

SIEMENS

Lineare Spannungsregler Anwendungen

Ausgabe 1977



SIEMENS

**Lineare Spannungsregler
Anwendungen**

Ausgabe 1977

**Herausgegeben von Siemens AG, Bereich Bauelemente, Produkt-Information,
Balanstraße 73, 8000 München 80.**

Die in diesem Buch enthaltenen Schaltungen und Beschreibungen sind Anregungen und sollen die vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten von linearen Spannungsreglern zeigen.

Als Basis für dieses Buch diente die Übersetzung einschlägiger Kapitel aus
»Voltage Regulator Applications Handbook«.

Wir danken der Fa. FAIRCHILD, Halbleiter GMBH,
für die Übertragung der Übersetzerrechte und für die Genehmigung zur Veröffentlichung.

Für die angegebenen Schaltungen, Beschreibungen und Tabellen wird keine Gewähr bezüglich der Freiheit von Rechten Dritter übernommen.

Liefermöglichkeiten und technische Änderungen vorbehalten.

Fragen über das in diesem Buch behandelte Thema richten Sie bitte an unsere Zweigniederlassungen im Inland, Abteilung VB oder an unsere Landesgesellschaften im Ausland (siehe Geschäftsstellenverzeichnis).

Inhaltsverzeichnis

Positive Spannungsregler TDB 7800 und TDC 7800

Einleitung	5
Referenzspannungsquelle	5
Regel-Verstärker	7
Thermische Sicherung	8
Funktionsbeschreibung	8
Elektrische Kenndaten	10
Testmethoden	10
Typische Daten	11
Grenzwerte	11

Anwendungen für TDB 7800, TDB 7800 T, TDC 7800

Einleitung	12
Thermische Werte	12
Typische Anwendungen	16
Regler mit festem Ausgang	16
Spannungsregler mit negativem Ausgang	16
Stromregler	18
Spannungsregler für höheren Ausgangsstrom	19
Spannungsregler mit variabler Ausgangsspannung	19
Doppelpolige Regler	22
Schaltregler	23

Präzisionsspannungsregler TDB 0723

Einleitung	25
Funktionsbeschreibung	25
Zusammenfassung der technischen Daten	27

Eigenschaften des TDB 0723

Frequenz-Kompensation	29
Leerlaufspannungsverstärkung und Phasenverschiebung als Funktion der Frequenz	29
Thermische Überlegungen/Belastbarkeit	30
Maximale Verlustleistung bei Umgebungstemperatur im Betrieb	32
Funktions-Prüfschaltung	34

Typische Anwendungen des TDB 0723

Einleitung	35
Ausgangsschaltungen	35
Positive Regler, Ausgangsstrom $I_{Amax} = 150 \text{ mA}$	36
Positive Spannungsregler mit hohem Ausgangsstrom	39
Positive Nebenschlußregler	42

Positive Regler mit hoher Netzunterdrückung	43
Positive Regler mit hoher Eingangsspannung	46
Positive Regler, erdfrei	48
Positive Regler mit niedrigem Eingangs-/Ausgangs-Spannungsdifferential	50
Positive Regler, Grenz-Eingangsspannung	52
Negative Regler mit mittlerem und hohem Ausgangsstrom	54
Negative Nebenschlußregler	57
Negative Regler mit hoher Netzunterdrückung	59
Negative Regler, erdfrei	59
Stromregler	60
Präzisions-Spannungsregler	63
Rücklauf-Strombegrenzung	64
Kurzschlußfühler mit niedrigem Verlust	69
Kurzschlußfühler, temperaturstabilisiert	69
Fernabschaltung	72
Überspannungs-»Crowbar«-Schutz	74
Schaltregler	78

Anhang

Aufbau von Schaltreglern

Einleitung	83
Arbeitsweise	83
Berechnungsbeispiel	85
Leistungsverluste	88

Anschriften unserer Geschäftsstellen	90
---	----

Positive Spannungsregler TDB 7800 und TDC 7800

Einleitung

Die integrierten Schaltungen der Serie TDB 7800 und TDC 7800 sind Kompaktregler mit 3 Anschlüssen. Sie eignen sich besonders für eine Vielzahl von Anwendungen mit festen Spannungen. Die Kombination aus interner Strombegrenzung, Einhaltung des Sicherheitsfeldes des Längstransistors und thermischer Sicherung macht diese Bauelemente unempfindlich gegenüber Fehlerursachen, die normalerweise bei Leistungsregleranwendungen auftreten.

Die Serie TDB 7800 steht in einem hermetisch abgeschlossenen Metall-Gehäuse (TO-3) oder in einem vergossenen Plastik-Gehäuse (TO-220 AB) zur Verfügung, und zwar für 1,0 A mit festen Ausgangsspannungen im Bereich zwischen 5 und 24 V. Die Spannung wird im Rahmen der Fertigung bestimmt durch die Wahl einer internen Widerstandsmatrix R_A , wie in der Blockschaltung Bild 1 gezeigt, und durch die Umgebungstemperatur im Betrieb:

von -55 bis $+125$ °C beim TDC 7800 oder
von 0 bis $+85$ °C beim TDB 7800.

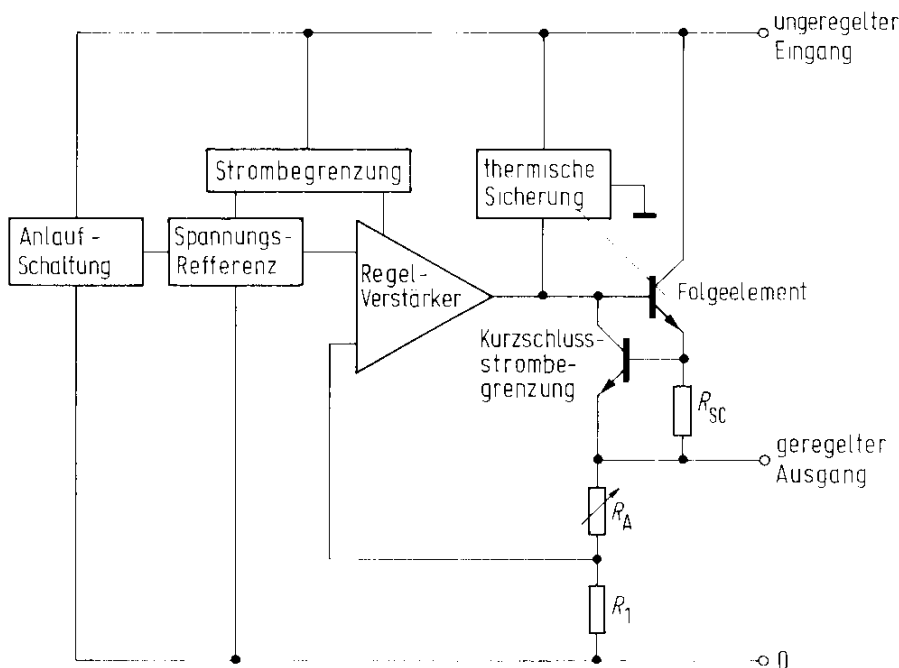


Bild 1 Blockschaltbild des Reglers mit 3 Anschlüssen

Die Ausgangsspannungen sind festgelegt auf eine Toleranz von ungefähr $\pm 4\%$ der Nennspannung. Bei Anwendungen, die mit engeren Toleranzen arbeiten, können externe Bauelemente zusätzlich verwendet werden, so daß die Ausgangsspannung exakt angeglichen werden kann. Um den Ausgangsstrom des Reglers zu erhöhen, können außerdem Längstransistoren eingesetzt werden. Diese und noch weitere Anwendungen werden in den nachfolgenden Kapiteln behandelt.

Referenzspannungsquelle

In integrierten Spannungsreglern werden normalerweise temperaturkompensierte Zener-Dioden als Referenzelemente benutzt. Zener-Dioden weisen allerdings Durchbruchspannungen über 6 V auf; damit ergibt sich für die Eingangsspannung des Reglers ein zu niedriger

Grenzwert. Weiter erfordern Zener-Dioden extrem hohen Fertigungsaufwand, um eine zufriedenstellende Toleranz bei jeder nicht regelbaren Anwendung (für 3 Anschlüsse) zu erhalten.

Unter Ausnutzung der in einem Emitter-Basis-Übergang herrschenden Strom-, Spannungs- und Temperaturverhältnisse wurde eine Referenzspannungsquelle entwickelt ohne Einsatz der Zener-Diode. Um eine temperaturkompensierte Referenzspannung zu erhalten, wird der positive Temperaturkoeffizient einer Emitter-/Basis-Spannungsdifferenz zwischen zwei mit unterschiedlichen Strömen arbeitenden Transistoren zum negativen Temperaturkoeffizienten der Emitter-Basis-Spannung addiert. Bild 2 zeigt eine solche Referenz. Der Transistor T_1 arbeitet mit einem wesentlich höheren Strom als T_2 ; das Emitter-Basis-Spannungs-Differential wird verstärkt durch die Spannungsverstärkung im Transistor T_2 .

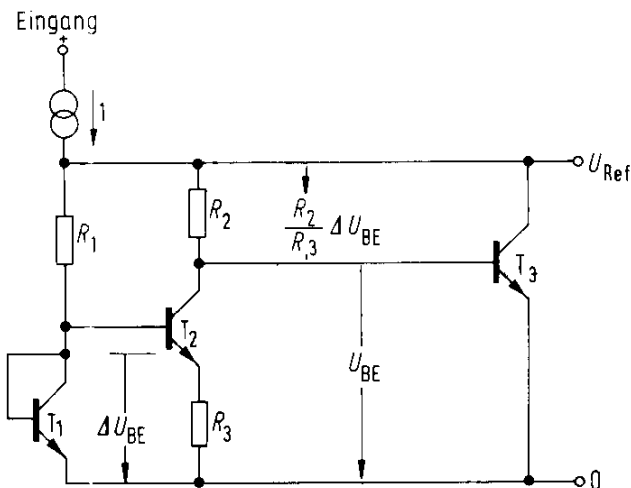


Bild 2 Spannungsreferenz auf der Grundlage der Basis-Emitter-Spannung

Die Referenzspannung kann wie folgt ausgedrückt werden:

$$U_{\text{Ref}} = U_{\text{BE3}} + I_{\text{CT2}} \cdot R_2 + I_{\text{BT3}} \cdot R_2$$

$$U_{\text{Ref}} = U_{\text{BE3}} + \frac{R_2}{R_3} \cdot \Delta U_{\text{BE}} + I_{\text{BT3}} \cdot R_2$$

$$U_{\text{Ref}} = U_{\text{BE3}} + \frac{R_2}{R_3} \cdot \frac{KT}{q} \ln \frac{J_1}{J_2} + I_{\text{BT3}} \cdot R_2$$

$$U_{\text{Ref}} \cong U_{\text{BE3}} + \frac{R_2}{R_3} \cdot \frac{KT}{q} \ln \frac{R_2}{R_1}$$

wobei J die Stromdichte ist.

Aufgrund des Verhältnisses $\frac{R_2}{R_3}$ und $\frac{R_2}{R_1}$ erhält man eine temperaturkompensierte niedrige Referenz-Spannung.

Bild 3 zeigt einen vereinfachten Aufbau der im Regler verwendeten Schaltung. Um das Referenzniveau auf 5 V zu erhöhen, werden zusätzlich die Transistoren T_4 , T_5 und T_6 eingesetzt.

Es ergibt sich dann folgende Referenz:

$$U_{\text{Ref}} = (U_{\text{BE3}} + U_{\text{BE4}} + U_{\text{BE5}} + U_{\text{BE6}}) + \frac{R_2}{R_3} \cdot \frac{KT}{q} \ln \frac{R_2}{R_1}$$

Die Widerstände R_1 , R_2 und R_3 werden so ausgewählt, daß die Referenzspannung im gesamten Temperaturbereich konstant bleibt und einen Nennwert von 5 V hat.

Hiermit wird eine extrem enge Referenzspannungstoleranz erreicht ohne besondere Fertigungsprüfungen, da die Basis-Emitter-Kenndaten leichter verständlich und besser vorhersehbar sind als Zener-Referenzen. Außerdem eignen sich monolithische integrierte Schaltungen besser zur Kombination von Widerständen und Transistoren. Ein externer Angleich an die

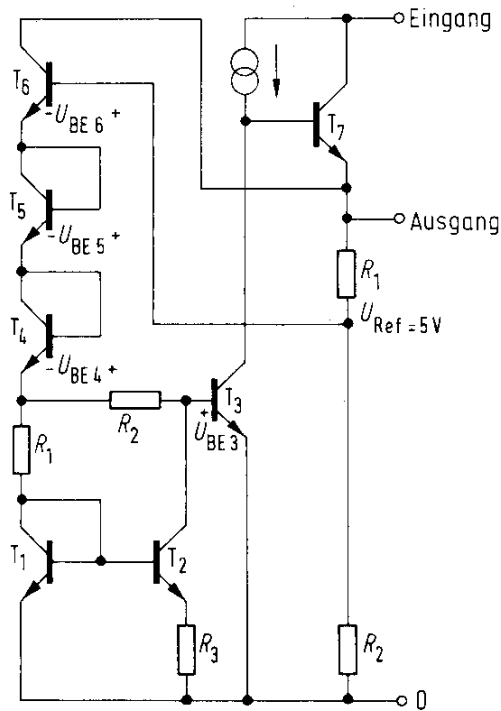


Bild 3 Vereinfachtes Schaltbild des Reglers

Trimm-Ausgangsspannung ist in den meisten Anwendungen nicht erforderlich. Ein weiterer Vorteil ist, daß diese Referenz einen rauscharmen Ausgang hat im Vergleich zur Zener-Diode. Dadurch wird die Verwendung eines großen Siebkondensators zur Beseitigung des Rauschens überflüssig.

Regel-Verstärker

Ein Regel-Verstärker (siehe Bild 1) vergleicht das Ausgangs-Rückkopplungssignal mit der Spannungsreferenz und korrigiert den Ausgang um den Betrag der Abweichung. Die in Bild 3 gezeigte Schaltung kombiniert den Regel-Verstärker mit der Referenzspannungsquelle. Der Vorteil ist, daß das Rauschen am Reglerausgang minimal wird, da Regler und Referenz keine getrennten Rauschquellen mehr sind. In Bild 3 wird der Transistor T_3 als Regel-Verstärker und gleichzeitig seine Basis-Emitter-Spannung als Teil der Referenz benutzt.

Als aktive Last für den Regel-Verstärker dient eine Stromquelle. Die Gegenkopplung wird gebildet durch die Rückkopplungswiderstände R_1 und R_2 . Wenn die Spannung am Ausgang aufgrund einer Reduzierung des Laststroms ansteigt, wird diese Spannungsänderung auf die Basis des Transistors T_3 übertragen. Der Transistor T_3 leitet dann mehr und reduziert die Ansteuerung des Ausgangstransistors. Das Ergebnis ist eine Senkung der Ausgangsspannung aufgrund der Laststromänderung. Ist der Regelkreis geschlossen, ergibt sich am Ausgang ein Ausgleichswert. Die Ausgangsspannung errechnet sich wie folgt:

$$U_A = U_{\text{Ref}} \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

Entsprechend einer Änderung des Widerstandsverhältnisses $\frac{R_1 + R_2}{R_2}$

erhält man verschiedene Ausgangsspannungen.

Thermische Sicherung

Einer der Vorteile, den Längstransistor mit in den Chip einzuschließen, ist der damit zu erreichende thermische und Stromüberlastschutz.

Bei Niederleistungsregler-IC's dient die Strombegrenzung gewöhnlich als Überlastschutz, da es keinen praktischen Weg gibt, die Sperrschichttemperatur in einem getrennten Längstransistor zu erfassen. Die Überhitzung dieses Längstransistors ist dann eine der Hauptausfallursachen eines solchen Reglers. Eine thermische Überlastschutzschaltung in einem monolithischen Regler, die den Längstransistor integriert, begrenzt die Maximaltemperatur der Transistorsperrschicht. Diese Begrenzung ist unabhängig von der Eingangsspannung und der Art der Gehäuseisolierung.

Der Basis-Emitter-Übergang eines Transistorbegrenzers dient zur Erfassung der Chiptemperatur. Der Temperaturbegrenzer wird normalerweise unter seiner Aktivierungsschwelle vorgespannt, so daß die Schaltungsfunktion nicht gestört wird. Steigt die Chiptemperatur aufgrund eines Lastfehlers oder anderer Ursachen bis zur Maximalgrenze an, so schaltet der Temperaturbegrenzer ein. Dadurch wird die Basis-Ansteuerung der Ausgangstransistoren aufgehoben. Der Regler wird abgeschaltet und damit weitere Erhitzung verhindert.

Funktionsbeschreibung

Bild 4 zeigt das entsprechende Schaltbild des Regler-IC's. Die Transistoren T_1 bis T_6 sowie die Widerstände R_1 , R_2 und R_3 stellen eine temperaturkompensierte interne 5 V-Referenzspannungsquelle für den Regler dar. Die Basis-Emitter-Spannungen der Transistoren T_3 , T_4 , T_5 und T_6 liefern den negativen Temperatur-Koeffizienten der Ausgangsspannung. Die Spannung über R_2 hat einen positiven Temperatur-Koeffizienten und wird von der Basis-Emitter-Spannungsdifferenz über die Transistoren T_1 und T_2 mit einem Stromverhältnis von ungefähr 20 : 1 abgeleitet. Die Ausgangsspannung des Reglers wird bestimmt durch die Auswahl verschiedener Widerstandsverhältnisse in dem Schaltkreis.

Der für die Last erforderliche Strom wird vom Eingangsanschluß über den Längstransistor T_{17} geliefert. Der T_{17} wird dabei durch den Transistor T_{16} angesteuert.

Der Transistor T_3 ist die Verstärkungsstufe für die Regelung. Ihre effektive Verstärkung wird vergrößert durch den pnp-Transistor T_{11} . Die Kollektorlast wird gebildet aus den als Stromquelle geschalteten Transistoren T_8 und T_9 .

Der Strom aus T_8 und T_9 setzt sich zusammen aus dem Strom, der durch den Widerstand R_1 fließt. Wird der Regler eingeschaltet, fließt der Strom in R_1 zuerst durch Transistor T_{13} . Dieser ist ein Teil der Startschaltung, die die Zener-Diode D_1 , die Transistoren T_{12} und T_{13} und die Widerstände R_5 , R_6 und R_7 enthält. Nach erfolgter Einregelung entfällt die Vorspannung von T_{13} und der Regler beginnt, den Strom in R_1 einzustellen, der nun durch T_5 und T_{10} fließt. Diese Startschaltung wird benötigt, da der Regler, der schließlich den Strom in R_1 liefern soll, während der Einschaltphase des Gerätes ausgeschaltet ist.

Für die thermische Begrenzung sorgt der Transistor T_{14} . Die Basis von T_{14} wird durch den Widerstandsteiler R_5 , R_6 und R_7 in der Startschaltung an ungefähr 0,4 V gelegt. Mit steigender Sperrschichttemperatur fällt die Einschaltsschwelle von T_{14} ab. Bei einer Sperrschichttemperatur von ungefähr 175° C wird der Transistor T_{14} eingeschaltet und die Basisstromansteuerung des Ansteuertransistors T_{12} aufgehoben. Damit schließt der Längstransistor und verhindert weiteres Ansteigen der Chiptemperatur.

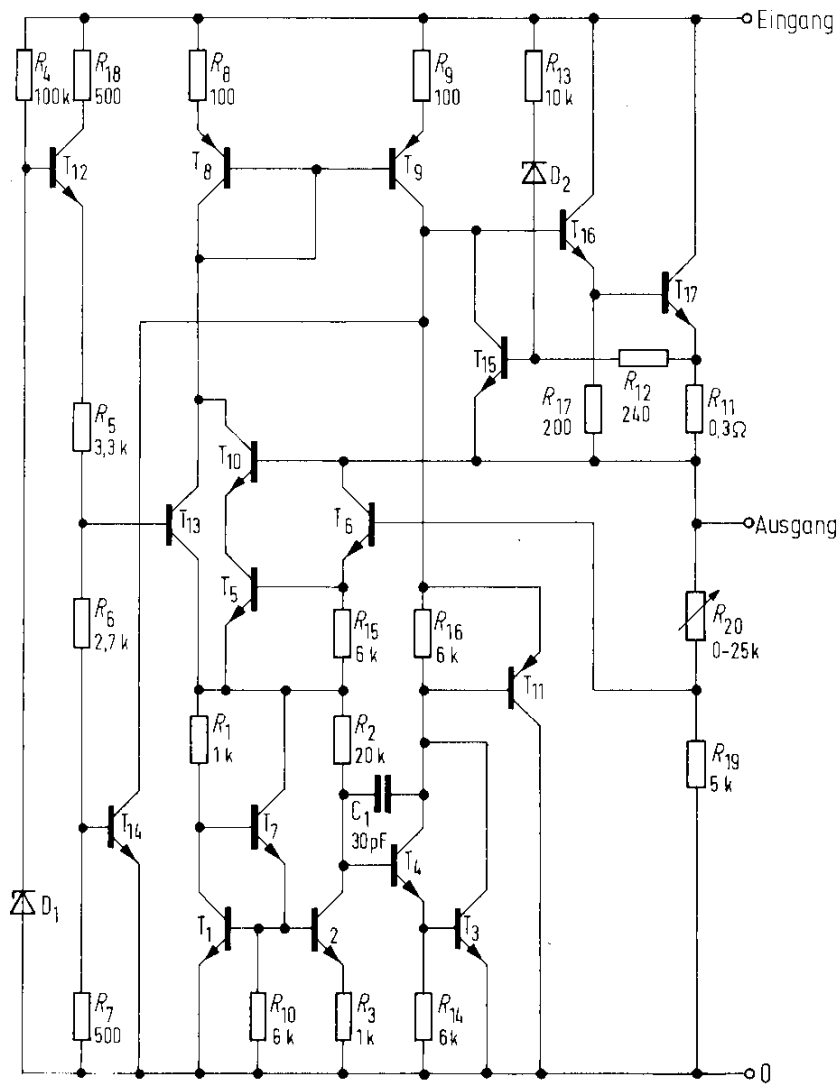


Bild 4 Schaltbild des Reglers mit 3 Anschlüssen

Während die beschriebene Form des thermischen Schutzes bei längerfristigen Überlastungen wirksam ist, bleibt sie bei plötzlich auftretenden Überlastungen unwirksam. Die Folge wäre der Zusammenbruch des Längstransistors oder ein Schaden in den Metallverbindungen aufgrund eines abnorm hohen Stromes. Transistor T_{15} und Widerstand R_{11} schützen durch Begrenzung des Ausgangsstromes gemeinsam gegen momentane Überlastungen. Wenn der Ausgangsstrom auf ein erhöhtes Niveau ansteigt, schaltet der Strom durch R_{11} den Transistor T_{15} an und lenkt so den Basis-Strom vom Treibertransistor ab, wodurch ein weiterer Anstieg des Ausgangsstromes verhindert wird.

