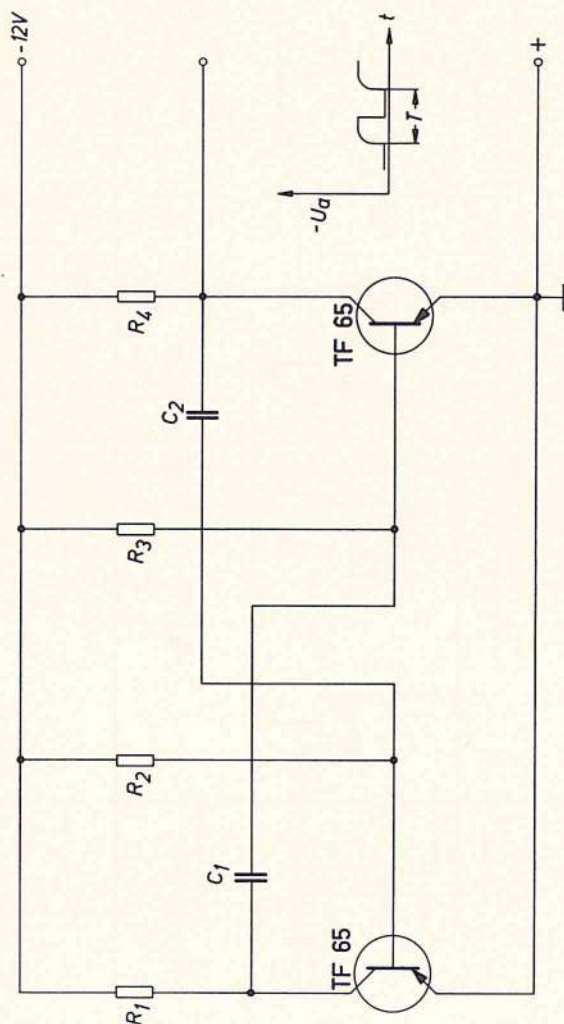
$U_e \approx 0.5\text{ V}$



$C_1 = 1\mu F$
 $C_2 = C'_2 = 600pF$
 $C_3 = 10\mu F$
 Umschaltzeit: $t_s \approx 2\mu sek$
 $U_E \approx 1V$

$R_1 = R'_1 = 1k\Omega$
 $R_2 = R'_2 = 10k\Omega$
 $R_3 = R'_3 = 125k\Omega$
 $R_4 = 100\Omega$

Schaltbeispiel ohne Gewähr
bezüglich Patentverletzung



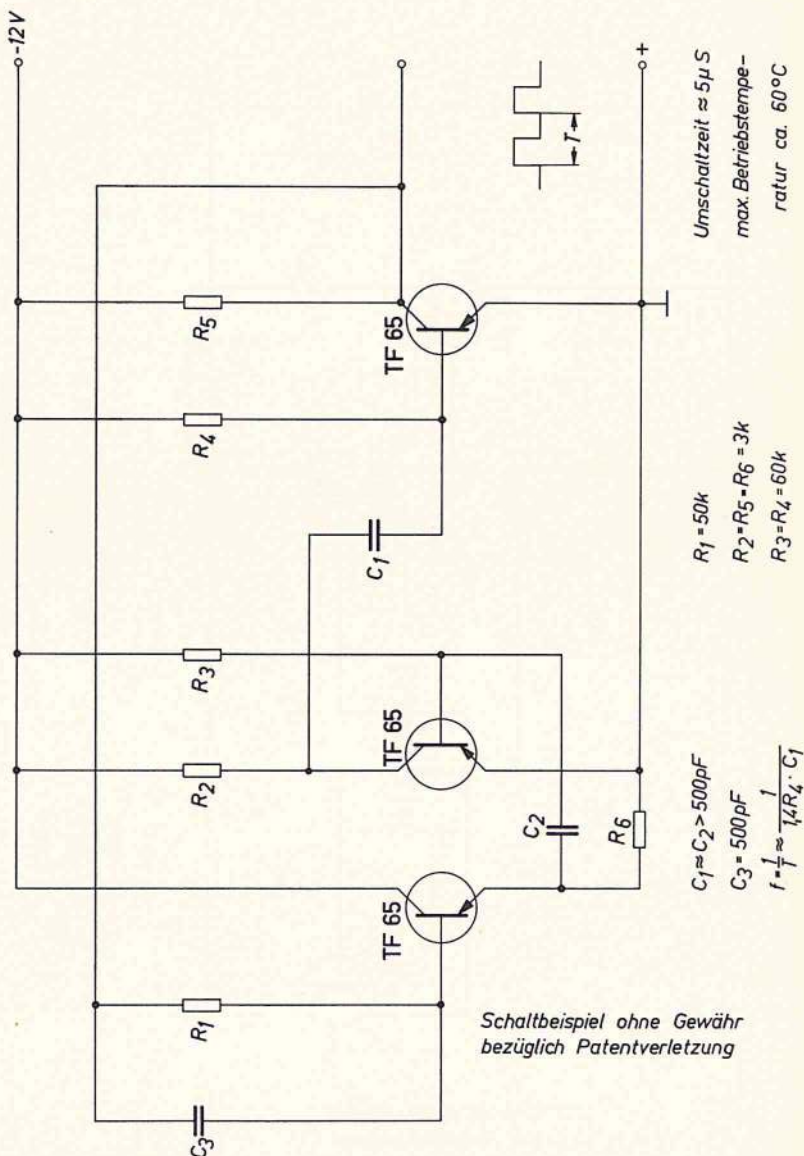
Beispiel:

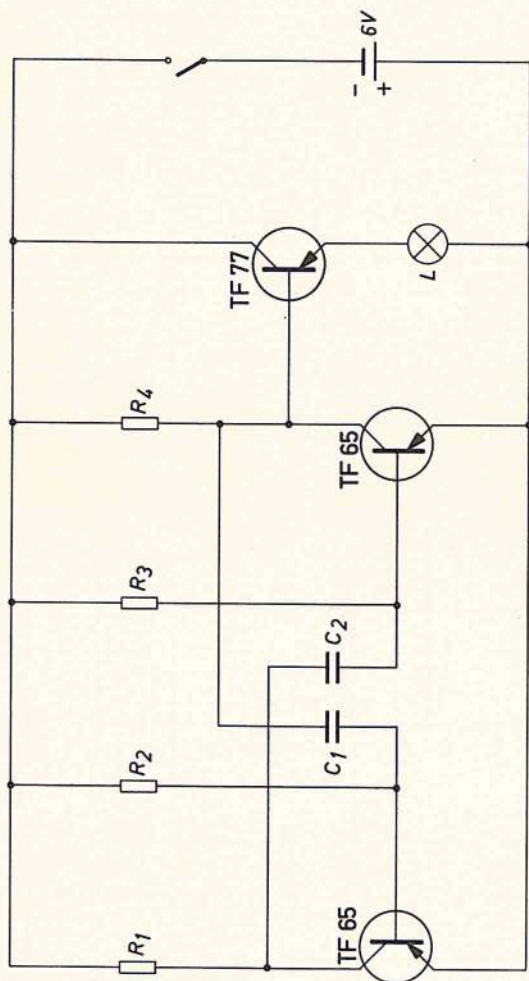
- $C_1 = C_2 > 500 \text{ pF}$
- $R_1 = R_2 = 2,5 \text{ k}\Omega$
- $R_3 = R_4 = 50 \text{ k}\Omega$
- $f = \frac{1}{T}$ bestimmt C_1 und C_2
- max. Betriebstemperatur 65°C

Berechnungsgrundlagen:

- $C_1 = C_2 > 500 \text{ pF}$
- $R_1 = R_2 \approx \frac{U_{\text{Batt}}}{I_{C \text{ max. zul.}}}$
- $R_3 \leq 0,8 \cdot R_1 \cdot B^x$
- $R_4 \leq 0,8 \cdot R_2 \cdot B^x$
- $f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0,7 R_2 \cdot C_2 + 0,7 R_3 \cdot C_1}$
- $\times$ Gleichstromverstärkung bei $I_{C \text{ max}}$

Schaltbeispiel ohne Gewähr
bezüglich Patentverletzung

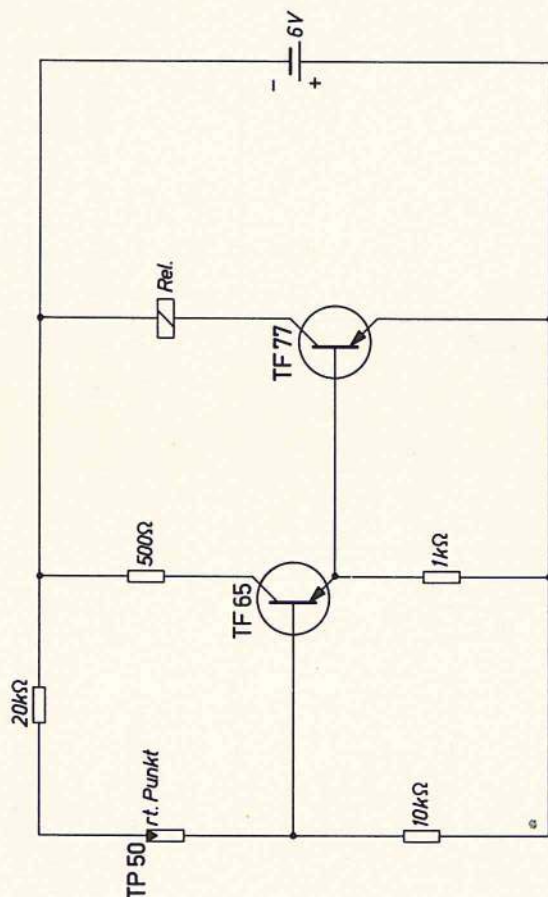




$C_1 = 50 \mu F$
 $C_2 = 25 \mu F$
 $L = \text{Glühlampe } 4 \div 6V; 0,1A$
 Frequenz ca. 2 Hz
 Lichtimpulsdauer : 0,1 sec.
 T_{Umg} bis $60^\circ C$