Um zu gewährleisten, daß der Ausgangstransistor innerhalb seiner Vorwärts-Sicherheitszone arbeitet, ist ein Kompensierungsnetz eingeschlossen, das momentan überhöhte Ströme im Ausgangstransistor begrenzt. Überschreitet die Spannung über dem Längstransistor 8 V, so verringert der Strom durch den Widerstand R_{13} und die Diode D_2 den Begrenzungsstrom. Je höher die Spannung über dem Längstransistor ist, desto niedriger ist der Begrenzungsstrom (siehe hierzu Bild 5).

Im Chip ist ein MOS-Kondensator von 30 pF enthalten, der einen stabilen Betrieb sichert, ohne daß ein Siebkondensator am Ausgang benötigt wird.

Elektrische Kenndaten

$U_E = 10\text{ V}$ $I_A = 500\text{ mA}$ $I_U = 25^\circ\text{ C}$			TDB 7805 T	TDC 7805
Ausgangstoleranz			$\pm 4\%$	$\pm 4\%$
Ruhestrom			4,2 mA	4,2 mA
Ausgangswiderstand	$f = 1\text{ kHz}$	R_A	17 m Ω	17 m Ω
Netzregelung	$7\text{ V} \leq U_E \leq 25\text{ V}$		0,005%/V	0,0033%/V
Temperaturschwankung	$-20^\circ\text{ C} \leq T_S \leq 125^\circ\text{ C}$		0,022%/ $^\circ\text{ C}$	0,02%/ $^\circ\text{ C}$
Mindest-Eingangsspannung	$I_o = 1\text{ A}$		7,0 V	7,0 V
Ausgangsspannung		U_A	5,0 V	5,0 V
Ausgangs-Rauschspannung	$10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$		40 μV	40 μV
Brummunterdrückung	$f = 120\text{ Hz}, 8\text{ V} \leq U \leq 18\text{ V}$		78 dB	78 dB
Wärmewiderstände				
System-Gehäuse		$R_{th\ SG}$	4 K/W	4 K/W

Tabelle 1 Typische Kenndaten des Reglers TDB 7805 T und TDC 7805

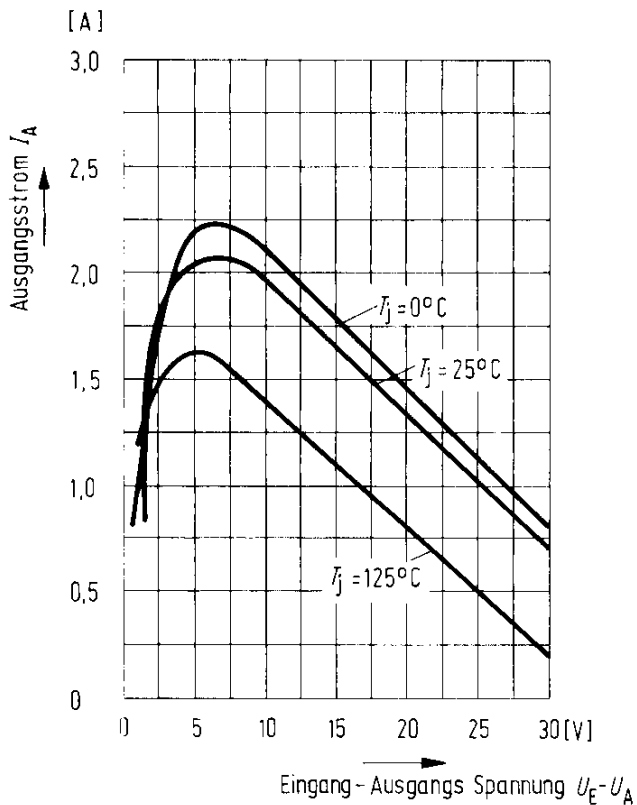


Bild 5 Eingangs-Ausgangs-Differential: Strombegrenzung

Testmethoden

Jeder Regler aus den Serien TDB 7800 und TDC 7800 wird entsprechend seinen Einsatzanforderungen getestet. Das für die Prüfung jedes Typs der Serie benützte Eingangs-/Ausgangsspannungsdifferential berücksichtigt alle Abweichungen einer nominellen unregulierten Gleichstromquelle.

Zum Beispiel wird der TDB 7812 mit einem Eingangs-/Ausgangs-Spannungsdifferential von 7 V geprüft, das die folgenden Parameter und ihre Abweichungen berücksichtigt:

- Mindest-Eingangs-/Ausgangs-Spannungsdifferential des Gerätes
- Welligkeit der Stromversorgung
- Toleranz der Netzspannung
- Abweichung des Diodenabfalls und der Quellen-Impedanz

Deshalb wird der TDB 7812 nicht nur mit einem zusätzlichen Sicherheitsband von 0,5 V (19 V insgesamt) geprüft. Der für die Messungen verwendete Eingangsspannungsbereich ermöglicht sogar größere Abweichungen der Eingangsspannung, als sie im Betrieb auftreten. Die anderen Typen dieser Spannungsregler-Serie werden unter den gleichen Gesichtspunkten geprüft.

Typische Daten

Die nachstehend aufgeführten Kenndaten beziehen sich auf die Regler der Serie TDB 7800 T und TDC 7800, mit denen Ausgangs-Nenn- und -Spitzenströme von 500 mA bis 2,2 A geschaltet werden können.

Ableitung der Testspannung:

$U_{A\max}$	12,5 V
$U_E - U_A$	+ 2 V
	14,5 V
Netzabweichung (10%)	+ 1,4 V
	15,9 V
Welligkeit (10%)	+ 1,6 V
	17,5 V
R_s und U_d	+ 1,0 V
Insgesamt	18,5 V

Grenzwerte

	TDB 7800 TDC 7800	TDB 7800 T
Eingangsspannung (5 V bis 18 V) (24 V)	35 V 40 V	35 V 40 V
Interne Verlustleistung (Thermischer Widerstand der Gehäuse, ohne Wärmeableitung)	intern begrenzt	intern begrenzt
Lagertemperatur	-65 °C bis +150 °C	-65 °C bis +150 °C
Umgebungstemperatur im Betrieb	-55 °C bis +125 °C	0 °C bis +85 °C
Löttemperatur	300 °C (Lötzeit max. 60 s)	230 °C (Lötzeit max. 10 s)
Wärmewiderstand		
System-Gehäuse	$R_{th\ SG}$ 4 K/W	4 K/W
System-Umgebung	$R_{th\ SU}$ 35 K/W	50 K/W

Anwendungen für TDB 7800, TDB 7800 T, TDC 7800

Einleitung

Der monolithische Regler mit 3 Anschlüssen ist besonders attraktiv wegen seines geringen Bedarfs an externen Bauteilen. In der einfachsten Anwendung mit fester Ausgangsspannung benötigt man für einen stabilen Betrieb lediglich einen Siebkondensator von mindestens $0,22 \mu\text{F}$, der zwischen die Eingänge des Reglers gelegt wird.

Der Reglerausgang benötigt für normalen Betrieb keine Siebung. Eine zusätzliche Kapazität verbessert allerdings das Übertragungsverhalten. Die Ausgangsimpedanz des Reglers steigt bei über 10 kHz an. Die Ursache hierfür ist der Regel-Verstärker, der in diesem Frequenzbereich arbeitet. Ein großer Tantal-Kondensator von $47 \mu\text{F}$ zwischen den Regler-Ausgangsanschlüssen hält eine Ausgangsimpedanz bis 1 MHz gering. Bei zu regelnden Schnellschaltlasten sollte ein Keramik-Kondensator parallel zu dem Tantal-Kondensator geschaltet werden, um einen Ausgleich für die ansteigende Impedanz des Tantal-Kondensators bei Frequenzen größer als 1 MHz zu schaffen. Wenn solche Schaltlasten über eine größere Schaltzeit verteilt sind, sollten die Keramik-Überbrücker ebenfalls schrittweise erweitert werden, um den Spannungsabfall der Draht-Induktivität entsprechend zu kompensieren.

Thermische Werte

Die thermischen Werte der Spannungsregler-Chips und -Gehäuse machen irgendeine Form von Wärmeschutz notwendig, sobald die Verlustleistung 2 W beim TO-220-Gehäuse oder 3 W beim TO-3-Gehäuse übersteigt. Diese Werte sind in der Tabelle 2 angegeben und in Bild 6 graphisch dargestellt.

Gehäuse		TDB 7800 TO-3	TDC 7800 TO-3	TDB 7800 T TO-220
Max. Umgebungstemperatur im Betrieb	$T_{U \text{ max}}$	85 °C	125 °C	85 °C
Min. Umgebungstemperatur im Betrieb	$T_{U \text{ min}}$	0 °C	-55 °C	0 °C
Lagertemperatur		-65 bis 150 °C	-65 bis 150 °C	-65 bis 150 °C
Wärmewiderstände				
System-Gehäuse	$R_{\text{th SG}}$	4 K/W	4 K/W	4 K/W
System-Umgebung	$R_{\text{th SU}}$	35 K/W	35 K/W	50 K/W
Sperrschichttemperatur	T_j	150 °C	150 °C	150 °C

Tabelle 2 Thermische Grunddaten

Die maximal zulässige Verlustleistung ohne Wärmeableitung errechnet sich gemäß Tabelle 2:

$$\frac{T_{j \text{ max}} - T_U}{R_{\text{th SU}}}$$

wobei T_U die maximale Umgebungstemperatur im Betrieb ist.

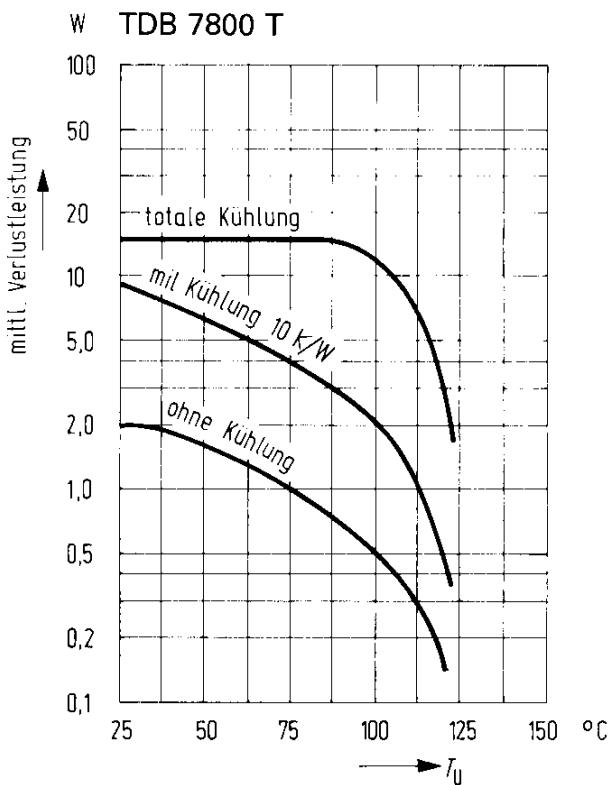
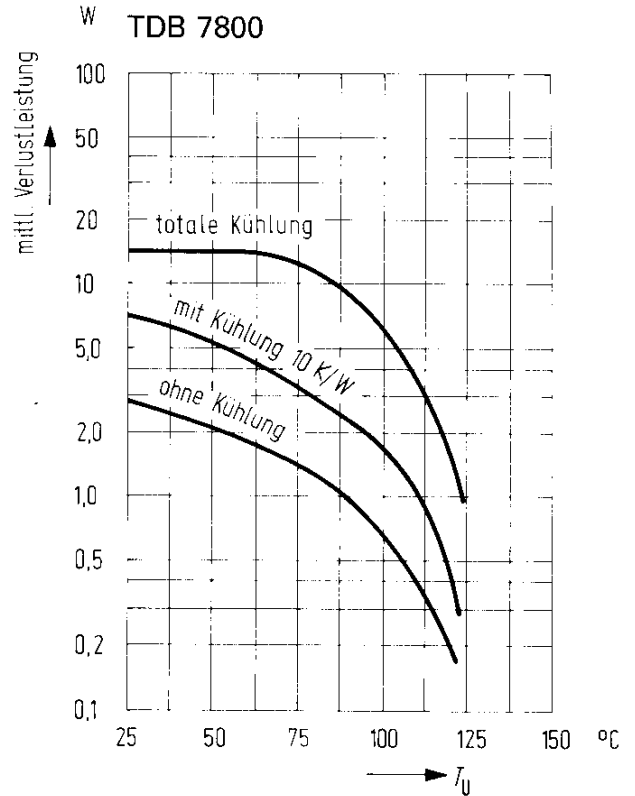
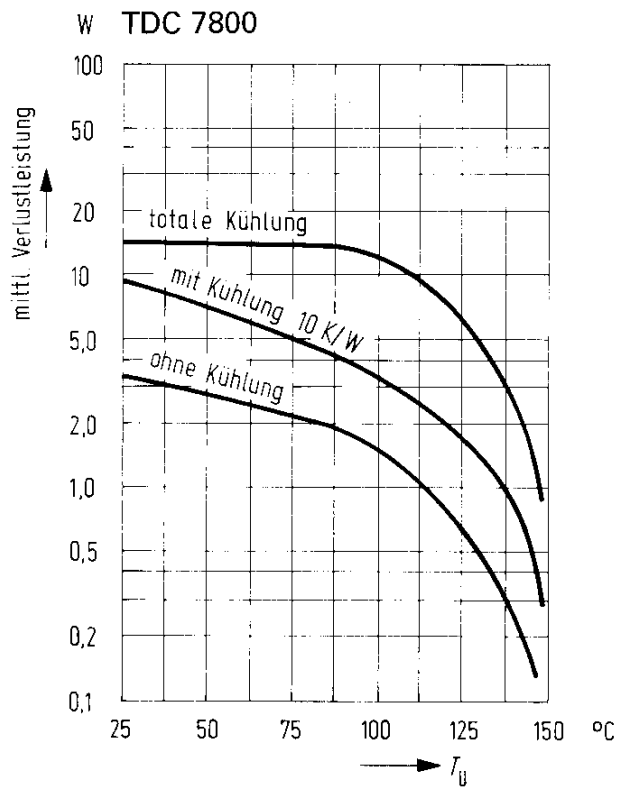


Bild 6 Maximale Durchschnittsverlustleistung

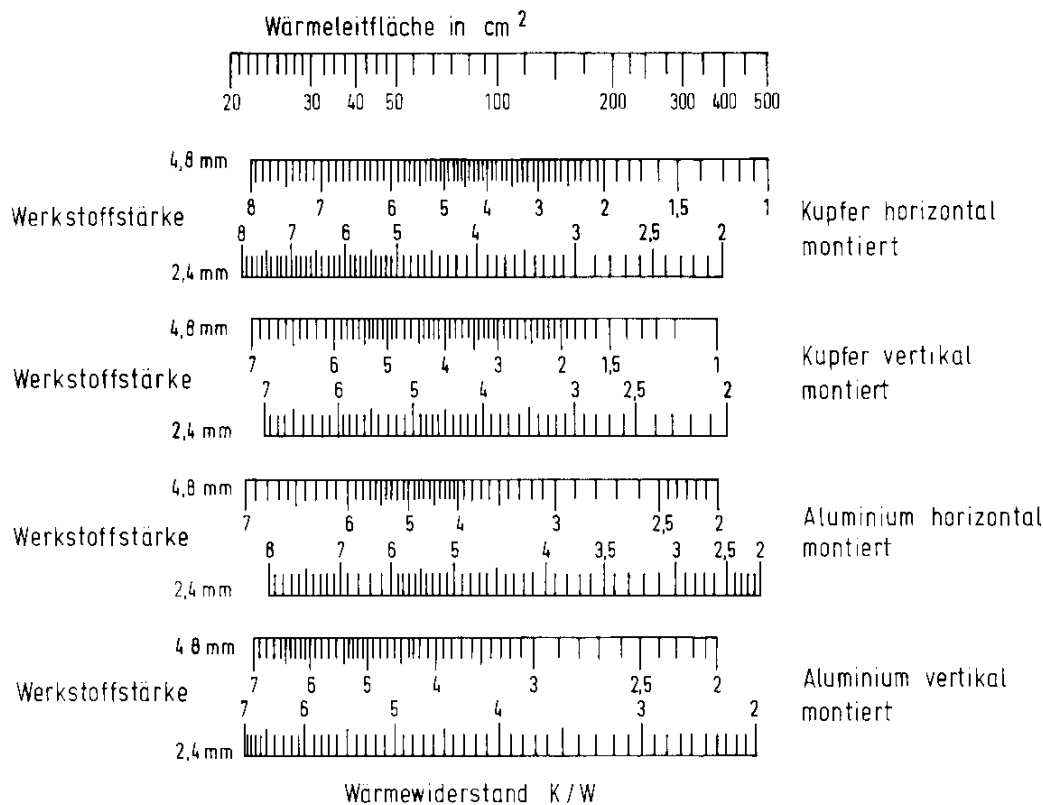
Wenn die durchschnittliche Verlustleistung des betreffenden Gerätes diese Zahl überschreitet, wird ein Wärmeableiter erforderlich. Der für den Wärmeableiter notwendige thermische Widerstand errechnet sich aus

$$Q_{WA} = \frac{T_{j \max} - T_U}{P_D} - Q_{SG}$$

wobei P_D die maximale durchschnittliche Verlustleistung des Gerätes ist. (P_D keinesfalls größer als $P_{D \max}$). Q_{WA} ist der thermische Widerstand des Wärmeableiters zur Umgebung und

schließt die Zwischenschicht zwischen Gehäuse und Wärmeableiter ein. Im Handel verfügbare Wärmeableitungsvorrichtungen sind im allgemeinen gut geeignet für diese Erfordernisse. Wenn jedoch ein Chassis oder eine andere geeignete Oberfläche als Wärmeableiter dienen soll, gibt Bild 7 Auskunft über die benötigte Oberflächengröße für einige allgemein verwendete Materialien. Die Oberfläche umfaßt beide Seiten des Wärmeableitungsmaterials.

Als weitere Hilfe für die Entscheidung, welche Gehäuse/Wärmeableiterkombination am besten für einen bestimmten Fall geeignet ist, dient das Nomogramm in Bild 8. Es gibt Auskunft über Q_{SU} in Abhängigkeit vom Basis-Strom, vom Eingangs-/Ausgangs-Spannungsdifferential und von der Umgebungstemperatur. Die thermischen Widerstände des Gehäuses



Zu beachten: Zur Bestimmung der benötigten Wärmeleitfläche oder des Wärmewiderstandes ist die obere Skala mit der gewünschten Werkstoff-Skala durch eine senkrechte Linie zu verbinden.

Bild 7 Auswahl an Wärmeableitungsmaterialien

werden der Q_{SU} -Skala überlagert. Wenn der Q_{SU} eines Gehäuses niedriger ist als der gewünschte Q_{SG} , dann kommt dieses Gehäuse nicht in Frage. Auch wenn eine gewisse Wärmeableitung erfolgt, würde die Umgebungstemperatur über 125°C ansteigen. Ist der Q_{SU} eines Gehäuses größer als der gewünschte Q_{SG} , so kann dieses Gehäuse ohne einen zusätzlichen Wärmeableiter benutzt werden. In allen anderen Fällen ist eine zusätzliche Wärmeableitung des Gehäuses notwendig. Subtrahiert man Q_{SG} eines Gehäuses vom erforderlichen Q_{SU} , erhält man den notwendigen thermischen Widerstand Q_{WA} für den Wärmeableiter. Das Nomogramm berücksichtigt eine maximale Umgebungstemperatur von 125°C .

Erläuterung des Nomogramms:

Man wählt den maximalen Ausgangsstrom auf der Skala A und das maximale Eingangs-/Ausgangs-Spannungsdifferential auf der Skala D. Die gerade Linie, die diese Punkte verbindet, schneidet die Skala B in einem Punkt, der die maximale Verlustleistung angibt. Man verbindet diesen Schnittpunkt auf der Skala B mit der maximalen

Umgebungstemperatur auf Skala C und verlängert diese Linie, bis sie die Skala E schneidet. Der Schnittpunkt auf der Skala E gibt die für diesen Fall erforderliche thermische Verlustleistung Sperrschicht/Gehäuse an. Wenn der Schnittpunkt auf der Skala E über dem thermischen Widerstand Sperrschicht/Gehäuse Q_{SG} liegt, ist kein Wärmeableiter erforderlich.

Zur Bestimmung des thermischen Widerstands eines Wärmeableiters subtrahiert man den thermischen Widerstand Sperrschicht/Gehäuse Q_{SG} des gewählten Gehäuses vom Schnittpunkt der Skala E:

Für die Gehäuse TO-3 und TO-220 subtrahiert man jeweils 4 K/W.