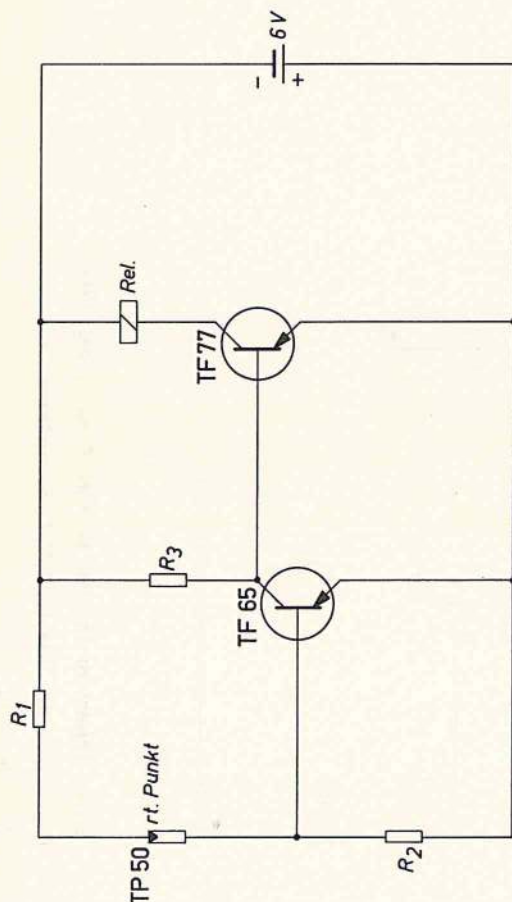
$R_1 = 1k \Omega$
 $R_2 = 15k \Omega$
 $R_3 = 5k \Omega$
 $R_4 = 400 \Omega$

Schaltbeispiel ohne Gewähr
bezüglich Patentverletzung



Schaltbeispiel ohne Gewähr
bezüglich Patentverletzung

50 μ A Photostrom bewirken sicheres Anziehen des Relais
Relais Trls 151x TBv 65017/71d mit Kleeblech
 T_{Umg} bis 45°C