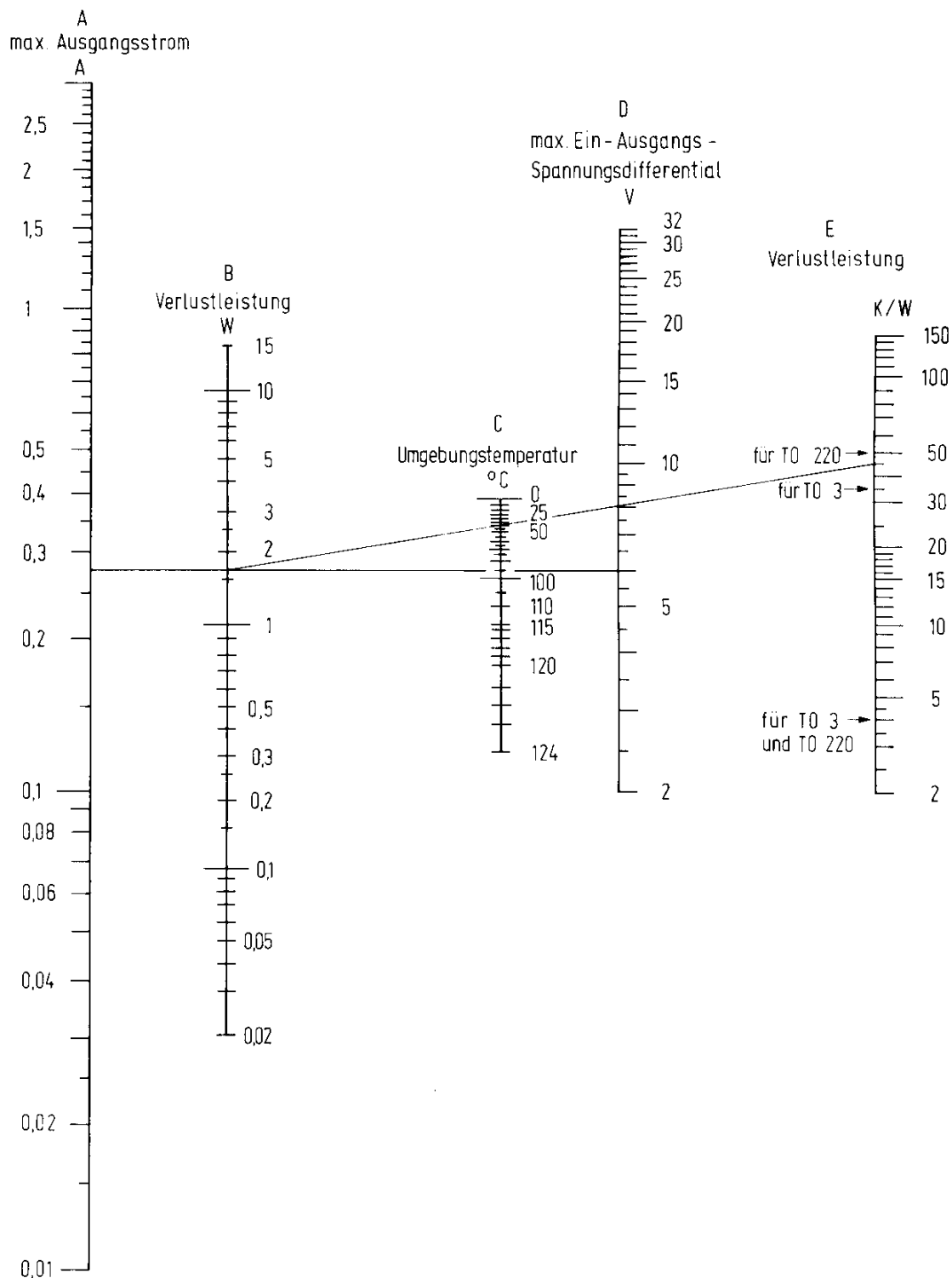


Bild 8 Nomogramm zur Ermittlung der Kühlflächen

Beispiel

Man wählt einen Regler, der 275 mA liefert bei einem Eingangs-/Ausgangs-Spannungsdifferential von 6 V und einer Umgebungstemperatur von 50 °C. (Die genannten Werte sind Maximalwerte.) Man verbindet den Punkt 275 mA auf der Skala A mit dem Punkt 6 V auf der Skala D. Der Schnittpunkt mit der Skala B ergibt eine Verlustleistung von 1,7 W. Man verbindet 1,7 W mit dem 50-°C-Punkt auf der Skala C und verlängert die Linie, bis sie die Skala E schneidet. Dort findet man einen erforderlichen thermischen Widerstand Sperrschicht/Gehäuse von 45 K/W. Das bezieht man auf die zur Auswahl stehenden Regler-Gehäuse:

Gehäuse TO-220 mit einem thermischen Widerstand von 41 K/W (man subtrahiert 4 K/W)
Gehäuse TO-3 ohne Wärmeableitung hat 45 K/W und liegt über Q_{su} .

Typische Anwendungen

Die Vielseitigkeit der Regler der Serien TDB 7800 T und TDC 7800 kann durch die zusätzliche Benutzung externer Beschaltung noch vergrößert werden. Die folgenden Anwendungen enthalten Schaltungen in einem Bereich von 0,5 V bis 30 V Ausgangsspannung und mit Ausgangsströmen von über 10 A.

Regler mit festem Ausgang

In dieser Standard-Anwendung (Bild 9) bezeichnen die letzten 2 Ziffern des Typen-Codes die Ausgangsnennspannung. Die normalerweise bei der Wärmeableitung bei einem Leistungstransistor verwendete Isolierscheibe kann weggelassen werden, wenn der Regler eingebaut wird, da das Gehäuse in diesem Fall am Masse-Potential liegt. Dies gilt jedoch nicht beim Auftreten von Masseströmen.

Obwohl zur Stabilisierung kein Ausgangskondensator benötigt wird, verringert C_2 den Ausgangsscheinwiderstand.

C_1 wird benötigt, wenn der Regler in größerer Entfernung vom Ladekondensator angeordnet ist.

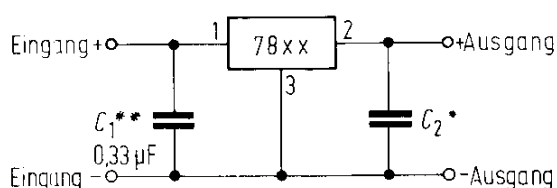


Bild 9 Standardregler mit festem Ausgang

Spannungsregler mit negativem Ausgang

Steht ein vollkommen erdfreier Transformator/Gleichrichter/Filter zur Verfügung, so kann der 3-Anschluß-Regler so benutzt werden, daß er eine negative Ausgangsspannung liefert. Die Leitung 2 ist geerdet. Die Ausgangsspannung liegt an Leitung 3 an. In diesem Fall ist ein Isoliering notwendig, wenn der Regler an einen geerdeten Wärmeableiter oder ein Chassis montiert ist, da das Gehäuse am selben Potential liegt wie die Ausgangsspannung (Bild 10 a).

Steht ein erdfreier Eingang nicht zur Verfügung, liefert der in Bild 10 b gezeigte Stromkreis eine negative Ausgangsspannung aus einer zweipoligen Versorgung. Die positive Spannungs-

Diffusionsöfen, in denen durch technologische Schritte auf den Siliziumscheiben die Chips entstehen.



quelle muß dem erforderlichen Basis-Strom der npn-Längstransistoren entsprechen. Ist der Strom zu hoch, sollte ein Darlington-npn-Paar benutzt werden, um ihn auf ein entsprechendes Niveau zu senken. Auf diese Weise können sehr hohe Ströme mit einem Minimum an externen Bauteilen geregelt werden, indem man den vollen Ausgangsstrom des 3-Anschluß-Reglers verwendet und die Strom- und Leistungskapazität der anderen aktiven Geräte entsprechend anpaßt.

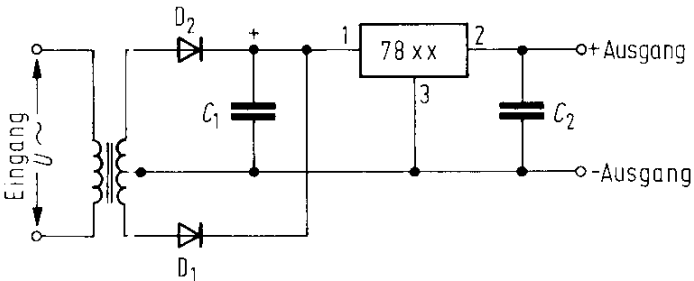


Bild 10a Schaltung mit negativem Ausgang

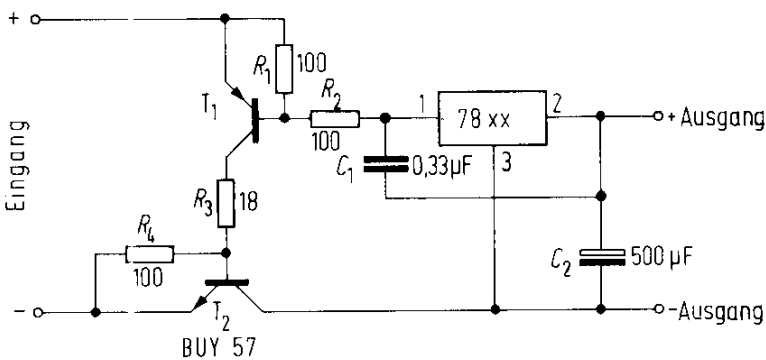


Bild 10b Schaltung mit negativem Ausgang

Stromregler

Der in Bild 11 gezeigte Stromkreis liefert einen geregelten Strom an eine Last. Seine Höhe wird durch einen externen Widerstand festgelegt. Das minimale Eingangs-/Ausgangsspannungsdifferential in diesem Beispiel ist:

minimale Eingangs-/Ausgangs-Differentialspannung am Regler + maximale Ausgangsspannung am Regler.

Bei Strömen bis zu 1 A (0°C bis 70°C) beträgt die Spannung 2,2 V + 5,25 V = 7,45 V.

$$\text{Ausgangs-Strom } I_A = \frac{50}{R_1} + I_R \quad (I_R = \text{Ruhestrom})$$

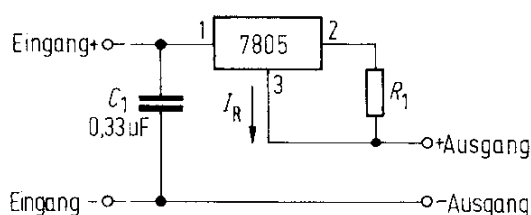


Bild 11 Standard-Stromregler

Spannungsregler für höheren Ausgangsstrom

Ströme, die höher sind als die angegebenen Ausgangswerte des Standardreglers, können mit der in Bild 12 a gezeigten Schaltung erreicht werden. Der Wert von R_1 bestimmt den Punkt, an dem T_1 zu leiten beginnt und somit den Regler überbrückt. Diese Leitung kann gegen Kurzschlußlast geschützt werden, indem der Kurzschluß-Sensor-Widerstand R_2 und der pnp-Transistor T_2 hinzugefügt werden, wie Bild 12 b zeigt. In diesem Stromkreis muß T_2 imstande sein, den Kurzschlußstrom des Reglers zu übernehmen, da der Regler auf Kurzschlußstellung geht, wenn T_1 überbrückt wird.

Strombegrenzung mit rückläufiger Kennlinie kann für das angeschlossene Gerät durch zusätzlichen Einbau der Widerstände R_3 und R_4 (Bild 12 c) erreicht werden.

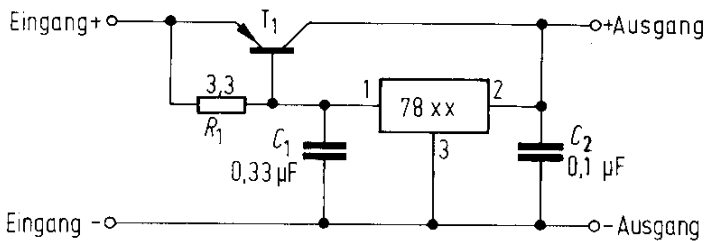


Bild 12 a Hochstrom-Regler

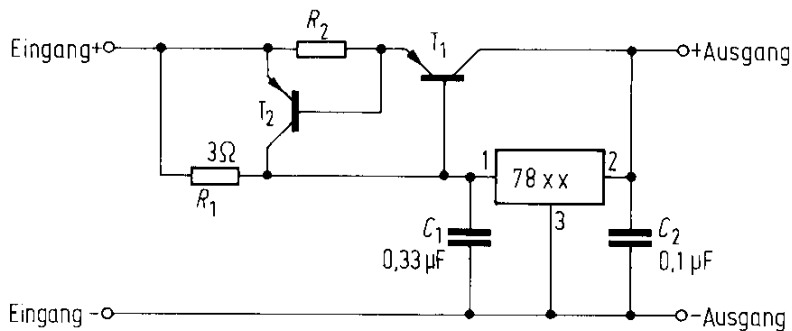


Bild 12 b Hochstrom-Regler

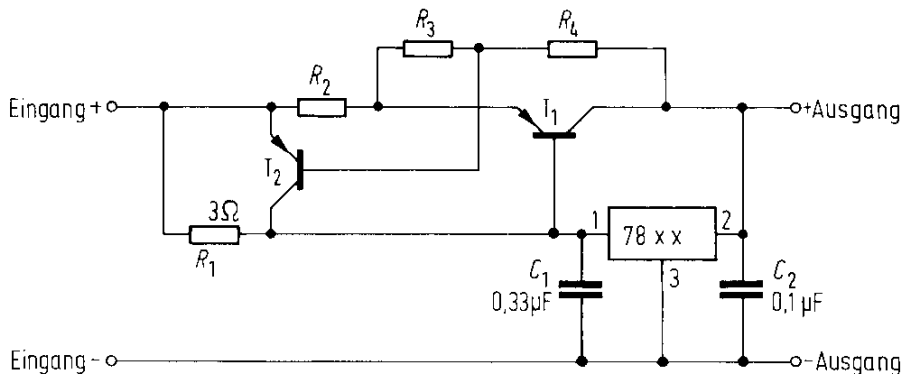


Bild 12 c Hochstrom-Regler

Spannungsregler mit variabler Ausgangsspannung

Wie in Bild 13 gezeigt, wird über dem Widerstand R_2 ein gleichmäßiges Spannungsniveau aufgebaut, das zum normalen, geregelten Ausgang U_{xx} addiert wird. Es ergibt sich daraus:

$$U_A = U_{xx} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_R R_2$$

Der Strom durch R_1 sollte viel höher sein als der Ruhestrom I_R , um dessen Änderungen mit der Eingangsspannung U_E minimal zu halten.

Gehäuseformen der Spannungsregler-Familie TDB 0723, Metallgehäuse TO-100 und Plastikgehäuse DIL 14. ►

Leistungsspannungsregler mit festen vorgegebenen Spannungen in den Gehäusen TO-3 (Metall) und TO-220 (Plastik). ▼

Die Schaltung nach Bild 14 liefert eine variable Ausgangsspannung im Bereich von 7 V bis 30 V. Ein Verstärker TBA 221 trennt die Spannungsebene über R_2 vom Regler-Ruhestrom. Dies verhindert eine Aktivität von I_T und U_A .

$$U_A = U_{xx} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right), \quad \text{d.h. } U_A = 5 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) [\text{V}]$$

Die Netzregelung erfolgt sinngemäß genauso wie bei dem Standard-Regler mit 3 Anschlüssen. Besonders zu beachten ist, daß der Reglerausgang bei Überlast/Kurzschlußbedingungen möglicherweise in Sperrichtung vorgespannt wird, somit die thermische Abschaltung nicht mehr funktioniert.

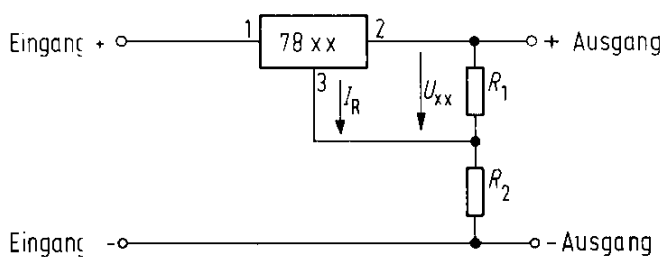


Bild 13 Standardanwendung

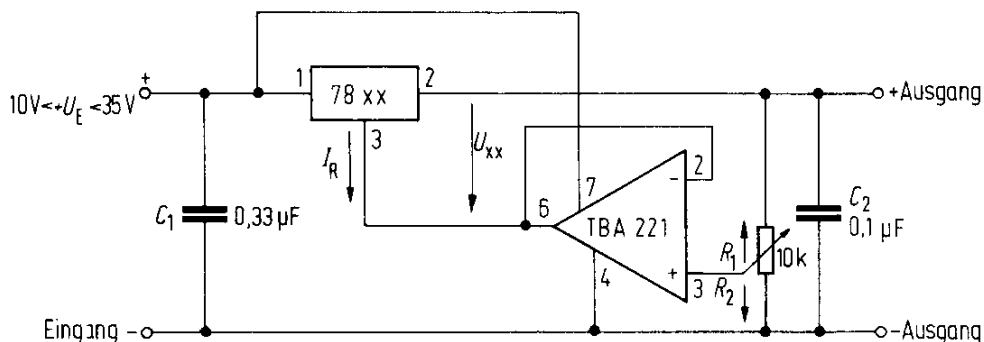
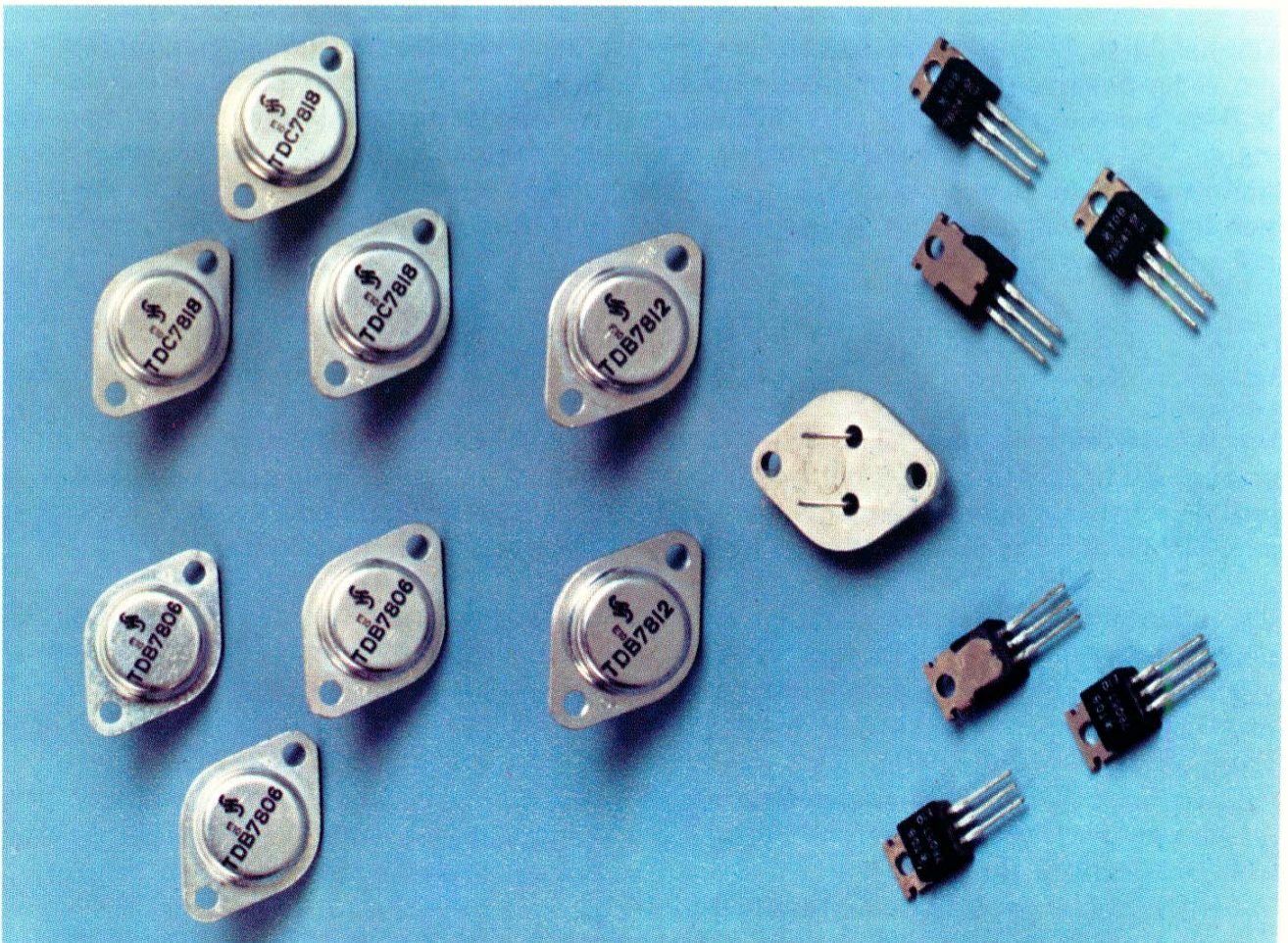
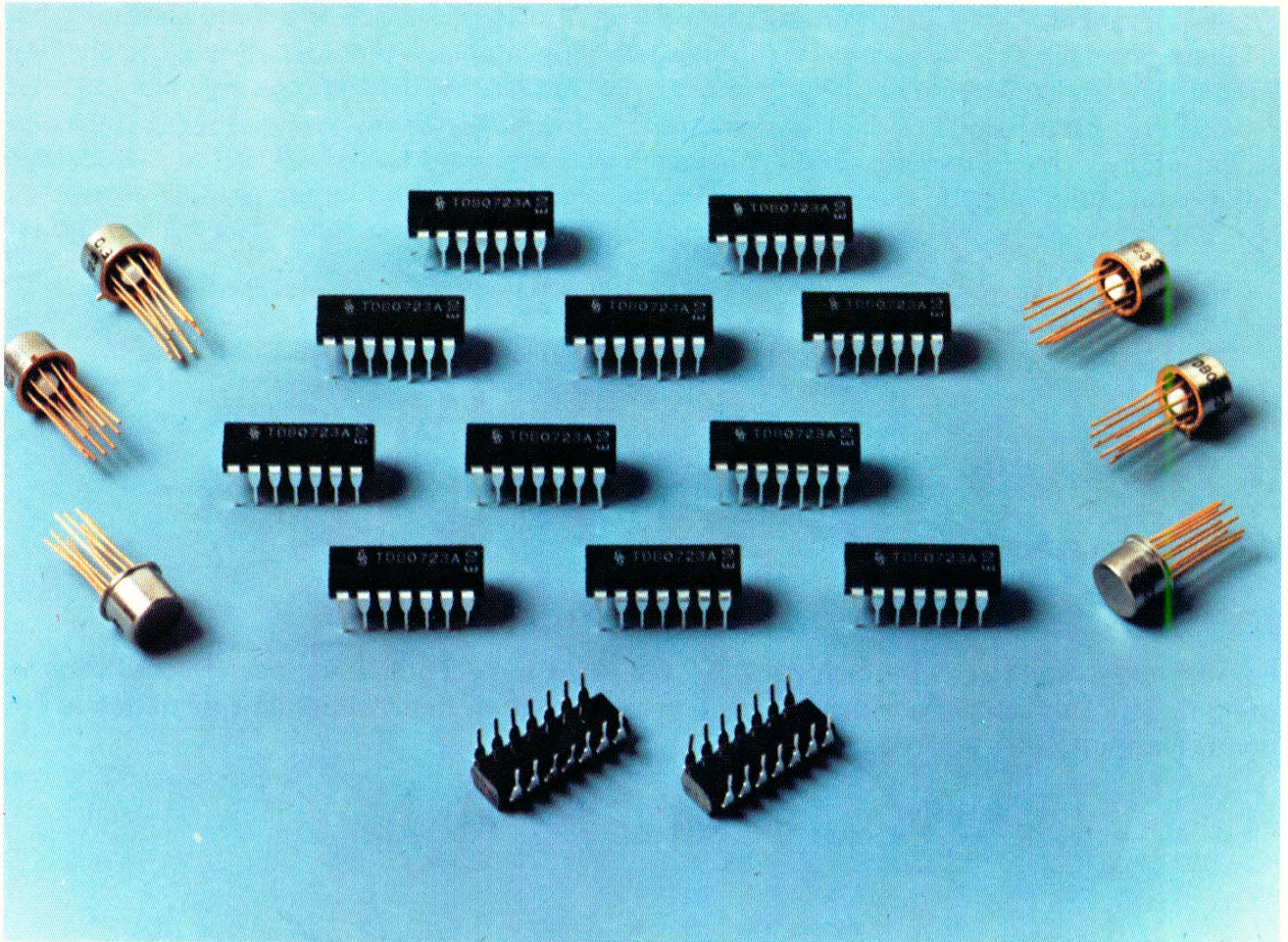


Bild 14 Regler für 7 V bis 30 V



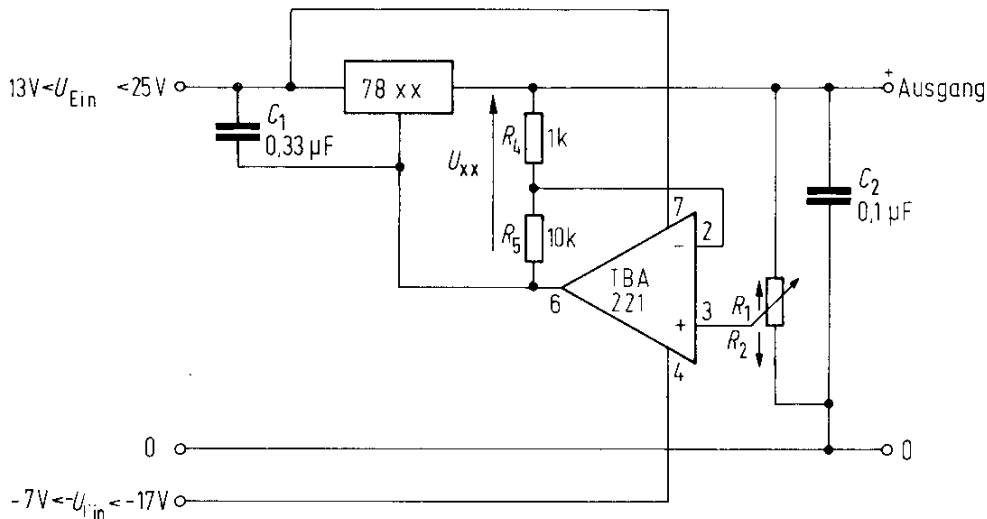


Bild 15 Regler 0,5 V bis -10 V

Für variable Ausgänge im Bereich von 0,5 V bis 10 V kann die Schaltung nach Bild 15 Verwendung finden. Um diese niedrigeren Ausgangsspannungen zu erhalten, ist eine negative Eingangsspannung $-U_E$ erforderlich.

$$U_E = U_{xx} \left(\frac{R_1 + R_2}{11 R_1} \right) \text{ oder } 0,45 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot [\text{V}]$$

Doppelpolige Regler

Doppelpolige Regler liefern sowohl positive als auch negative Ausgangsspannungen von entweder positiven, negativen oder einseitig erdfreien Eingangsspannungen.

In Bild 16 erzeugt ein Regler TDB 7800 die positive Ausgangsspannung. Ein Operationsverstärker TBA 221 wird dann als Umkehrverstärker verwendet, der die negative Ausgangsspannung erzeugt. Es ist wichtig, zwei Eingangsspannungsquellen zu haben, die auf Masse bezogen sind. Der TBA 221 bringt den negativen Ausgang durch die Verbindung von R_1 zu R_2 stets auf eine Spannung nahe 0 V.

$$-U_A = \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \cdot (+U_A)$$

Wie Bild 16 zeigt, werden mit $R_1 = R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$ gleichgroße zweipolige Ausgangsspannungen erzeugt. Zu beachten ist, daß der negative Ausgang dem positiven Ausgang nachläuft (d. h. jeder Wechsel am positiven Ausgang erscheint invertiert am negativen Ausgang). Dieser Einspur-Nachlauf ist eine Eigenschaft aller monolithischen Nachlaufregler.

Ein verbesserter doppelpoliger Regler wird in Bild 17 gezeigt. Hier liefert ein Regler TDB 7800 die gesamte Ausgangsspannung von einem einzigen, erdfreien Eingang. Ein Operationsverstärker TBA 221 mit einer komplementären Emitter-Folger-Ausgangsstufe, die mit einem Spannungsfolger verbunden ist, wird dabei zur Herstellung einer gemeinsamen Ausgangsleitung mit einem von R_1 und R_2 bestimmten Niveau verwendet.

$$\frac{+U_A}{-U_A} = \frac{R_1}{R_2}$$

Wieder erhält man, wie gezeigt, mit $R_1 = R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$ gleiche positive und negative Ausgänge.

Eine Begrenzung dieser Schaltung erfolgt durch den Differentialausgangsstrom, d. h. durch jenen Strom, der in den oder aus dem Nullpotentialpunkt fließt. Da jedoch mit den gezeigten Bauteilen die Grenze typisch über 750 mA liegt und die meisten Lasten einen beträchtlichen Balance-Grad aufweisen, der den Differentialstrom minimal hält, tritt diese Begrenzung in der Praxis kaum auf. Eine weitere Verbesserung dieser Schaltung gegenüber der von Bild 16 ist die bessere Leitungsregelung am negativen Ausgang aufgrund der gut geregelten Spannung, mit der der TBA 221 angesteuert wird. In Bild 16 wird der TBA 221 von $-U_E$ versorgt.

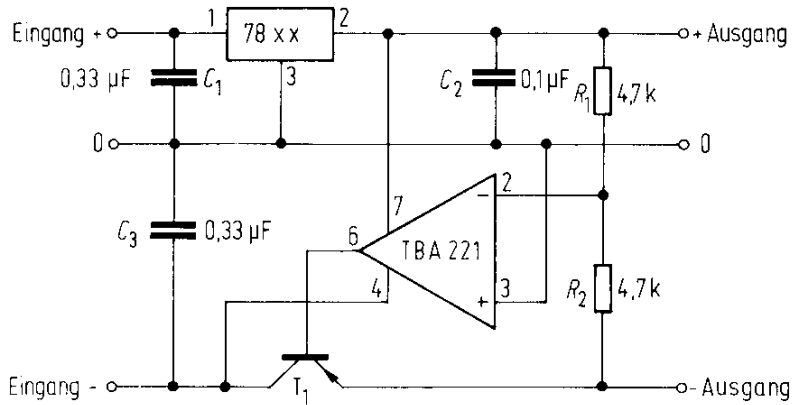


Bild 16 Doppelpoliger Regler

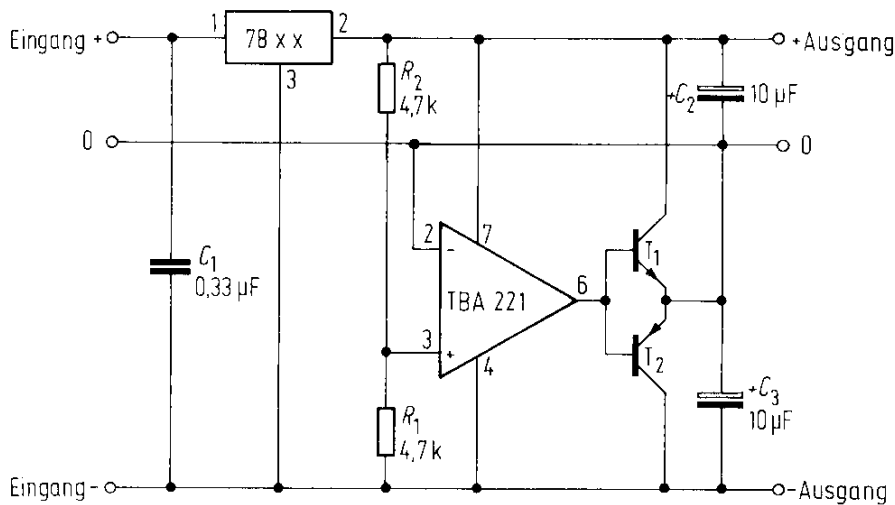


Bild 17 Doppelpoliger Regler

Schaltregler

Ein Schaltregler kann in den Fällen verwendet werden, wo die Verlustleistung eines linearen Reglers zu groß ist. Bild 18 zeigt, daß bei Leistungszufuhr der Strom durch R_3 und durch den TDB 7800 zum Ausgang fließt. Sobald der Strom einen Spannungsabfall erzeugt, der ausreicht, den Basis-Emitter-Übergang von T_1 in Flußrichtung vorzuspannen, wird T_1 gegen Sättigung getrieben. Der Anstieg der Spannung am Kollektor gibt Leistung durch L_1 an die Last ab und erreicht eine positive Rückkopplung durch R_1 und R_2 . Sobald die Ausgangsspannung den geregelten Ausgang TDB 7800 einschließlich der über R_2 aufgebauten Spannung annähernd erreicht hat, sinkt die Spannung, die an dem Regler TDB 7800 anliegt, ab.

Eingangsspannungen, die höher sind als die für den Regler vorgesehene maximale Eingangsspannung, können durch den Einsatz einer Zener-Diode (D_1) angepaßt werden. Diese reduziert die an den Anschlüssen 1 und 3 des TDB 7800 erscheinende Spannung auf das verwendbare Niveau.

Sinkt der Basis-Strom unter das zur Sättigung von T_1 erforderliche Niveau, beginnt die Kollektor-Spannung abzufallen und der positive Rückkopplungskreis gewährleistet den Schaltvorgang.

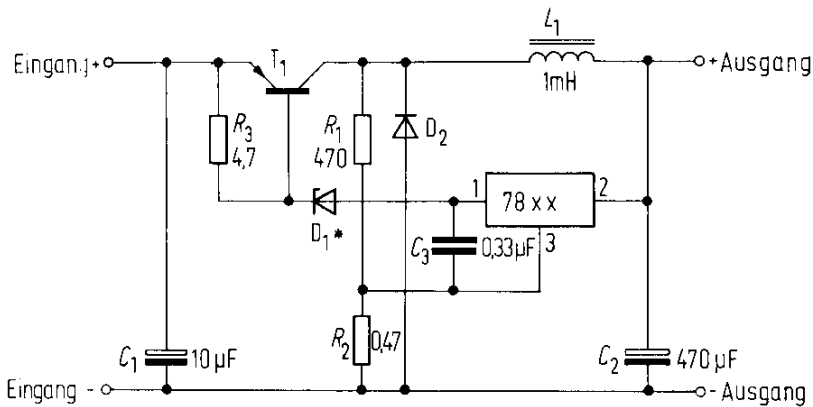


Bild 18 Schaltregler

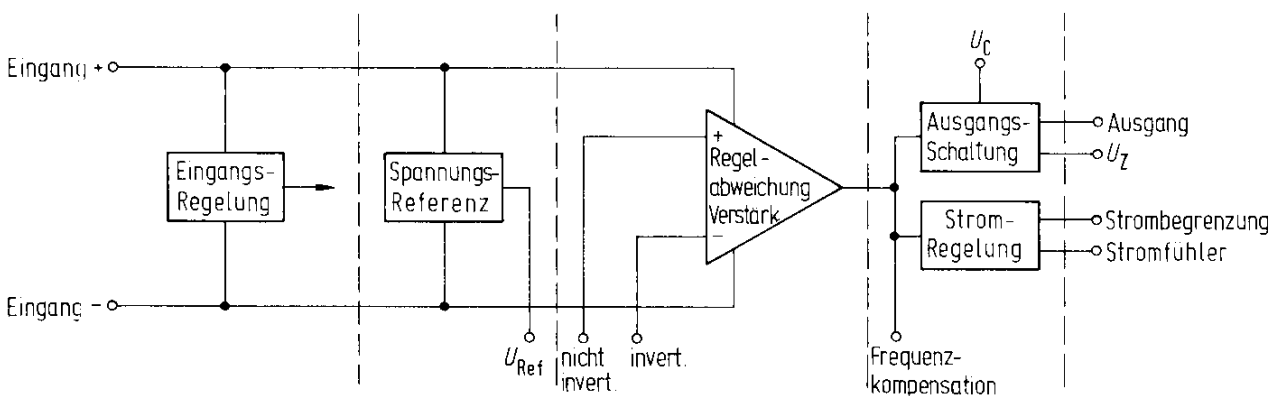


Bild 19a Präzisionsspannungsregler TDB 0723 (Blockschaltbild)

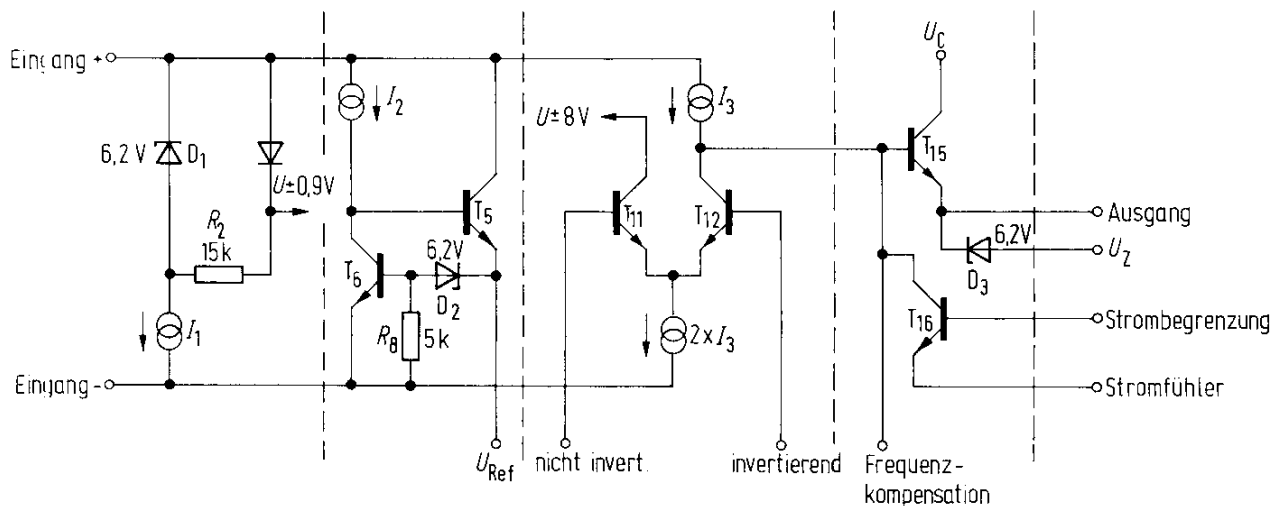


Bild 19b Präzisionsspannungsregler TDB 0723 (Prinzipschaltbild)

Präzisionsspannungsregler TDB 0723

Einleitung

Der TDB 0723 wird allgemein als eine universelle Baugruppe im Stromversorgungs-Design angesehen. Dieser Abschnitt beschreibt das Blockschaltbild und jene Teile des internen Aufbaues, auf denen die Flexibilität dieser Baugruppe beruht.

Bild 19 a zeigt das Blockschaltbild des TDB 0723 mit folgenden charakteristischen Eigenschaften:

- Die intern erzeugte Referenzspannung ist direkt in gepufferter Form verfügbar.
- Beide Eingänge des Regel-Verstärkers können auch mit anderen als positiv geerdeten Schaltungsteilen verbunden werden.
- Der Kollektor des internen Längs-Transistors ist auf einen getrennten Anschluß am Gehäuse (U_c) geführt.
- Die Spannungsänderung kann durch eine interne Zener-Diode erfolgen (U_z -Ausgang).

Funktionsbeschreibung

Der Betrieb des Schaltkreises kann am besten mit Hilfe des vereinfachten Schaltbildes in Bild 19 b beschrieben werden. Die Versorgung mit Vorspannung erfolgt für den gesamten Schaltkreis durch Erzeugung einer stabilisierten Spannung über die Zener-Diode D_1 , die mit einem konstanten Strom I_1 beliefert wird. Von dieser Spannung wird dann die Vorspannung abgeleitet, die die Stromquellen I_2 und I_3 steuert.

Das Basis-Referenz-Element der Spannungsreferenzversorgung ist die Zener-Diode D_2 , die eine typische Durchbruchspannung von 6,2 V bei 200 μA hat sowie einen typischen Temperaturkoeffizienten von + 2,4 mV/°C. Der Betriebsstrom wird über R_8 eingestellt. U_{Ref} besteht aus der Durchbruchspannung D_2 plus der Basis-Emitter-Spannung von T_6 . Aus der grundlegenden Beziehung zwischen der Basis-Emitter-Spannung eines Transistors und seinem Kollektorstrom ergibt sich, daß der Temperaturkoeffizient der Basis-Emitter-Spannung eine Funktion des Kollektorstroms ist. Deshalb wird in der Spannungsreferenzversorgung der Temperaturkoeffizient der Basis-Emitter-Spannung von T_6 durch die Stromquelle I_2 eingestellt, um den Temperaturkoeffizienten von D_2 aufzuheben. Das ergibt eine typische Referenzspannung von 7,15 V mit einem Nenntemperaturkoeffizienten von Null. Außer der Aufgabe, D_2 mit Strom zu versorgen, dient der Transistor T_5 bei bestimmten Anwendungen als notwendiger Puffer, der es ermöglicht, daß Strom von der U_{Ref} -Klemme gezogen werden kann.

Im Regelverstärker bilden T_{11} und T_{12} ein Differential-Transistor-Paar, das von einer Stromquelle $2 \cdot I_3$ betrieben wird. Die aktive Last für T_{12} ist eine pnp-Stromquelle I_3 ; deshalb entsprechen unter ausgeglichenen Bedingungen, wenn nämlich die Basis-Spannungen von T_{11} und T_{12} gleich sind, beide Kollektorströme I_3 . Der Kollektor T_{11} wird zurückgeführt auf eine stabilisierte Spannungsquelle in der Referenzversorgung, um hohe Netzunterdrückung im Verstärker aufrecht zu erhalten. I_3 wird auf ungefähr 160 μA eingestellt. Im Betrieb wird U_{Ref} oder eine von U_{Ref} abgeleitete Spannung an den nichtinvertierenden Eingang gelegt (Basis T_{11}). Eine der gewünschten Ausgangsspannung proportionale Spannung liegt am invertierenden Eingang (Basis T_{12}). Wenn die Rückkopplungsschleife über die Ausgangsstufe des TBA 221 und über eventuell vorhandene externe Längs-Transistoren geschlossen wird, werden die zwei Regelverstärkereingänge zur Balance gezwungen, wodurch die Ausgangsspannung im Verhältnis zu U_{Ref} und zu den entsprechenden Widerstandsverhältnissen definiert wird.

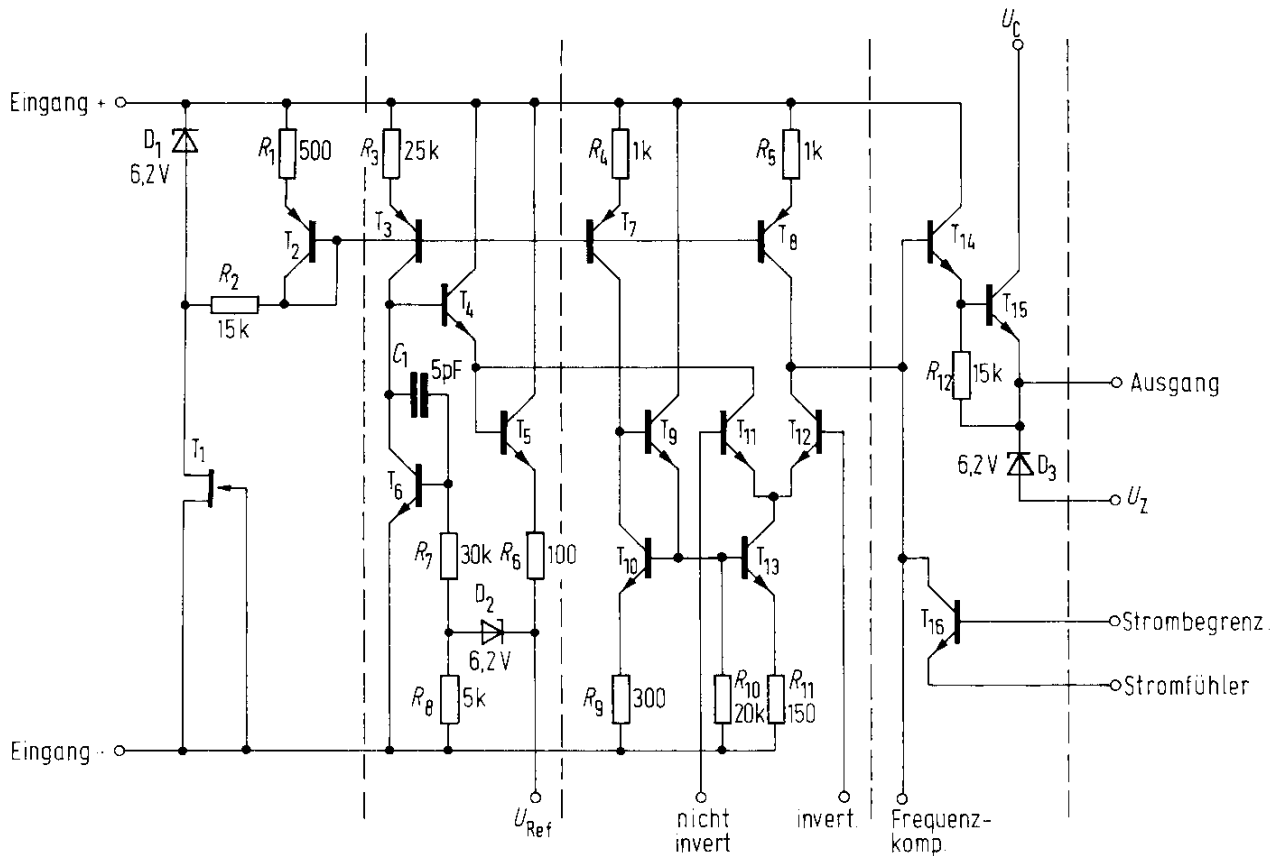


Bild 19c Präzisionsspannungsregler TDB 0723 (Schaltbild)

Die Ausgangsstufe besteht aus einem doppelten Emitterfolger (T_{14} , T_{15}) zur Vermeidung überhöhter Last auf dem Kollektor T_{12} . So erhält man in Verbindung mit der hohen Impedanz der aktiven Last I_3 eine entsprechende Verstärkung von dem einstufigen Verstärker. Dies vereinfacht auch die Frequenzkompensation mit einem einzigen Kondensator, der vom Kollektor T_{12} (Kompensations-Anschluß) entweder an die Basis T_{12} oder an den Nullpunkt geschaltet ist und in allen Anwendungen einen stabilen Betrieb garantiert.