Schaltbeispiel ohne Gewähr
bezüglich Patentverletzung

$$R_1 = R_2 = R_3 = 5k\Omega \quad 1/20W$$

Relais: Tris 15x TBv 65017/71d mit Klebblech

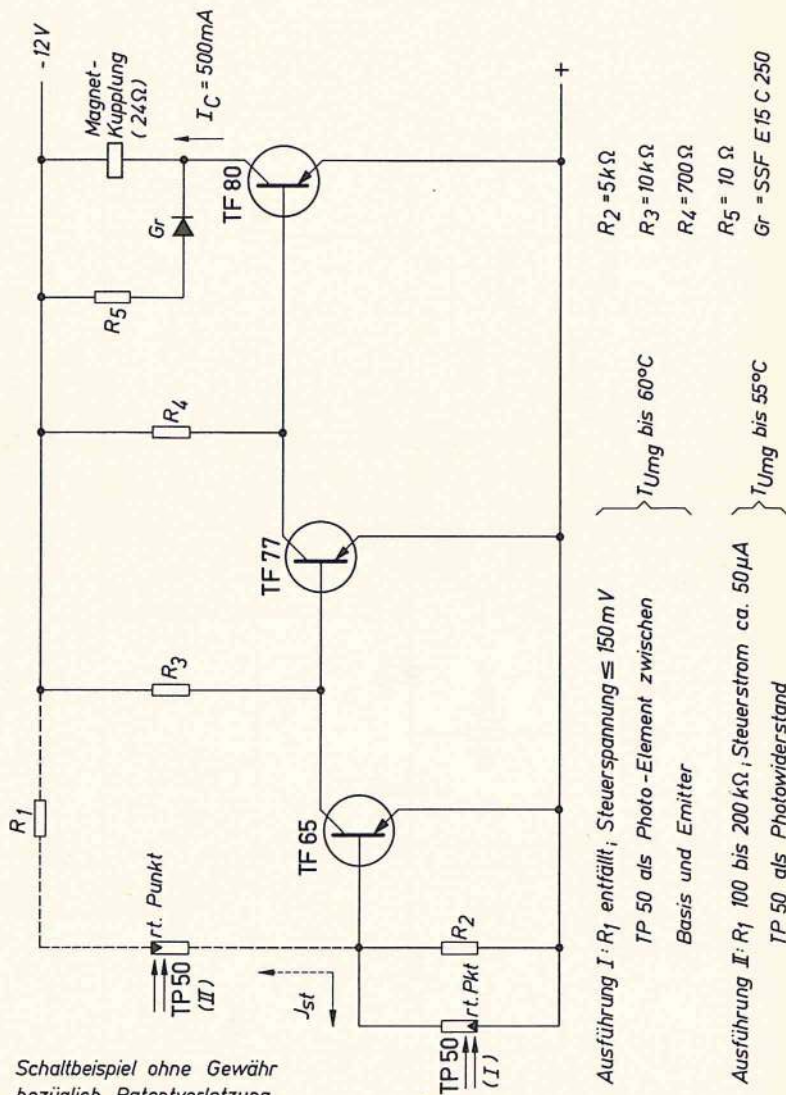
Abfallempfindlichkeit: ca. 50 μA

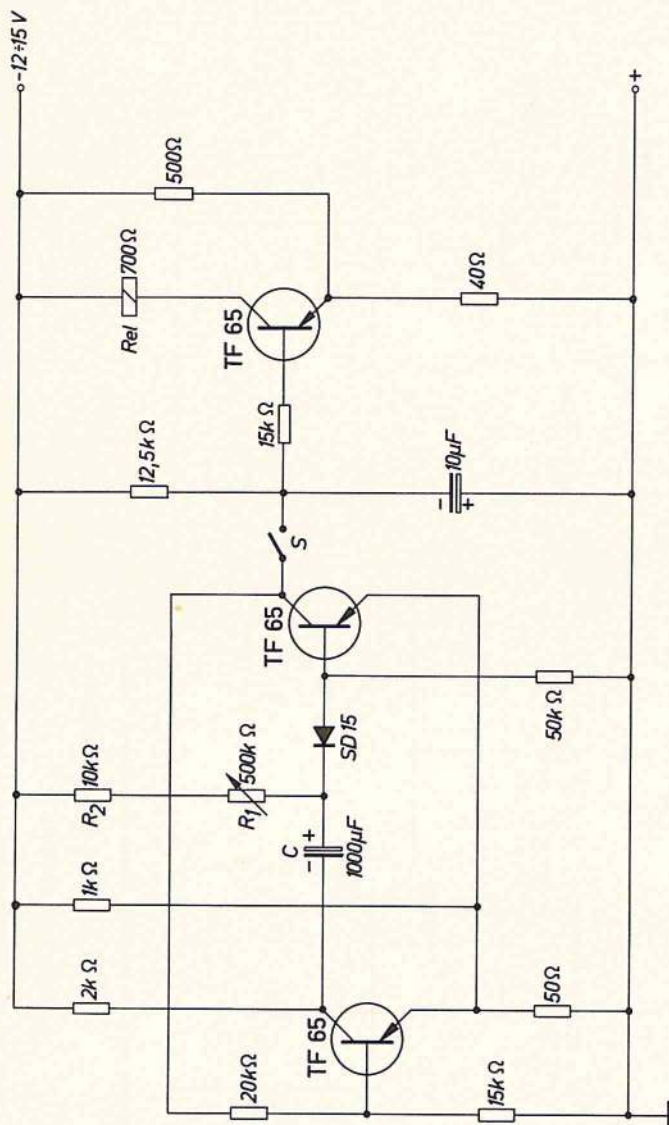
Umg. bis 45 °C

Stromaufnahme:

Relais angezogen ca. 30 mA

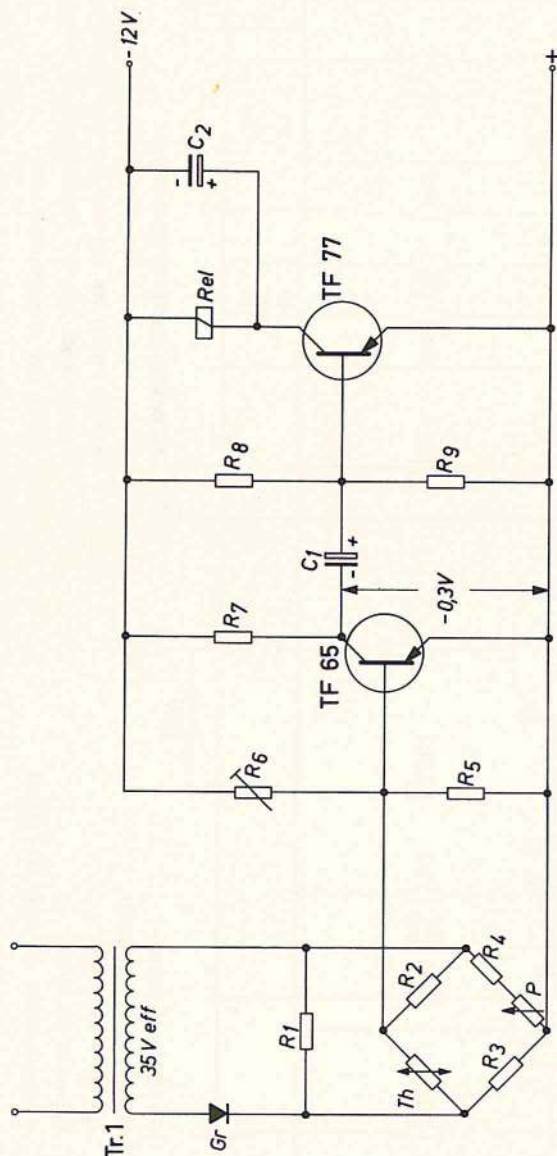
Relais abgefallen ca. 2 mA





Schaltbeispiel ohne Gewähr
bezüglich Patentverletzung

Rel : Trls. 151x nach TBv 65021/71c
Arbeitskontakt gibt Ausschaltverzögerung
Ruhekontakt gibt Einschaltverzögerung
Verzögerung: $T = 0,7 \cdot C (R_1 + R_2)$



Th: Meß-Thernewid K 13, 2k Ω bei 20°C IK = 4,6 %/°C

Rel: Tris 151x IBv 65017/71a,d, oder 75d

Gr: SSF E 30 C 150

Tr: 1: M 42

R1 = 1k Ω , 2W

R2 = 1k Ω , 1W

R3 = 4k Ω , 1W

R4 = 15k Ω , 1W

R5 = 1k Ω , 0,1W

R6 = 30k Ω (Pot.)