D_3 , eine 6,2-V-Zener-Diode, ist im DIP-Gehäuse für Spannungsänderungszwecke enthalten. Der zulässige Spannungsbereich am Kollektor T_{12} reicht von $U_{inv.}$ bis zu einer Höchstspannung ($-U_E + 2\text{ V}$), um einen linearen Betrieb aufrecht zu erhalten. $U_{inv.}$ ist begrenzt auf eine Mindestspannung ($+U_E - 1\text{ V}$). In einigen Anwendungen ist es erforderlich, daß die Ausgangsspannung des TDB 0723 unter diesem Bereich bleibt. In diesem Fall kann D_3 dazu benutzt werden, den Transistor von T_{12} in seinen linearen Bereich zurückzuführen.

T_{16} wird zur Strombegrenzung verwendet. Wenn der Basis-Emitter-Übergang in einer bestimmten Höhe des Laststroms mittels eines externen Strom-Sensor-Widerstands in Vorwärtsrichtung vorgespannt wird, leitet der Kollektor von T_{16} einen Großteil des Stroms von der Stromquelle I_3 ab. Dadurch wird die Ausgangsstufe abgetrennt und der Ausgangsstrom begrenzt.

Bild 19c zeigt diese Funktionen. T_1 ist ein n-Kanal-FET, der in seiner Technologie den normalen IC-Bauteilen entspricht. Die Verwendung eines FET hat zwei Vorteile. Erstens wird die Netzregelung stark verbessert, weil der von T_1 entnommene Strom unabhängig von Stromversorgungsschwankungen ist. Zweitens ist die Verlustleistung minimal, da der entnommene Strom bei hohen Versorgungsspannungen nicht wesentlich ansteigt.

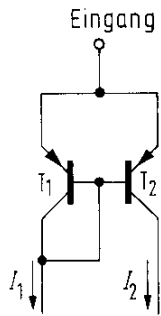


Bild 20a Transistor-Stromquelle, angeschlossen an eine Diode

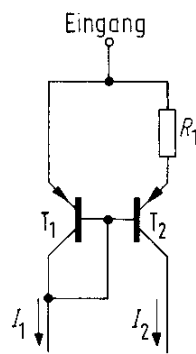


Bild 20b Logarithmische Stromquelle

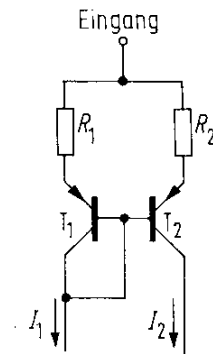


Bild 20c Stromquelle mit hoher Ausgangsimpedanz

Die Transistoren T_2 , T_7 und T_8 bilden die Stromquellen. Die normale Methode, diese Stromquellen vorzuspannen, besteht darin, einen mit einer Diode verbundenen Transistor zu verwenden (Bild 20 a). Eine weitere Methode ist in Bild 20 b gezeigt (logarithmisch). Dafür wird allerdings eine sehr hohe Ausgangsimpedanz benötigt, um eine hohe Netzunterdrückung zu ermöglichen und die Verstärkung zu erhöhen. Aus dem in Bild 20 c gezeigten Schaltungsaufbau ergibt sich folgende Gleichung:

$$I_{C2} = \frac{U_{BE1} + I_1 R_1 - U_{BE2}}{R_2}$$

In diesem Fall hat eine Veränderung der U_{BE} nur eine geringe Auswirkung auf die Spannung über R_2 . Der Kollektorstrom wird hier gegen Veränderungen in der Kollektor-Emitter-Spannung stabilisiert. Das ergibt die notwendige hohe Ausgangsimpedanz.

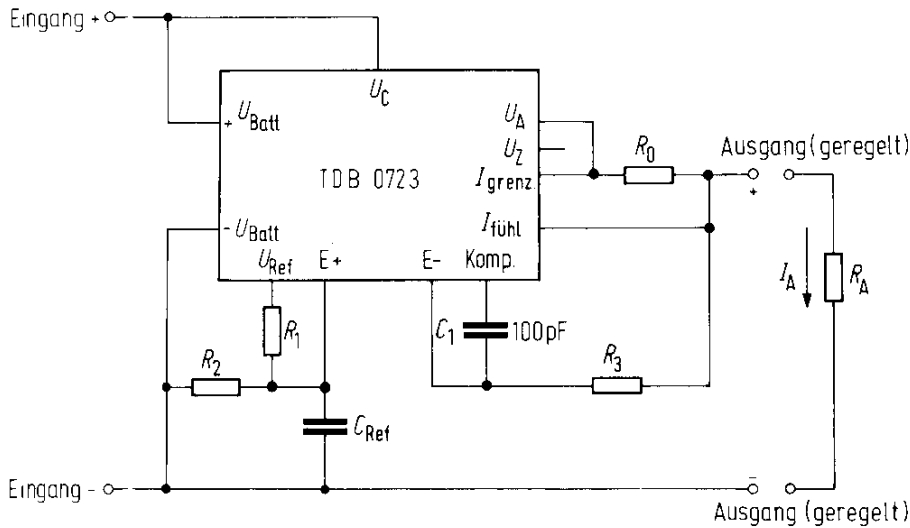
Die durch T_7 gebildete Stromquelle wird gespiegelt durch T_{10} und T_{13} . Dadurch erhält man einen Stromabfall in der Höhe von $2 \cdot I_3$ für den Regel-Verstärker.

Um eine niedrige U_{Ref} -Ausgangsimpedanz zu erreichen, wurde der Transistor T_5 in Bild 19 b ersetzt durch ein Darlington-Paar T_4 und T_5 . Widerstand R_7 und MOS-Kondensator C_1 sind auf dem Chip aufgebaut. Damit kann auf eine externe Kompensation der Referenzspannungsschleife verzichtet werden.

Der Leistungsausgangstransistor T_{15} ist ein Universalbaustein, der einzelne Emitterstrom-Abgleichwiderstände enthält. Diese Technik vergrößert die Sicherheitsbetriebszone und erweitert den Ausgangsstrom auf 150 mA.

Zusammenfassung der technischen Daten

Die folgenden Kenndaten und typischen Leistungskurven basieren auf dem Schaltschema in Bild 21. Zu beachten ist, daß der Strombegrenzer sich auf die Stromgrenze des Stromfühlers bezieht. Die in den Kurven enthaltene Fühlerspannung stellt den Spannungsunterschied zwischen den Anschlüssen Strombegrenzer und Stromfühler dar.



$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Abb. 21 Grundschaubild

Grenzdaten:		TDB 0723	TDC 0723	TDB 0723 A
Spannungsspitzen zwischen +U _{Batt} und -U _{Batt}	U _{Batt SS}	±25 V	±25 V	±25 V
Betriebsspannung	U _{Batt}	±20 V	±20 V	±20 V
Spannungsdifferenz zwischen Eingang und Ausgang	U _E - U _A	40 V	40 V	40 V
Differenz-Eingangsspannung	U _{DE}	± 5 V	± 5 V	± 5 V
Spannung zwischen nichtinvertierendem Eingang und -U _{Batt}		8 V	8 V	8 V
Strom aus U _Z		25 mA	25 mA	25 mA
Strom aus U _{Ref}		15 mA	15 mA	15 mA
Sperrschichttemperatur	T _j	150°C	150°C	150°C
Lagertemperatur	T _s	-65 bis +150°C	-65 bis +150°C	-65 bis +150°C
Umgebungstemperatur im Betrieb	T _u	0 bis + 70°C	-55 bis +125°C	0 bis + 70°C
Wärmewiderstände				
System-Gehäuse	R _{thSG}	80 K/W	80K/W	
System-Umgebung	R _{thSu}	190 K/W	190K/W	120K/W

Tabelle 3 Grenzdaten

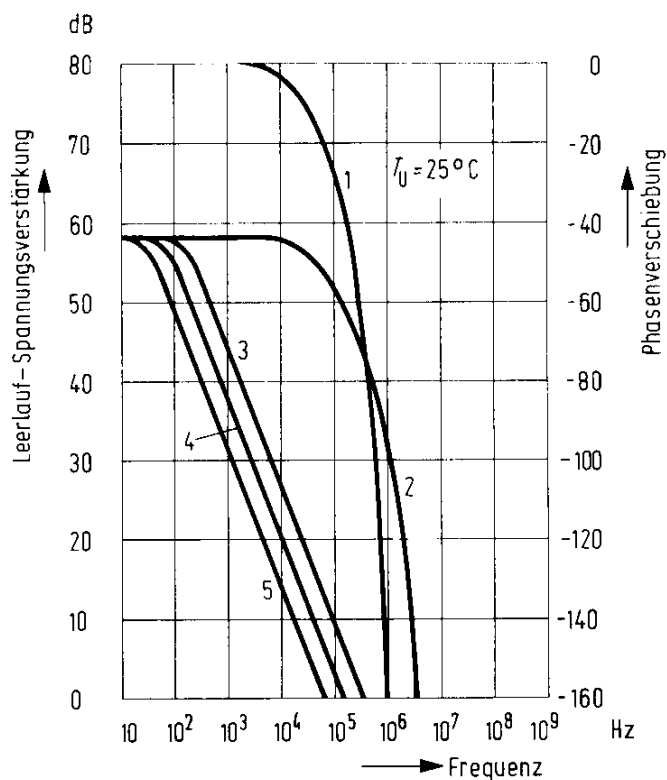
Eigenschaften des TDB 0723

Frequenz-Kompensation

Die Stabilität einer jeden Stromversorgung wird durch zwei Maßnahmen sichergestellt. Einmal müssen die Wechselstrom- und die Gleichstromleistung sowohl der internen Verstärkerstufe des TDB 0723 als auch aller anderen verwendeten aktiven Stufen betrachtet werden. Weitere notwendige Kompensationen erreicht man durch Maßnahmen wie bei handelsüblichen Operationsverstärkern.

Leerlaufspannungsverstärkung und Phasenverschiebung als Funktion der Frequenz

Bild 22 zeigt das Leerlauf-Frequenzverhalten der Spannungsverstärkerstufe des TDB 0723. Der Verlauf der gezeigten Phasenverschiebung ist eine Folge der Beta-Senkung der Ausgangsstufe bei höheren Frequenzen. Er macht eine Kompensation des TDB 0723 notwendig, unabhängig davon, ob die Anlage mit externen Bauteilen beschaltet ist oder nicht.



1. Leerlauf-Phasenverschiebung;
2. Leerlauf-Spannungsverstärkung;
3. Verstärkung mit 470 pF, Kompensation nach Nullpunkt;
4. Verstärkung mit 0,01 µF, Kompensation nach Nullpunkt;
5. Verstärkung mit 0,022 µF, Kompensation nach Nullpunkt.

Bild 22

Leerlauf-Spannungsverstärkung und -Phasenverschiebung als Funktion der Frequenz beim TDB 0723

Die empfohlene Frequenz-Kompensation für die Verstärkung von 1 : 1 wird entweder durch einen 4700-pF-Kondensator zwischen der Kompensationsklemme und dem negativen Eingang oder durch einen 22-pF-Miller-Kompensations-Kondensator zwischen der Kompensationsklemme und dem invertierenden Eingang erreicht. Bei Benutzung der Miller-Kompensation ist

der invertierende Eingang von der restlichen Schaltung durch eine Impedanz zu isolieren. Dies wird dargestellt in Bild 29 a.

Bei Ausgangsspannungen größer als U_{Ref} ist die Verstärkung größer als 1 : 1; der Kompensationskondensator kann dann proportional zum Verstärkungsanstieg verkleinert werden.

Wird ein externer Längstransistor verwendet, muß dessen 3-dB-Bandbreite berücksichtigt werden. Das ist besonders deshalb notwendig, weil die meisten dieser Elemente eine viel niedrigere Bandbreite haben als der TDB 0723. Wird zum Beispiel ein 2N3055 als Längstransistor für die 1 : 1-Verstärkung einer Stromversorgung gewählt, so hat das Element eine Mindest-Transitfrequenz f_T von 800 kHz und eine Verstärkung von 70. Daraus ergibt sich ein 3-dB-Punkt in der Verstärkung bei ungefähr 11 kHz, was bedeutet, daß zur Gewährleistung der Stabilität eine höhere Frequenz-Kompensation des Reglers benötigt wird. Da der erste Knickpunkt bei 11 kHz eine Folge des externen Leistungselementes ist, sollte der Regler beim zweiten Knickpunkt weniger als 1 : 1-Verstärkung haben. Der zweite Knickpunkt ist der erste Knickpunkt der TDB 0723-Verstärkerstufe, der bei ungefähr 80 kHz auftritt (siehe Bild 22). Entsprechende Kompensation wird durch einen 0,02- μF -Kondensator von der Kompensationsklemme nach Masse erreicht, oder durch einen 39-pF-Miller-Kondensator von der Kompensationsklemme zum invertierenden Eingang.

Wie bereits erwähnt, gilt: je höher die 1 : 1-Verstärkung, desto niedriger der Kompensationskondensator. Jedoch kann der Wert des Miller-Kondensators nicht proportional zur Standard-Kompensation reduziert werden. Hier muß man vielmehr die Verstärkungsabweichungen im TDB 0723 und die Streu-Kapazitäten berücksichtigen.

Zusätzliche Kapazitäten können erforderlich werden, sowohl am Eingang, als auch am Ausgang einer jeden Stromversorgung, infolge der Induktivität langer Leitungen. Durch Hinzufügen einer Ausgangskapazität ergibt sich noch der Vorteil einer geringeren Ausgangsimpedanz bei höheren Frequenzen.

Thermische Überlegungen/Belastbarkeit

Bild 23 vermittelt einen Überblick über die zulässige Verlustleistung des TDB 0723 im Zusammenhang mit der Eingangs-/Ausgangs-Differentialspannung und dem Laststrom.

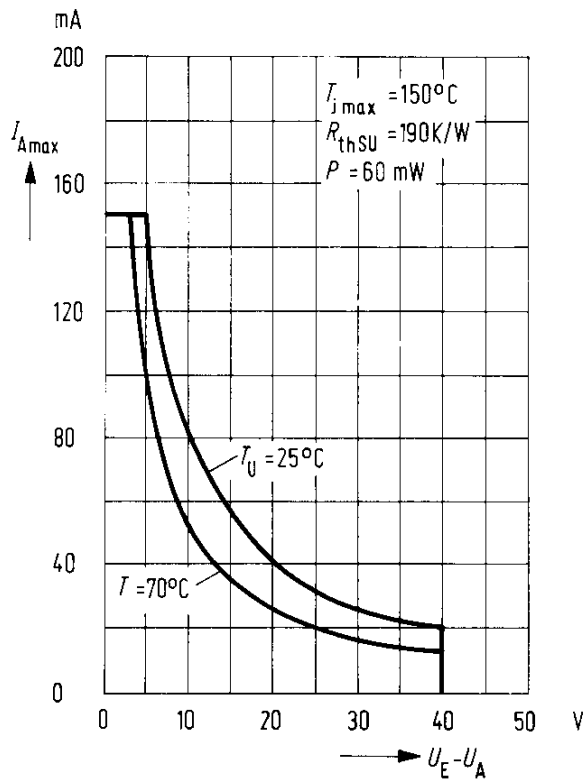


Bild 23a TDB 0723 im Metall-Gehäuse (mit 10 Anschlüssen)

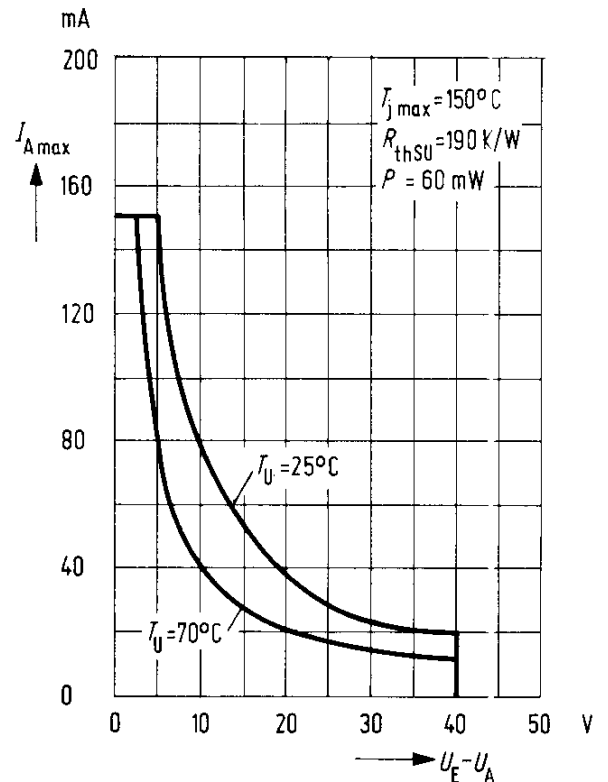


Bild 23b TDB 0723 A im Plastik-Gehäuse (14 Anschlüsse, DIL)

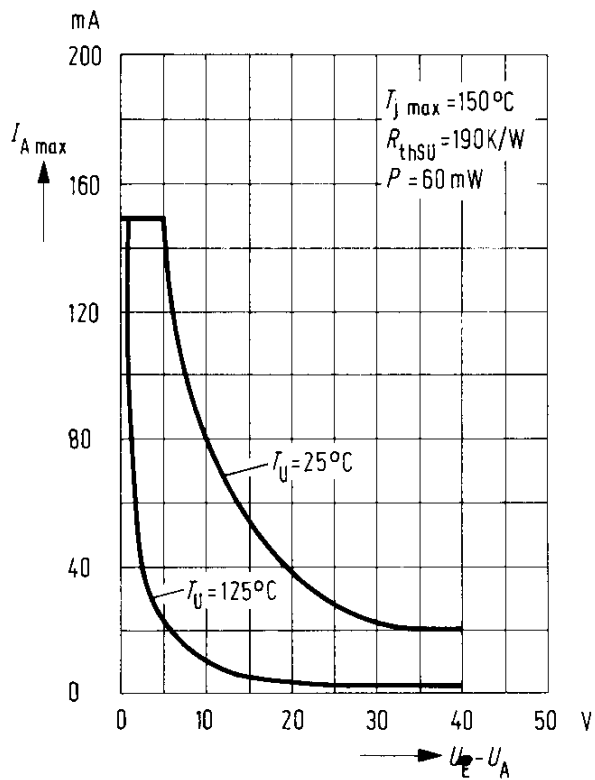


Bild 23c MIL-Temperaturbereich des TDC 0723 im Metallgehäuse

Maximaler Laststrom als Funktion des Eingangs-/Ausgangs-Spannungsdifferentials

Maximale Verlustleistung bei Umgebungstemperatur im Betrieb

Die bisherigen Kurven basieren auf den Verlustleistungen in Luft, die in Bild 24 gezeigt werden. Die thermische Abweichung beträgt 6,8 mW/°C für das Metallgehäuse und 8 mW/°C für das Plastik-Gehäuse. Ist eine Wärmeableitung für das Metall-Gehäuse notwendig, kann ein Wärmewiderstand System/Gehäuse von 50°C/W verwendet werden.

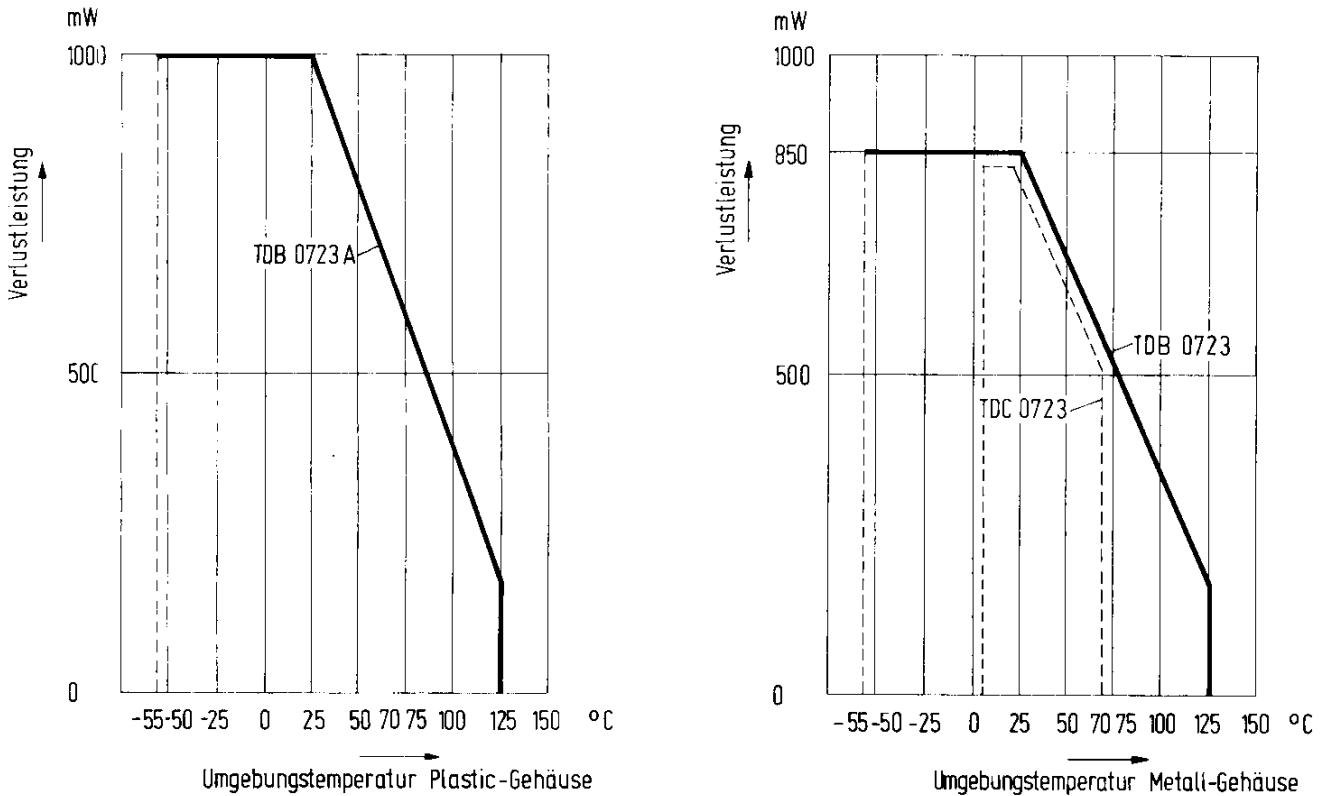


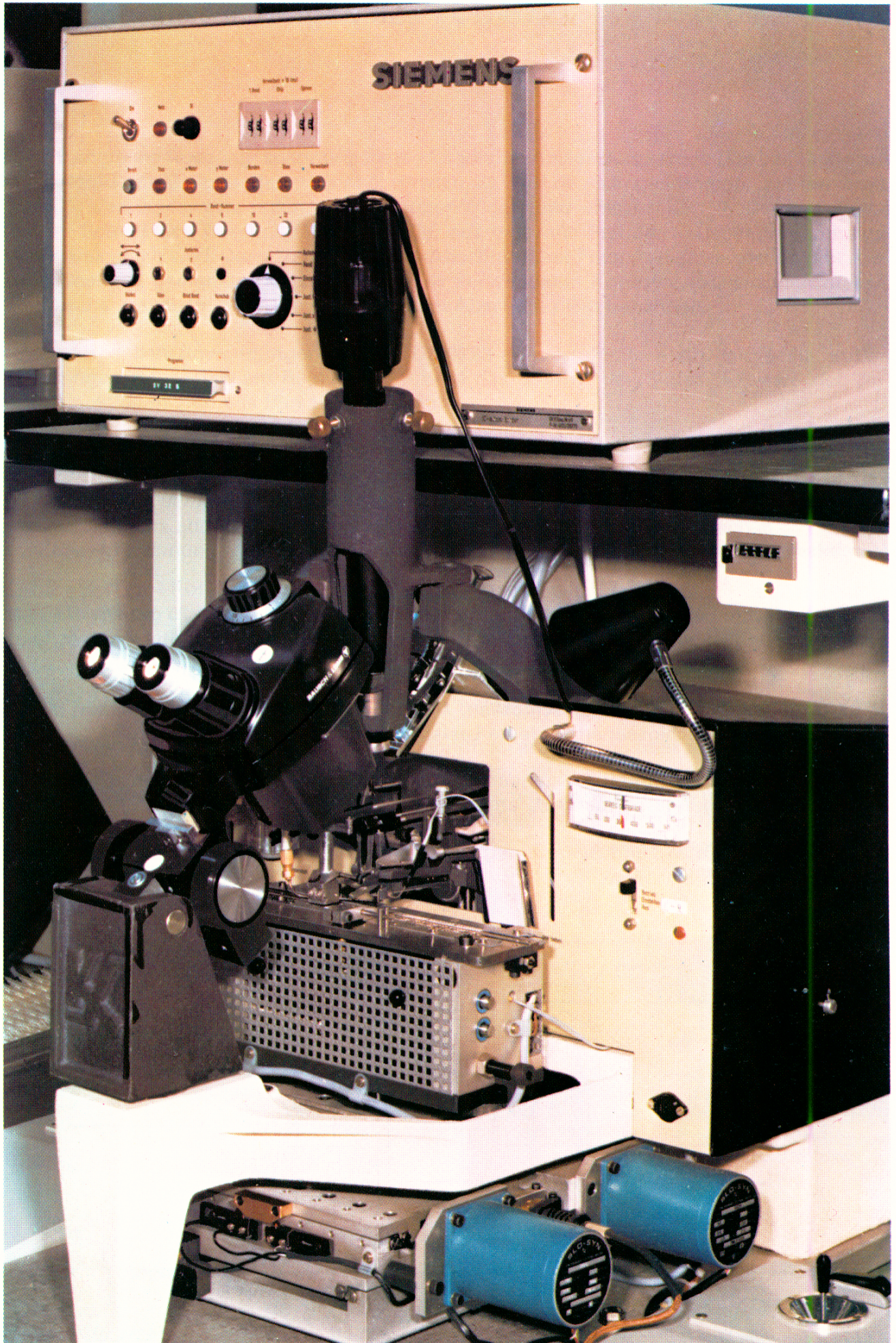
Bild 24 Maximale Verlustleistung des TDB 0723 bei Umgebungstemperatur im Betrieb

Das Verhältnis zwischen Verlustleistung P , maximaler Umgebungstemperatur T_U und Wärmewiderstand zwischen System und Umgebung $R_{th\,SU}$ ist:

$$P = \frac{150^\circ\text{C} - T_U}{50^\circ\text{C/W} - R_{th\,SU}} [W] \text{ oder } R_{th\,SU} = \left(\frac{150^\circ\text{C} - T_U}{P} - 50 \right) [^\circ\text{C/W}]$$

Diese Gleichungen dienen zur Ermittlung der maximal zulässigen Verlustleistung P oder des maximal zulässigen Wärmewiderstandes $R_{th\,SU}$.

Kontaktierautomat. Der Kontaktierfleck auf dem Chip wird automatisch mit dem dazugehörigen Anschlußbein auf der DIL-Spinne verbunden. ►



Funktions-Prüfschaltung

Vereinfachtes Prüfschaltbild

Eine vereinfachte Funktionsprüfschaltung für den TDB 0723 wird in Bild 25 gezeigt. Die Ausgangsspannung ist auf einen Nennwert von +5 V eingestellt. Die Prüfschritte sind wie folgt:

1. Lastregelung bei 50 mA; S_1 geschlossen; Ausgangsspannungsänderung messen bei geöffnetem und geschlossenem S_2 (eine Laststromänderung von 50 mA).
2. Netzregelung; S_2 geöffnet; Ausgangsspannungsänderung messen, die sich aus einer Änderung der Eingangsspannung U_E ergibt.
3. Kurzschlußstrom; S_1 und S_2 geöffnet; Ausgangsstrom messen, wenn der Ausgang an Masse kurzgeschlossen ist.

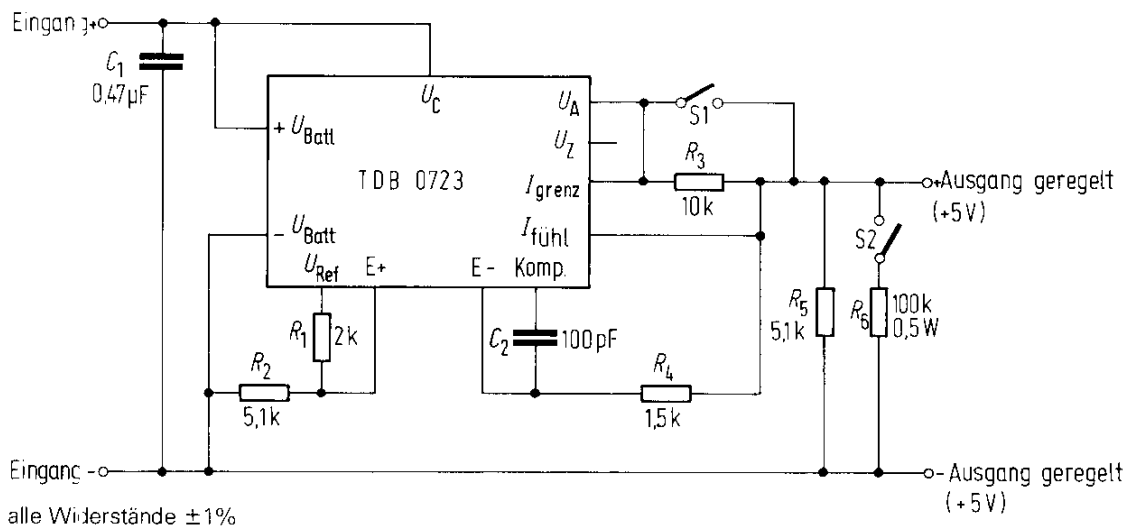


Bild 25 Vereinfachtes Prüfschema

Typische Anwendungen des TDB 0723

Einleitung

Die erforderliche Ausgangsspannung für die folgenden Anwendungen des TDB 0723 kann aus den beigefügten Gleichungen errechnet werden. Es wird dabei angenommen, daß die ermittelten Widerstandswerte jeden Potentiometer-Widerstand einschließen. Außerdem finden Sie am Schluß des Abschnitts eine Tabelle, aus der viele Standard-Ausgangsspannungswerte ersichtlich sind. Der vorangegangene Abschnitt über Frequenzkompensation gibt Auskunft über die geeigneten Werte der jeweils verwendeten Kompensationskondensatoren. Spezifische Transistortypen werden in diesem Abschnitt nicht behandelt.

In den folgenden Anwendungen ist der TDB 0723 auf verschiedene Art dargestellt. In den Schaltungen mit einfachem Reglerbetrieb wird das Symbol des Bildes 26 verwendet. Anschlußfunktionen sind aus Bild 19 ersichtlich.

Wenn bei den Anwendungen der Schaltungsaufbau durch ein Funktionsschaltbild des TDB 0723 verdeutlicht werden soll, benutzt man Bild 27. Dieses Blockschaltbild hat eine starke Ähnlichkeit mit dem vereinfachten Schema von Bild 19. In einigen Fällen können die Teile dieses Blockschaltbildes anders angeordnet werden, um das Schema zu vereinfachen.

Die Referenzspannung wird durch eine einzelne Zener-Diode gebildet; die Nennspannung von 7,15 V liefert eine Konstantstromquelle. Die Ausgangs-Zener-Diode und $\frac{U_A}{U_Z}$ sind nur angegeben, wenn sie erforderlich sind.

Ausgangsschaltungen

Vielfach dienen interne Zener-Dioden zur Spannungsveränderung oder zur Erzeugung stabiler Spannungen. Die folgende Erläuterung über die Anordnung dieser Dioden in der TDB 0723-Schaltung soll helfen, Probleme zu vermeiden, die sich infolge ungenügender Vorspannung ergeben. In Bild 28 a ist das Ausgangsstufenschema des TDB 0723 dargestellt. Der U_Z -Anschluß gibt direkten Zugriff zu einer 6,2-V-Zener-Diode, deren Kathode intern an U_A angeschlossen ist. Vorausgesetzt, daß der interne Strombegrenzungstristor nicht für den

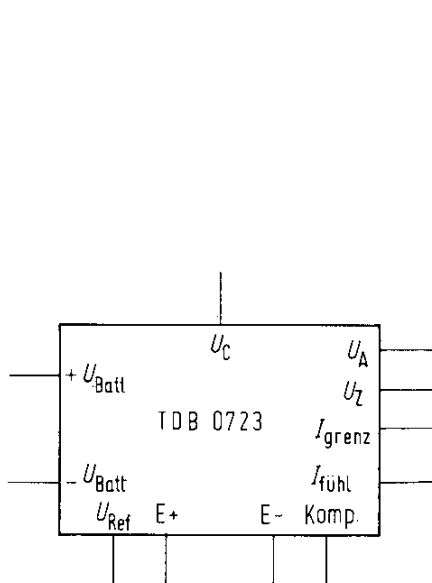


Bild 26 TDB 0723 Symbol

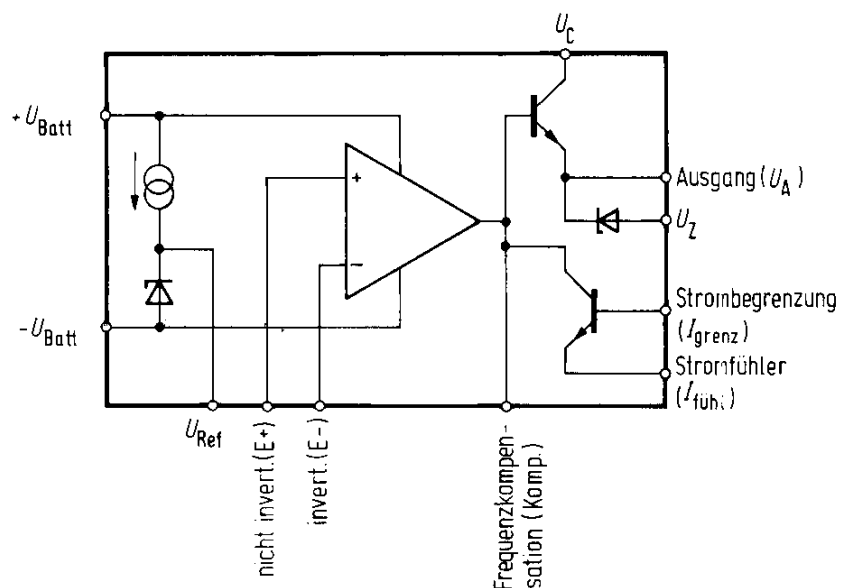


Bild 27 TDB 0723 Funktionssymbol

Kurzschlußschutz des Ausgangs benötigt wird, versorgt dessen Basis-Emitter-Sperrschicht eine weitere 6,2-V-Zener-Diode (siehe Bild 28b). Zu beachten ist jedoch, daß die Anode dieser Diode (Anschluß Strombegrenzung) intern mit der Basis des Ausgangs-Ansteuerungs-Transistors durch die Kollektor-Basis-Sperrschicht-Diode verbunden ist. Bei Verwendung der Zener-Diode für Strombegrenzung und Stromführung muß die Kollektor-Basis-Diode immer in Sperrichtung vorgespannt sein. Maximal zulässiger Strom für diese Diode ist 5 mA. Korrektes Vorspannen wird nach Bild 28c durch Verbindung der Anschlüsse Ausgang und Strombegrenzung gewährleistet. Dadurch werden sowohl die positive als auch die negative 6,2-V-Zener-Diode beliefert, die beide auf den U_A -Anschluß bezogen sind.

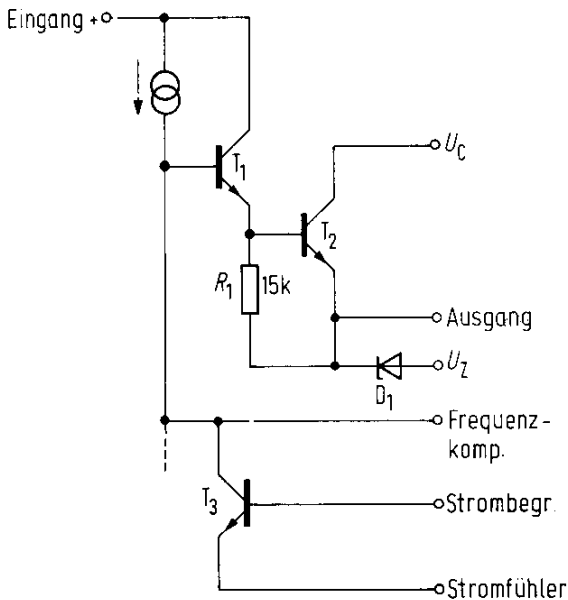


Bild 28a Ausgangsschaltung

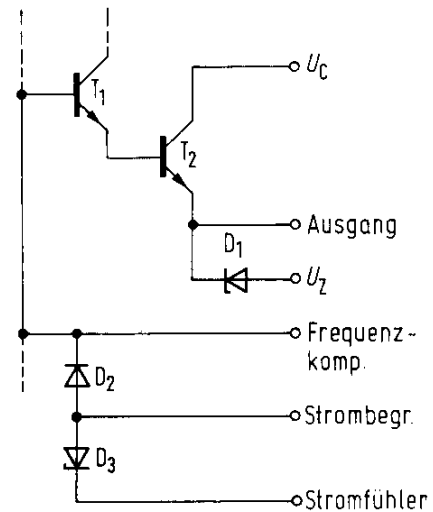


Bild 28b Ausgangsschaltung

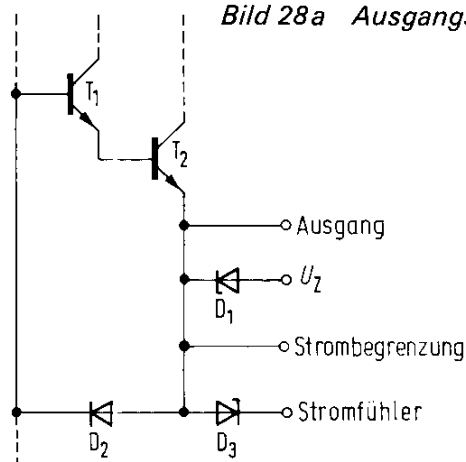


Bild 28c Ausgangsschaltung

Positive Regler, Ausgangsstrom $I_{Amax} = 150 \text{ mA}$

Bild 29a zeigt die Grundsaltung, die für Ausgangsspannungen im Bereich von 2 bis 7 V geeignet ist. Die Referenzspannung wird zunächst dividiert durch R_1 und R_2 , gegebenenfalls auch durch Potentiometer P_1 . Dann wird sie an den nichtinvertierenden Eingang des Regelverstärkers gelegt. C_{Ref} kann hinzugefügt werden, wenn eine Welligkeitsunterdrückung erforderlich ist, die größer ist als die für den TDB 0723 (74 dB). C_{Ref} reduziert außerdem beträchtlich die Ausgangs-Rausch-Spannung.

Der Kondensator C_1 dient zur Frequenzkompensation. Er ist isoliert vom niederohmigen Ausgang durch R_3 , der auch die Quellenimpedanzen des Regelverstärkers ausgleicht, um die Temperaturverschiebung auf ein Mindestmaß zu begrenzen. Will man die Anzahl der Elemente möglichst klein halten, so kann der Widerstand R_3 weggelassen werden. In diesem

Fall ist C_1 nicht für Frequenzkompensation zu verwenden. Statt dessen kann C_2 zwischen den Kompensationsanschluß und Masse gelegt werden (siehe Bild 29b). Um die Verlustleistung möglichst klein zu halten, können die Anschlüsse positiver Eingang und U_C getrennt versorgt werden, wobei für den positiven Eingang mindestens 9,5 V benötigt werden, während die U_C -Zulieferung nur 3 V über der geregelten Ausgangsspannung zu liegen braucht. Die Ausgangsspannungen der in Bild 29a und 29b gezeigten Schaltbilder errechnen sich wie folgt:

$$U_A = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_{\text{Ref}}, \text{ wobei } (R_1 + R_2) > 1,5 \text{ k}\Omega.$$

Ausgangsspannungen von 7 bis 37 V sind zu erreichen mit Bild 29c.

$$U_A = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_{\text{Ref}}$$

Wird die Referenz überbrückt, so muß ein Transistor in diese Schaltung eingebaut werden, und zwar so, daß er vom nichtinvertierenden Eingang an Masse geschaltet wird, um die Referenzquellenimpedanz zu vergrößern und die Wirksamkeit der Referenzkapazität zu erhöhen. Es steht, mit $R_0 = 0$, ein Ausgangsstrom von 150 mA zur Verfügung. Wird Kurzschlußstrombegrenzung gewünscht, so kann R_0 dazu verwendet werden, den maximalen Ausgangsstrom auf

$$I_{\text{Grenz}} = \frac{U_{\text{Fühler}}}{R_0}$$

zu begrenzen. Dafür ist die Fühler-Spannung $U_{\text{Fühler}}$ oder die Spannung zwischen den Anschlüssen Strombegrenzung und Stromfühler in Bild 29d angegeben. Die sich ergebende Ausgangsstromgrenze hat einen Temperaturkoeffizienten von $-0,3\%/^{\circ}\text{C}$.

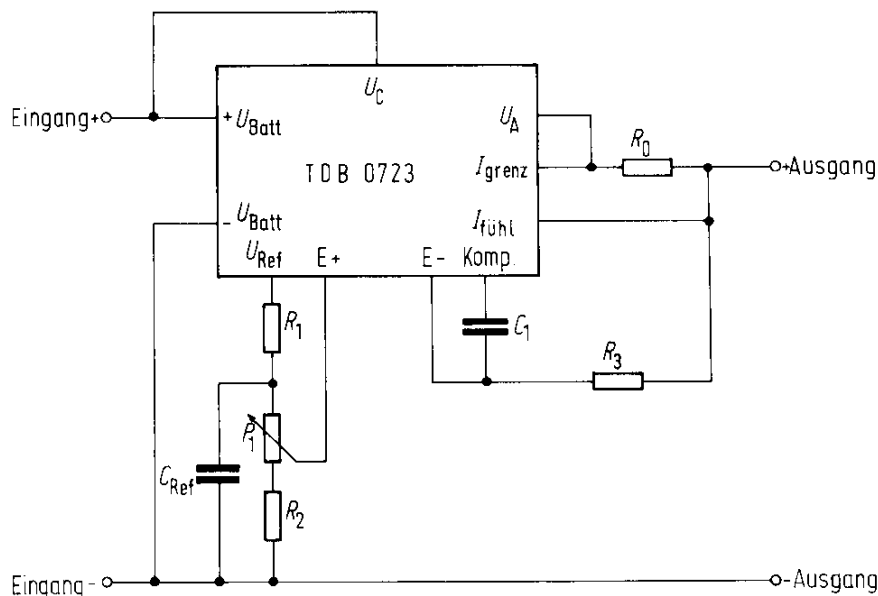


Bild 29a Regler-Grundschtaltung

Typische Daten:

Geregelte Ausgangsspannung	5 V
Netzregelung ($\Delta U_E = 3 \text{ V}$)	0,5 mV
Lastregelung ($\Delta I_A = 50 \text{ mA}$)	1,5 mV

Zu beachten:

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \text{ bei minimaler Temperaturschwankung}$$

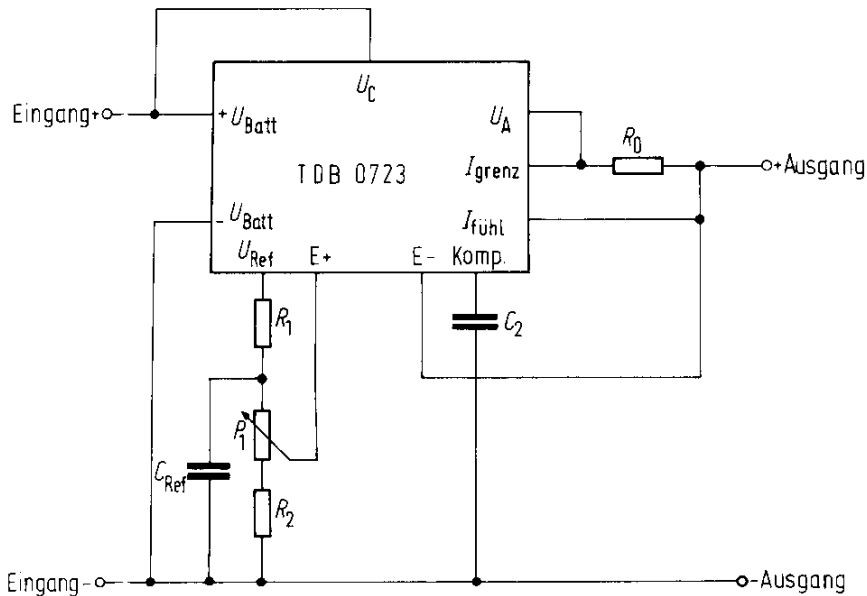


Bild 29 b Regler-Grundschialtung

Typische Daten:

Geregelte Ausgangsspannung	5 V
Netzregelung ($\Delta U_E = 3 \text{ V}$)	0,5 mV
Lastregelung ($\Delta I_A = 50 \text{ mA}$)	1,5 mV

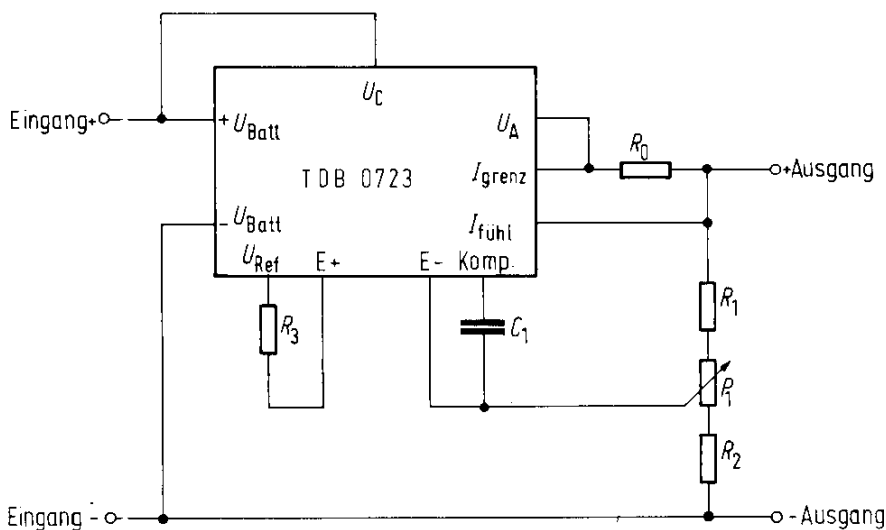


Bild 29 c Regler-Grundschialtung

Typische Daten:

Geregelte Ausgangsspannung	15 V
Netzregelung ($\Delta U_E = 3 \text{ V}$)	1,5 mV
Lastregelung ($\Delta I_A = 50 \text{ mA}$)	4,5 mV

Zu beachten:

$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ bei minimaler Änderung von U_A infolge von Temperaturschwankungen

R_3 kann aus Teile-Ersparnis weggelassen werden.