R7 = 2k Ω , 0,2W

R8 = 50k Ω , 0,1W

R9 = 125k Ω , 0,1W

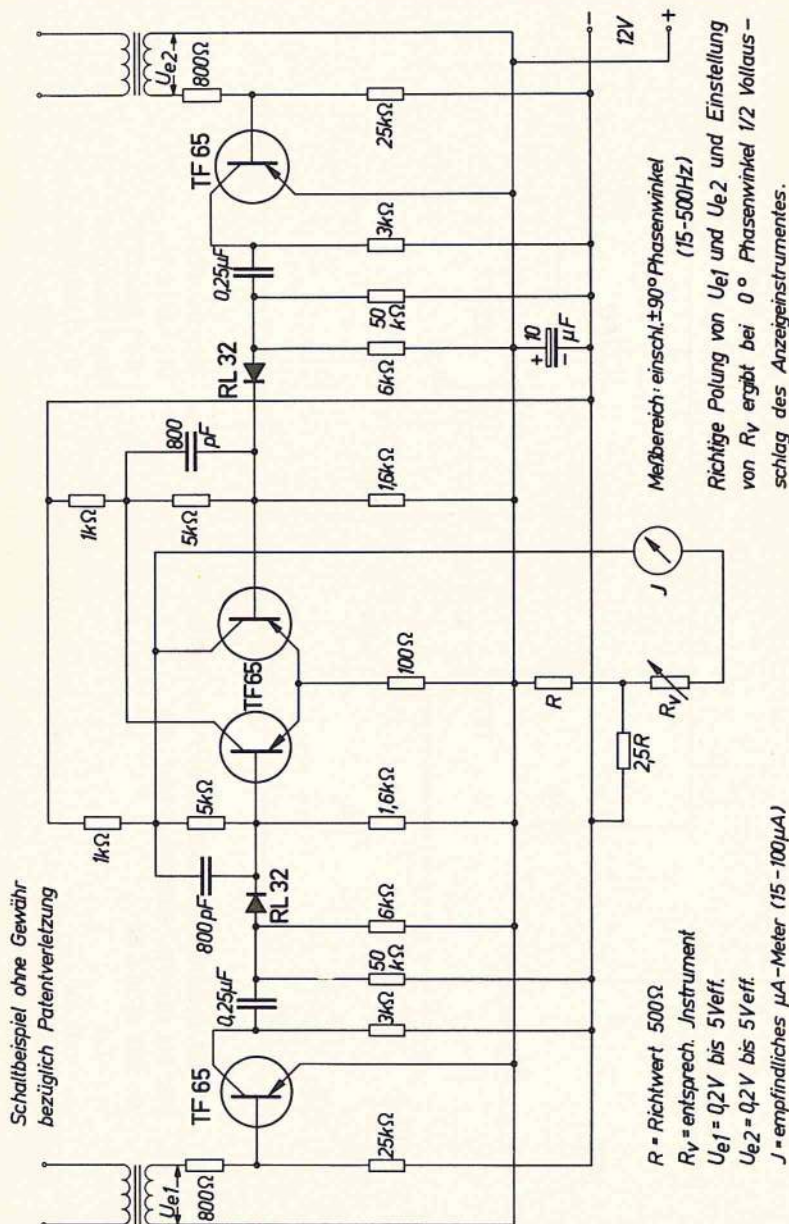
C1 = 25 μF 12/15V

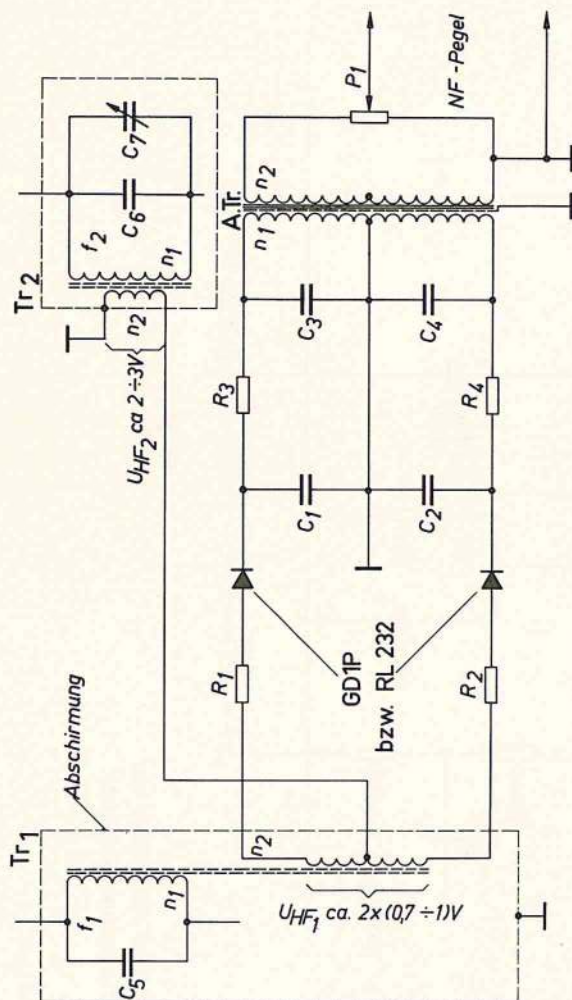
C2 = 100 μF 12/15V

P = 15k Ω

U_{umg} bis 60°C (Verstärker)

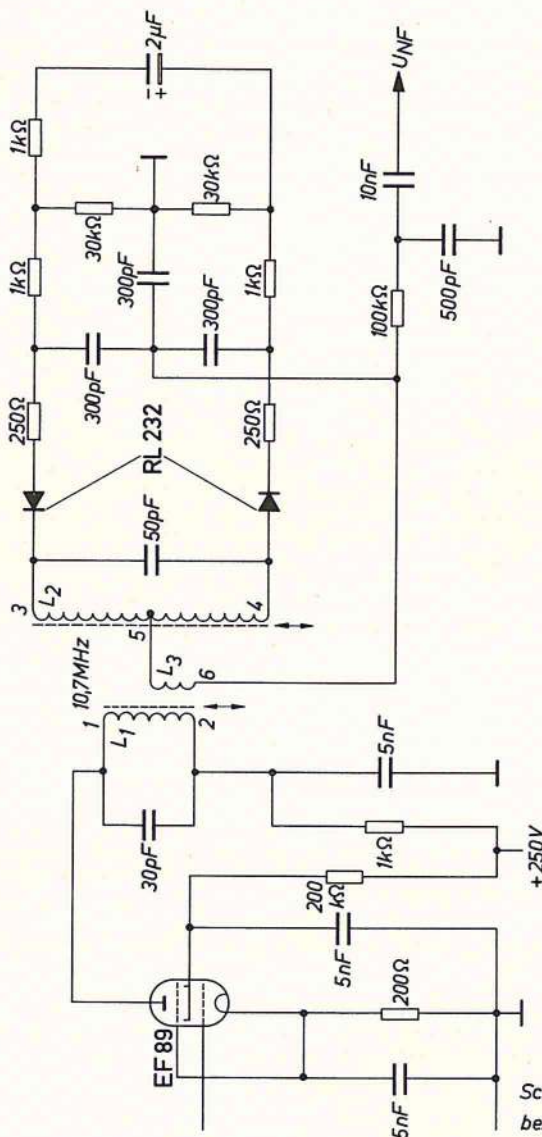
Schaltbeispiel ohne Gewähr
bezüglich Patentverletzung