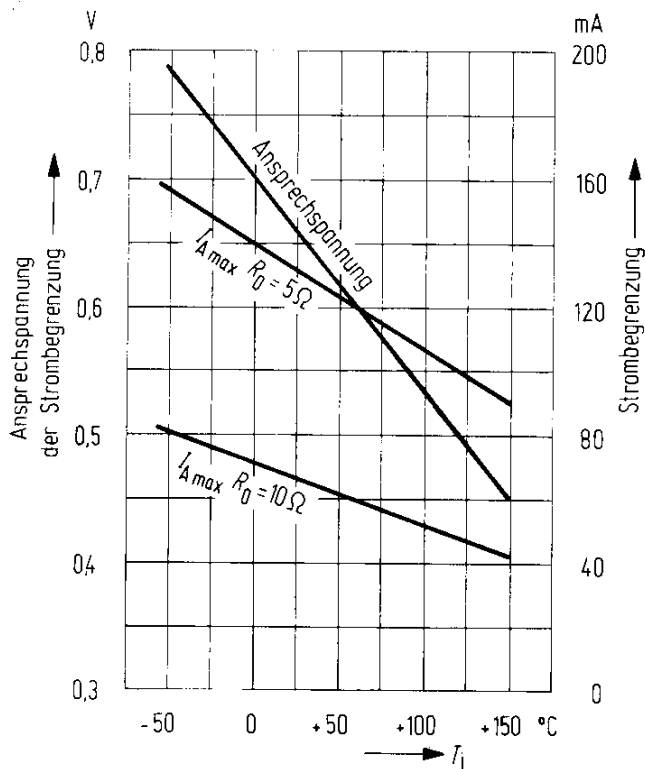


Bild 29d Strombegrenzung der Regler-Grundschaltung

Positive Spannungsregler mit hohem Ausgangsstrom

In Bild 30a verstärkt ein npn-Transistor T_1 den Ausgangsstrom über die Kapazität des TBA 0723 hinaus. T_1 kann aus mehreren in Kaskade geschalteten Transistoren bestehen, um sehr hohen Anforderungen gerecht zu werden. In dieser Schaltung wird für jeden Transistor zusätzlich zum erforderlichen Eingangs-/Ausgangs-Spannungsdifferential von 3 V eine U_{BE} -Spannung benötigt. Abhängig von dem für T_1 verwendeten Transistor-Typ braucht man R_3 als Ausgleich für I_{CBO} und zur leichten Begrenzung der Sicherheitszone des Ausgangselements. Wenn $R_O = 0$, beträgt der maximale Ausgangsstrom: $\beta_{T1} \cdot 150 \text{ mA}$. R_O kann man zur Begrenzung des Kurzschlußstromes bis zum Maximalwert nach Bild 29 wählen.

Eine Alternativschaltung wird in Bild 30b gezeigt. Durch Verwendung eines externen npn-Transistors beträgt der maximale Ausgangsstrom wieder $\beta_{T1} \cdot 150 \text{ mA}$. Zum Mindestwert des Eingangs-/Ausgangs-Spannungsdifferentials jedes zusätzlichen Transistors sollte eine Spannung U_{BE} hinzugefügt werden. Die Schaltungen in Bild 30 können durch Auswahl der entsprechenden Rückkopplung an den Ausgängen zwischen 2 und 37 V liefern. Bild 30a zeigt die Schaltung für Ausgangsspannungen von 7 bis 37 V, während Bild 30b für Ausgangsspannungen von 2 bis 7 V geeignet ist.

Ist es erforderlich, den Ausgang ständig im Verhältnis 10:1 zu variieren, dann muß zunächst der Ausgang so abgesenkt werden, daß U_E auf keinen Fall U_{REF} übersteigt, selbst wenn der U_A auf seinem Maximalwert ist. Außerdem muß eine Potentiometer-Angleichung von U_{REF} an den nichtinvertierenden Eingang erfolgen. Dies wird erläutert in Bild 30c, wo der Ausgang im Verhältnis 5,2:1 abgesenkt wurde.

Der zulässige Maximalwert des U_A beträgt dann 35 V. Das ergibt für den $U_E = 6,8 \text{ V}$ und fordert $38,6 \text{ V} \leq U_E \leq 40 \text{ V}$. Der Minimalwert der U_A wird bestimmt durch den Minimalwert der U_E . Der Minimalwert von U_E ist 2 V. Jedoch zeigt sich, daß U_E typisch auf ungefähr 0,72 V reduziert werden kann, bevor die Schaltung zu regeln aufhört. Dies entspricht einer Ausgangsspannung von 3,7 V.

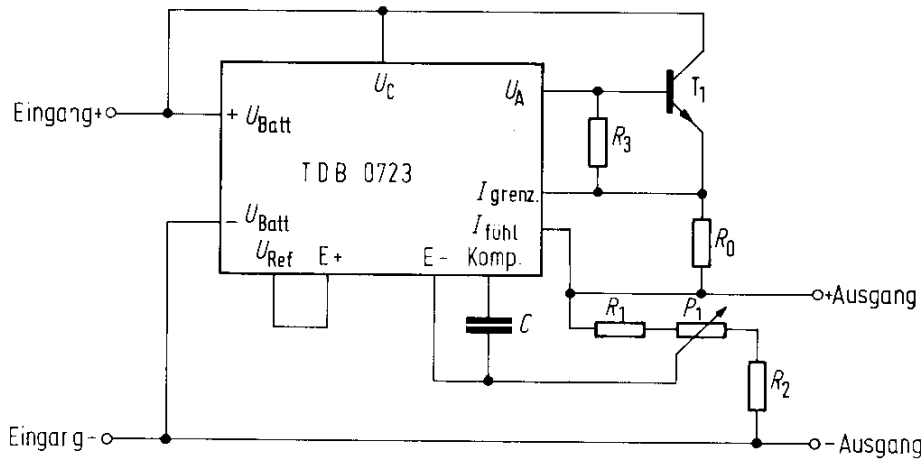


Bild 30a Spannungsregler mit hohem Ausgangsstrom

Typische Daten:

Geregelte Ausgangsspannung	15 V
Netzregelung ($\Delta U_A = 3 \text{ V}$)	1,5 mV
Lastregelung ($\Delta I_A = 1 \text{ A}$)	15 mV

$$U_A = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_{\text{Ref}}$$

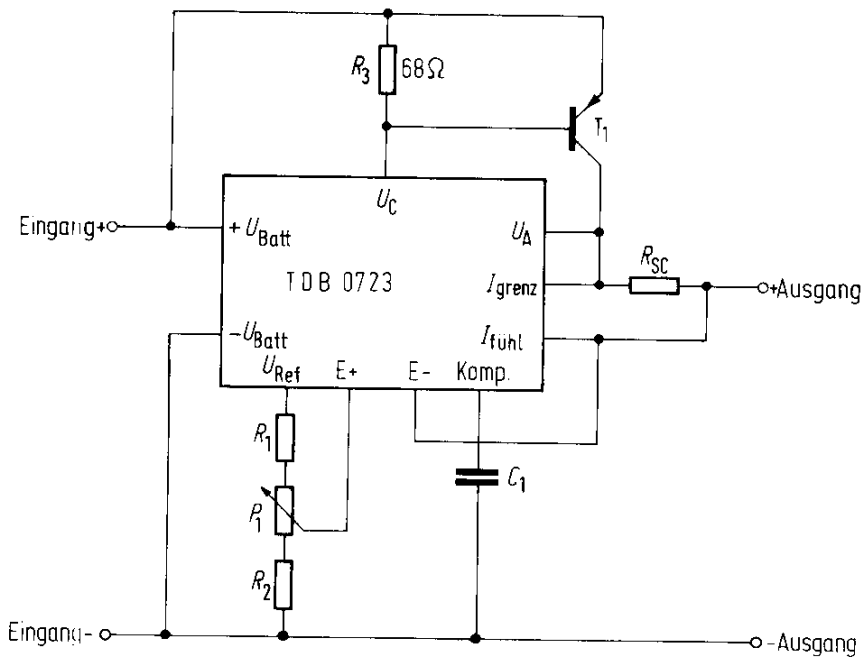


Bild 30b Spannungsregler mit hohem Ausgangsstrom

Typische Daten:

Geregelte Ausgangsspannung	5 V
Netzregelung ($\Delta U_E = 3 \text{ V}$)	0,5 mV
Lastregelung ($\Delta I_A = 1 \text{ A}$)	5 mV

$$U_A = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_{\text{Ref}}$$

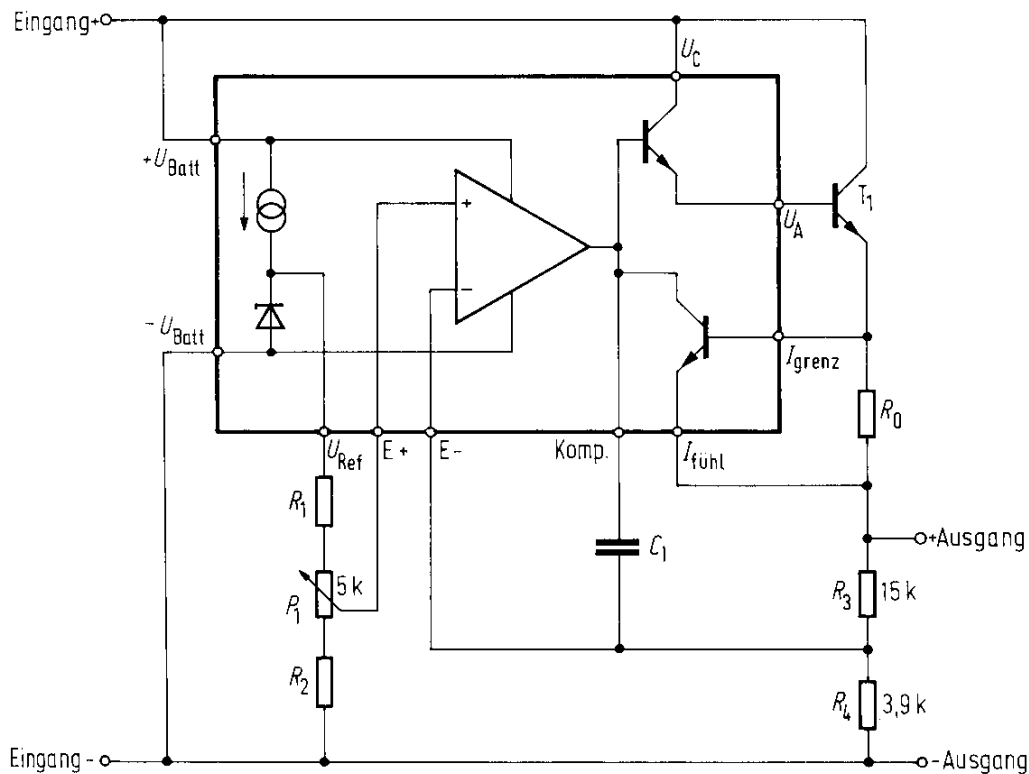


Bild 30c Spannungsregler mit hohem Ausgangsstrom

Typische Daten:

Geregelte Ausgangsspannung	4 bis 35 V
Netzregelung ($\Delta U_E = 10 \text{ V}$)	1 mV
Lastregelung ($\Delta I_A = 100 \text{ mA}$)	1 mV

$$U_A = U_{\text{Ref}} \frac{R_2}{R_4} \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_1 + R_2}$$

oder mit den angegebenen Werten von R_3 und R_4

$$U_A = 5,2 U_{\text{Ref}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Andere 10:1-Spannungsverhältnisse können erzielt werden durch Variation des Absenkungsverhältnisses $\frac{R_3 + R_4}{R_4}$ von 5,2 bis 1,4. Dann beträgt der Ausgangsspannungsbereich 1 V bis 10 V ($13,6 \text{ V} \leq U_E \leq 39 \text{ V}$).

Positive Nebenschlußregler

Der TDB 0723 kann als Nebenschlußregler verwendet werden, indem man einen externen Transistor T_1 hinzufügt. Besonders zu beachten ist, daß der Serien-Begrenzungswiderstand R_4 die für diese Betriebsart typische hohe Verlustleistung übernehmen kann. In Bild 31 a wird die DIP-Version des TDB 0723 A mit 14 Anschlüssen verwendet. Nimmt man jedoch die Metallgehäuse-Ausführung mit 10 Anschlüssen, so muß extern eine 6,2-V-Zener-Diode angeschlossen werden, wie in Bild 31 b gezeigt ist.

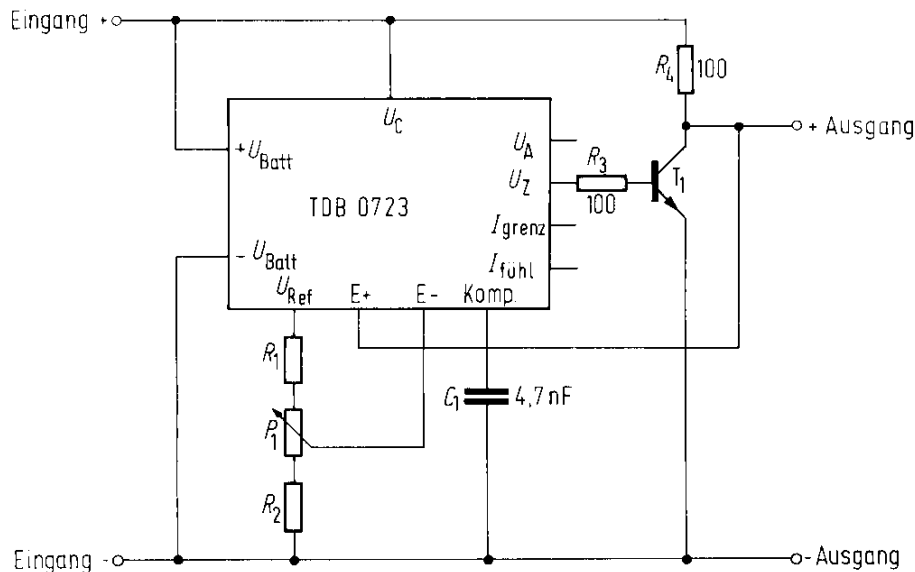


Bild 31 a Positiver Nebenschlußregler (Plastik-Gehäuse)

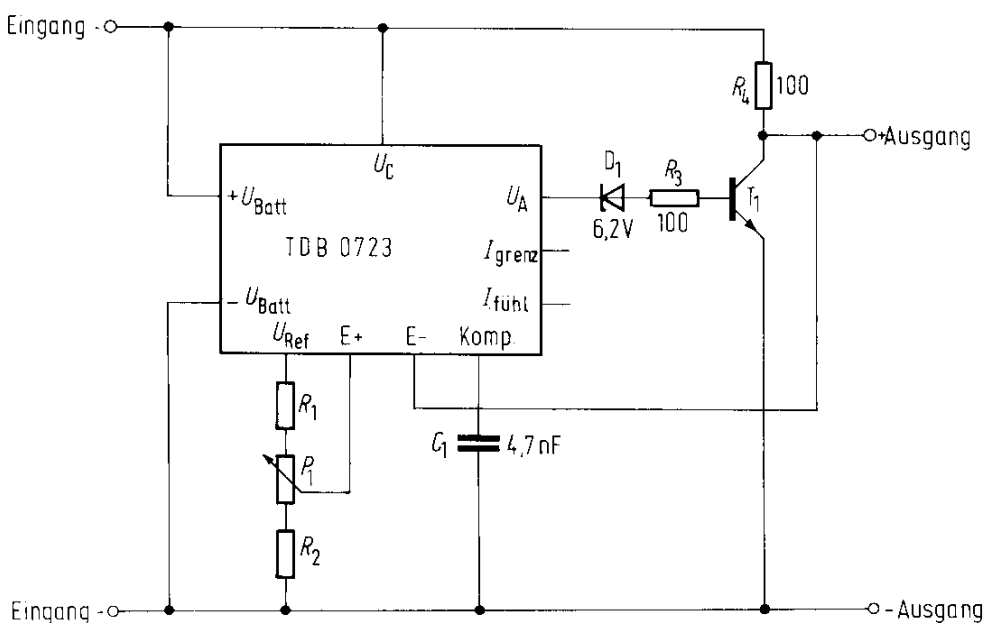


Bild 31 b Positiver Nebenschlußregler (Metall-Gehäuse)

Für Bild 31 a und 31 b gelten:

Typische Daten:

Geregelte Ausgangsspannung

5 V

Netzregelung ($\Delta U_E = 10 \text{ V}$)

0,5 mV

Lastregelung ($\Delta I_A = 100 \text{ mA}$)

1,5 mV

$$U_A = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{\text{Ref}}$$

Positive Regler mit hoher Netzunterdrückung

Wie die Bilder 32 a und 32 b zeigen, wird in jeder Schaltung der interne Strombegrenzungs-transistor zur Vorregelung des positiven Eingangs verwendet, wodurch die Netzunterdrückung auf mehr als 100 dB ansteigt. Die Strombegrenzungs- und Stromfühler-Anschlüsse speisen eine 6,2-V-Zener-Diode, die auf die Ausgangsspannung bezogen ist und zur Einspeisung des positiven Eingangs dient. In diesen Anwendungen wird R_3 so gewählt, daß der Strom am Stromfühler-Anschluß auf maximal 5 mA begrenzt bleibt.