Schaltbeispiel ohne Gewähr
bezüglich Patentverletzung

- HF - Trafo : Tr1**
Siferrit Schalenkern, B 6557 (23x17)
Material 550 M 25 AL 60
 $n_1 = 31$ Wdg. HF-Litze (3x30x0,05)
 $n_2 = 2 \times 2$ Wdg. CuL S 0,4 mm ϕ verdrillt
- HF - Trafo : Tr2**
Kern und Material wie oben
 $n_1 = 31$ Wdg. HF-Litze (3x30x0,05)
 $n_2 = 4$ Wdg. CuL S 0,4 mm ϕ
- GD1P : Germanium Richtleiterpaar**
 $R_1 = R_2 = 250 \Omega$ $C_7 = 900 \text{ pF}$
 $R_3 = R_4 = 10 \text{ k} \Omega$
 $C_1 = C_2 = 500 \text{ pF}$
 $C_3 = C_4 = 250 \text{ pF}$
 $C_5 = C_6 = 5 \text{ nF}$
 $R_1 = 50 \text{ k} \Omega$
*Beide Wicklungen n_2 am Schalenkern
außen gewickelt (geringe Kopplung)
- NF - Trafo : A.Tr.**
M 42/15 D1 0,1 q3L
gegenseitig geschichtet
 $n_1 = 2 \times 2000$ Wdg. CuL 0,08 mm ϕ
 $n_2 = 2 \times 2000$ Wdg. CuL 0,08 mm ϕ
Generatorfrequenz z.B. $f_1 = 320 \text{ kHz}$
Generatorfrequenz z.B. $f_2 = 320 \div 300 \text{ kHz}$
NF-Pegel: Spannung $\approx 1 \text{ V}$ ($k < 1\%$)
Frequenz: 20 Hz $\div$ 20 kHz



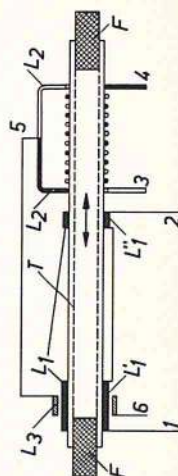
Aufbau des Ratiofilters :

Windungszahlen: $L_1' : L_2' : L_3' : L_3 : L_2 : L_1$ (CuL 0,25 mm ϕ)

L_2 (bifilar) 2×14 CuL 0,3 mm ϕ

F: HF-Eisen Si/S M6 $\cdot 0,75$ mm

T: Spulenträger aus Polystrol 7,5 mm ϕ



Schaltbeispiel ohne Gewähr
bezüglich Patentverletzung

Siemens - Germanium - Transistoren

(legierte pnp Typen)

Typ	Kollektor-Spitzenstrom I_{Csp} mA	Kollektor-Spitzenspannung U_{CEsp} V	Wärmewiderstand bei Chassis-Montage $^{\circ}C/W$
TF 65	15	16	0.5 *
TF 65/30	15	32	0.5 *
TF 77	600	16	13
TF 77/30	600	32	13
TF 78	600	16	13
TF 78/30	600	32	13
TF 80	2500	16	4
TF 80/30	2500	32	4
TF 80/60	2500	64	4

* Angabe in $^{\circ}C/mW$; gültig für Betrieb in ruhender Luft.

Die zulässige Sperrschichttemperatur ist bei allen Typen $75^{\circ}C$

Da die elektrische Isolierung innerhalb des Transistors liegt, ist ihr Wärmewiderstand in dem angegebenen Wert mit inbegriffen. Damit entfällt jede zusätzliche Isolierung bei Einbau dieser Transistoren und man verfügt über eine konstant vorgegebene Wärmeableitung.

Für den Einsatz in Gegentaktschaltungen können alle Leistungstransistoren gepaart geliefert werden.

Die Transistoren TF 78 und TF 78/30 sind besonders zum Einlöten in gedruckte Schaltungen geeignet. Der Abstand ihrer Anschlüsse entspricht der internationalen Norm für Rasterabstände in gedruckten Schaltungen.

Anschriften unserer Geschäftsstellen

Ort	Büro*	Straße	Fernsprecher	Fernschreiber
Aachen	TB	Theaterstr. 106	3 98 41	08 32866
Arnsberg	IB	Hellfelder Str. 29	20 56	08 4286
Aschaffenburg	IB	Ludwigstr. 17	23 14	04 18839
Augsburg	TB	Fuggerstr. 9	51 76, 9 48 81	05 3821
Berlin	ZN	Schöneberger Str. 2—4	66 00 11	01 83766
Bielefeld	TB	Kavalleriestr. 26	6 36 11	09 32805
Bonn	TB	Mülheimer Platz 1	5 19 21	08 86655
Braunschweig	TB	Bankplatz 8	2 04 41	09 52820
Bremen	ZN	An der Weide 14—16	30 14 41	02 44814
Bremerhaven	IB	Brommystr. 20	23 32/33	—
Coburg	IB	Judengasse 41	37 44	06 63212
Darmstadt	IB	Hügelstr. 18—20	35 79, 60 48	04 19246
Dortmund	ZN	Märkische Str. 12—14	2 26 41	08 22122
Düsseldorf	ZN	Oststr. 34	86 31	08 582665, 08 582814
Duisburg	IB	Friedenstr. 85	2 80 01	08 55843
Essen	ZN	Kruppstr. 16	2 07 31	08 57437
Flensburg	IB	Neustadt 10	74 49	02 2745
Frankfurt(Main)	ZN	Gutleutstr. 31	33 06 01	04 11203, 04 11204
Freiburg i. Br.	TB	Habsburgerstr. 132	21 21	07 7842
Fulda	IB	Ohmsstr. 24	30 10	—
Göttingen	IB	Weender Landstr. 6—10	2 49 24	09 6861
Goslar	TB	Am Markt 5	39 31/33	09 53832
Gummersbach/				
Niederseßmar	IB	Kölner Str. 95	30 42	—
Hagen (Westf.)	IB	Prentzelstr. 11	2 74 45	—
Hamburg	ZN	Lindenplatz 2	24 82 11	02 11891
Hamm	IB	Luisenstr. 5	68 41	08 28834
Hannover	ZN	Am Maschpark 1	8 65 31, 8 66 91	09 22333
Heilbronn (Neckar)	IB	Schaeuffelestr. 15	67 46/48	07 28714
Hof	IB	Theresienstr. 13	22 66/67	06 43865
Kaiserslautern	TB	Eisenbahnstr. 18	75 31	04 5832
Karlsruhe	TB	Bahnhofstr. 3—7	2 69 61	07 82831
Kassel	TB	Bürgermeister-Brunner-Str. 15	1 92 81	09 9839
Kempten (Allgäu)	IB	Salzstr. 27	36 22	05 4827
Kiel	TB	Holstenbrücke 26	4 46 71, 4 08 01	02 9814
Koblenz	TB	Emil-Schüller-Str. 20—22	24 86	08 6831
Köln	ZN	Friesenplatz 8—14	29 91	08 881470, 08 881471
Konstanz	IB	Hussenstr. 6	36 93, 50 57	07 32209
Lübeck	IB	Breite Str. 52—54	2 59 21	02 6728
Mainz	TB	Große Bleiche 29	2 67 71/72	04 17765
Mannheim	ZN	N 7, 18	5 80 31	04 62261
Möchen-Gladbach	IB	Eickener Str. 45	2 18 75, 2 26 26	—
Mühlendorf/Obb.	IB	Trausnitzstr. 11	8 36	—
München	ZN	Pranterstr. 8	2 89 61	05 23224
Münster	TB	Herwarthstr. 6—8	4 06 31	08 92828
Neustadt/Weinstr.	IB	Landauer Str. 55	26 90/94, 34 35	—
Nürnberg	ZN	Richard-Wagner-Platz 1	2 87 21	06 2120
Offenburg (Baden)	IB	Rheinstr. 3	23 13	07 5886
Osnabrück	TB	Möserstr. 28	76 01	09 4827
Ravensburg	IB	Gartenstr. 16	24 34, 29 82/83	07 32884
Regensburg	IB	Maximilianstr. 24	2 38 23	06 5807
Reutlingen	IB	Unter den Linden 47	43 41/43, 67 82	07 29723
Rottweil	IB	Am Stadtgraben 12	8 06/07	07 62889
Saarbrücken 3	ZN	Mainzer Str. 139	6 49 41	04 4226
Salzgitter-Watenstedt	IB	Hauptstr. 66	5 22 75	09 52730
			Salzgitter-Immendorf	
Schweinfurt	IB	Luitpoldstr. 6	27 53	06 73207
Siegen	TB	Sandstr. 38	2 67 41	08 7635
Stuttgart	ZN	Geschw.-Scholl-Str. 24—26	9 90 61	07 23941
Trier	IB	Deutscherrenstr. 38—44	32 57, 37 33, 27 57	04 7815
Ulm	TB	Frauenstr. 9	6 85 71	07 12826
Wetzlar	TB	Karl-Kellner-Ring 25	34 51	04 83845
Wiesbaden	IB	Adolfallee 27—29	5 95 25	—
Wilhelmshaven	IB	Paul-Hug-Str. 8	59 48, 54 57, 54 54	02 5205
Wuppertal-Elberf.	TB	Neumarktstr. 52	4 18 81	08 512853
Würzburg	TB	Theaterstr. 25	5 08 50	06 8844

*ZN Zweigniederlassung

TB Technisches Büro

IB Ingenieurbüro

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESSELLSCHAFT
 WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE