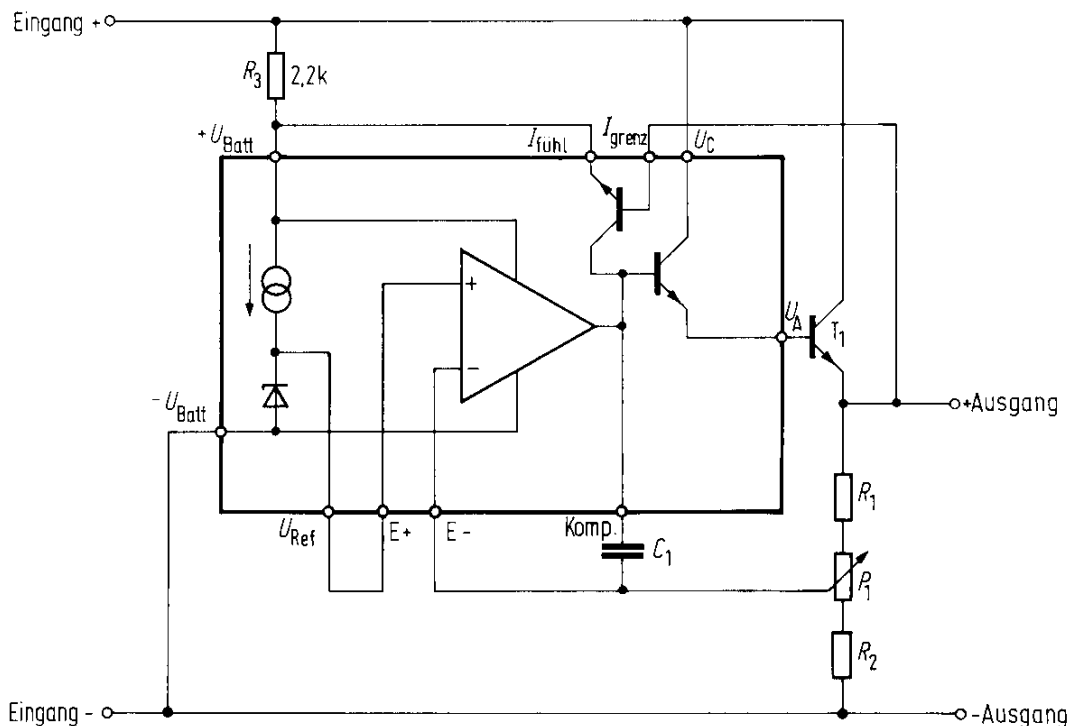


Bild 32 a Hohe Netzunterdrückung

Typische Daten:

Ausgangsspannung U_A

15 V

Netzregelung ($\Delta U_E = 15 \text{ V}$)

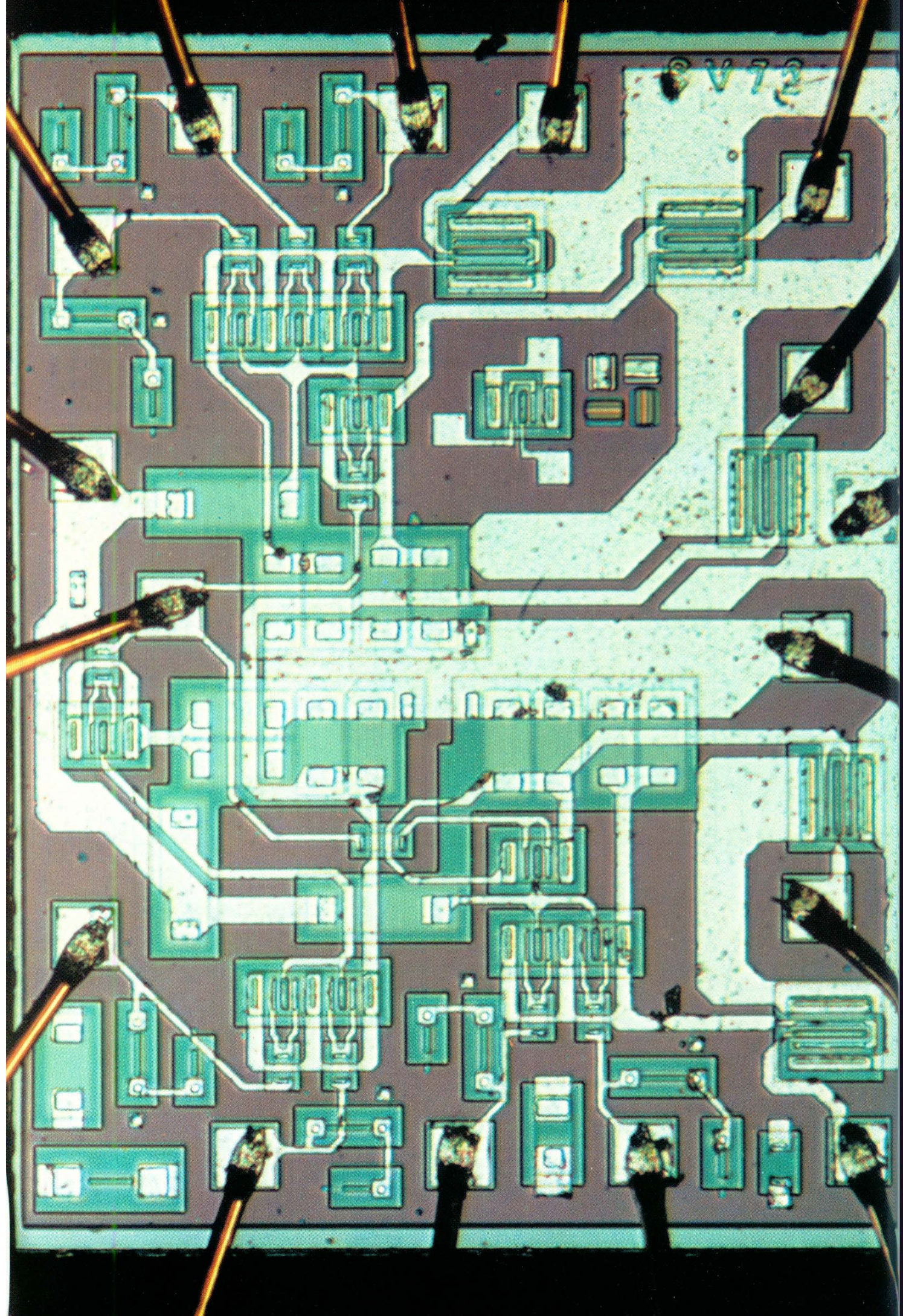
<1 mV

Lastregelung ($\Delta I_A = 50 \text{ mA}$)

1 mV

$$(R_1 + R_2)_{\text{max}} = \frac{U_A}{5 \text{ mA}}$$

$$U_A = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_{\text{Ref}}$$



◀ Im »Ultraschall«-Verfahren kontaktierter Chip, Kontaktierdraht 25 µm Aluminium.

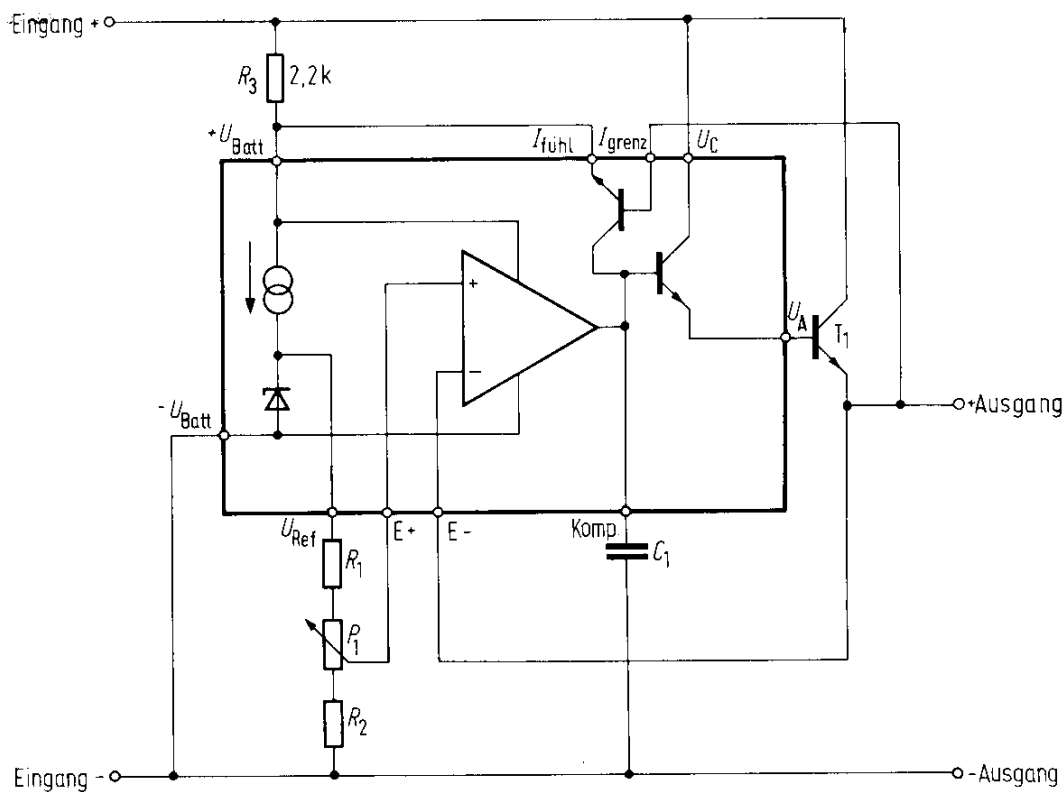


Bild 32 b Hohe Netzunterdrückung

Typische Daten:

Ausgangsspannung U_A

5 V

Netzregelung ($\Delta U_E = 15 \text{ V}$)

<1 mV

Lastregelung ($\Delta I_A = 50 \text{ mA}$)

10 mV

 $I_{A \text{ min}} = 5 \text{ mA}$

$$U_A = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{\text{Ref}}$$

Positive Regler mit hoher Eingangsspannung

Mit Eingangsspannungen größer als 40 V kann man arbeiten, wenn der TDB 0723 nach Bild 33a beschaltet wird. Die geregelte Ausgangsspannung muß unter 38 V bleiben, um den Regler zu schützen. R_3 kann man ersetzen durch eine FET-Stromquelle, wenn eine Änderung der Eingangsspannung eine zu große Verlustleistung im internen Längstransistor hervorruft. T_2 dient als Kurzschlußschutz. Ein interner Strombegrenzungstransistor kann in dieser Anwendung nicht verwendet werden. Die maximale Eingangsspannung wird bestimmt von den Durchbruchwerten des T_1 . Wird die Plastik-Ausführung des TDB 0723 A verwendet, kann D_1 weggelassen und der U_Z -Anschluß geerdet werden; in diesem Fall muß U_{Ref} halbiert werden, bevor sie an den invertierenden Eingang gelegt wird.

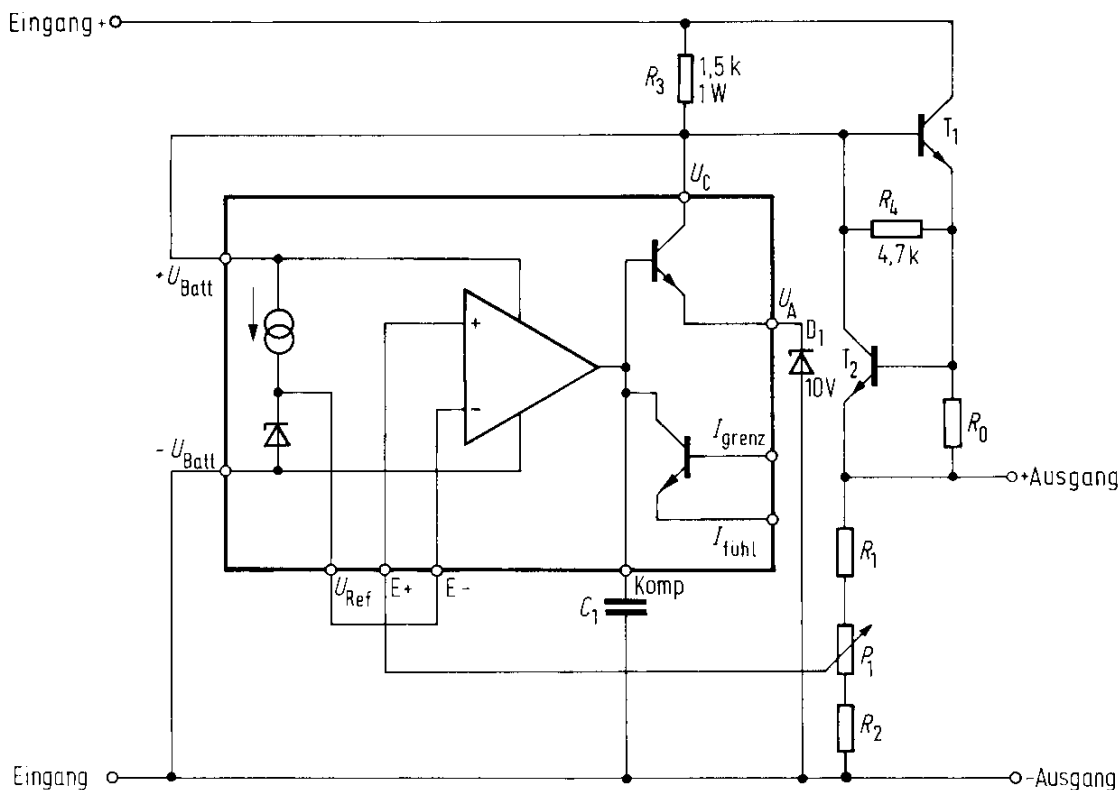


Bild 33a Hohe Eingangsspannung

Typische Daten:

Geregelte Ausgangsspannung	30 V
Netzregelung ($\Delta U_E = 20 \text{ V}$)	90 mV
Lastregelung ($\Delta I_A = 100 \text{ mA}$)	8 mV

$$U_A = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_{Ref}$$

Man beachte: Da hier die Ausgangsstufe des TDB 0723 als zusätzlicher Invertierungsverstärker und nicht als normaler Emitter-Folger verwendet wird, muß man U_{Ref} an den invertierenden Eingang des Regel-Verstärkers legen, um korrekte Phasenverhältnisse im Regelkreis aufrechtzuerhalten, d. h. negative Rückkopplung vom Ausgang.

Wird ein pnp-Längstransistor verwendet, können hohe Eingangsspannungen in Kauf genommen werden, wenn durch Benutzung einer Zener-Diode die Spannung reduziert wird, die über den TDB 0723 läuft (siehe Bild 33 b). Zum Beispiel sind Eingangsspannungen bis 60 V zulässig, wenn D_1 eine 20-V-Zener-Diode ist. D_1 muß so gewählt werden, daß bei maximaler Eingangsspannung nicht mehr als 40 V am positiven Eingang und am U_C -Anschluß des TDB 0723 liegen. Ähnlich darf die geregelte Ausgangsspannung 37 V nicht überschreiten, wenn man das spezifische Eingangs-/Ausgangs-Spannungsdifferential aufrechterhalten will.

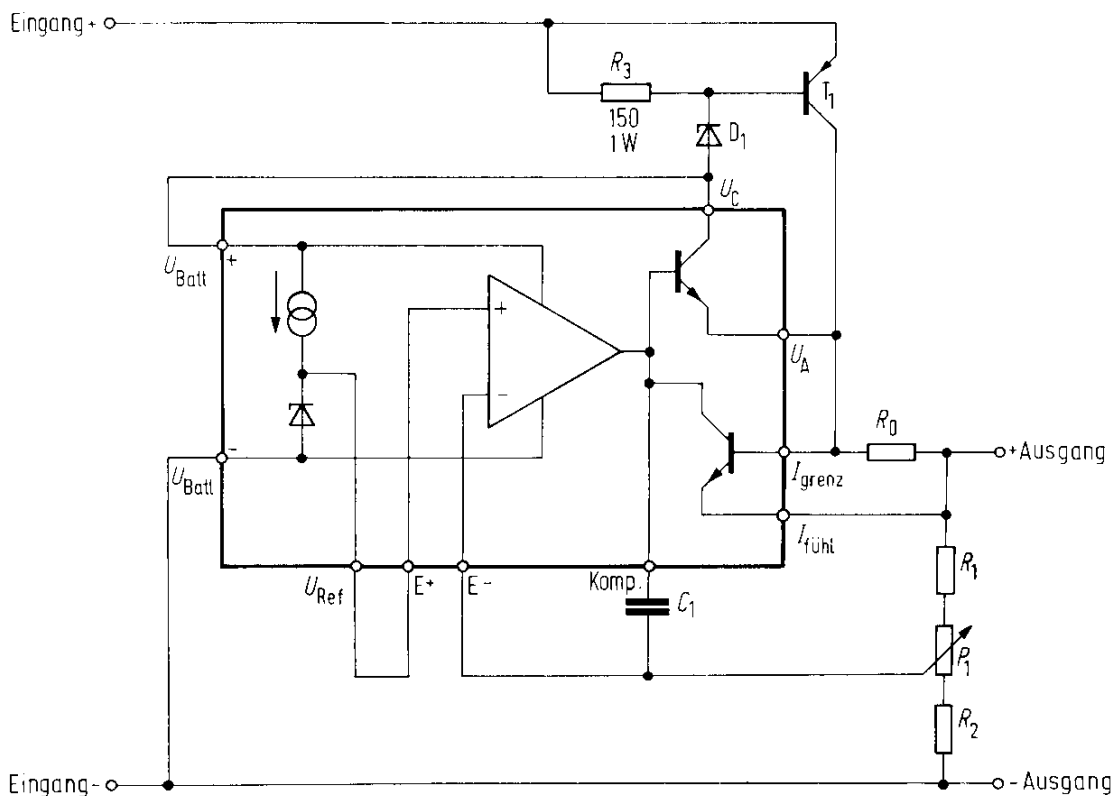


Bild 33 b Hohe Eingangsspannung

Typische Daten:

Geregelte Ausgangsspannung	15 V
Netzregelung ($\Delta U_E = 20 \text{ V}$)	10 mV
Lastregelung ($\Delta I_A = 100 \text{ mA}$)	30 mV

$$U_A = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_{\text{Ref}}$$

Positive Regler, erdfrei

Der TDB 0723 kann durch Anwendung der Schaltung nach Bild 34 zur direkten Regelung von mehreren Hundert Volt dienen. Dort ist D_1 als erdfreie Stromquelle für den Regler vorgesehen. Der Längstransistor wird zum einzigen Begrenzungsfaktor in der Bestimmung der Höchstspannung und des Höchststroms. Der U_{Ref} -Anschluß liefert den gesamten Strom, der von den Fühler-Widerständen gezogen wird. Der Gesamtstrom darf 5 mA nicht übersteigen. R_5 muß so gewählt werden, daß er genügend Strom liefert, um D_1 vorzuspannen und den Ruhe-Strom des TDB 0723 bei minimaler Eingangsspannung zu liefern. D_2 , D_3 und D_4 dienen Schutzzwecken; es sollten Schnellschaltdioden sein.

Ist T_1 ein Hochfrequenz-Transistor, kann es notwendig werden, C_2 hinzuzufügen, um den Ausgangsrauschpegel zu reduzieren. Wenn der Eingang an- und ausgeschaltet wird und dabei ein sehr hohes $\frac{dU_E}{dt}$ an den Anschlüssen des TDB 0723 verursacht, fügt man C_3 hinzu, um eine korrekte Vorspannung innerhalb der Gesamt-Schaltung zu garantieren. Wenn An- und Abschaltung vor der allgemeinen Gleichrichter/Filter-Versorgung erfolgen, ist C_3 nicht notwendig.

Für Bild 34 errechnet man:

$$U_A = U_{\text{Ref}} \left[\left(\frac{R_2}{R_1} \right) - \left(\frac{R_3}{R_1} \right) \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \right) \right]$$

Sind R_3 und R_4 gleich, so ist

$$U_A = \frac{U_{\text{Ref}}}{2} \cdot \frac{R_2 - R_1}{R_1}$$

Die übliche Begrenzung des geregelten Ausgangs vom TDB 0723 auf mindestens 2 V trifft für diese Schaltung nicht zu, da Ausgangsspannungen bis zu 0 V gut zu erreichen sind.

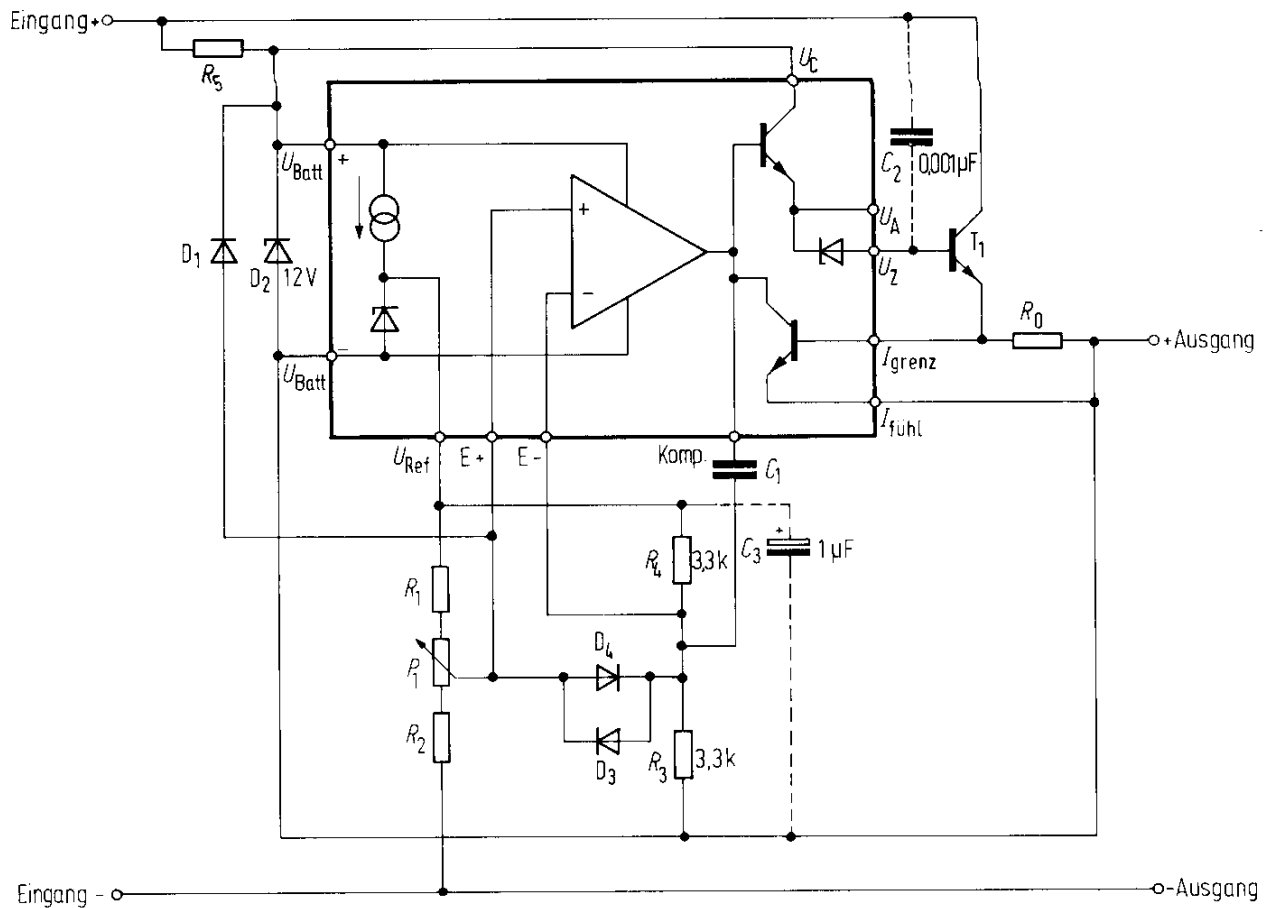


Bild 34 Erdfreier positiver Regler

Typische Daten:

Geregelte Ausgangsspannung	50 V
Netzregelung ($\Delta U_E = 20 \text{ V}$)	1,5 mV
Lastregelung ($\Delta I_A = 50 \text{ mA}$)	1,0 mV

$$U_A = \frac{R_2 - R_1}{R_1} \cdot \frac{U_{\text{Ref}}}{2}$$

$$U_{\text{Ref}} = \frac{R_3}{R_3 + R_4} + U_A$$

$$I_L = I_R + I_{D1} + \frac{I_{L_{\text{max}}}}{\beta_{T1 \text{ min}}}$$

$$R_{5 \text{ max}} = \frac{U_{E \text{ min}} - U_A - U_{D1 \text{ min}}}{I_{L \text{ min}}}$$

Bei einwandfreiem Betrieb des Reglers entspricht der invertierende Eingang dem nichtinvertierenden Eingang, d. h.

$$(U_E + U_{\text{Ref}}) \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = U_{\text{Ref}} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} + U_A$$

$$U_E \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - 1 \right) = U_{\text{Ref}} = \frac{R_3}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$U_E = U_{\text{Ref}} \left(\frac{R_2}{R_1} - \frac{R_3}{R_1} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \right)$$

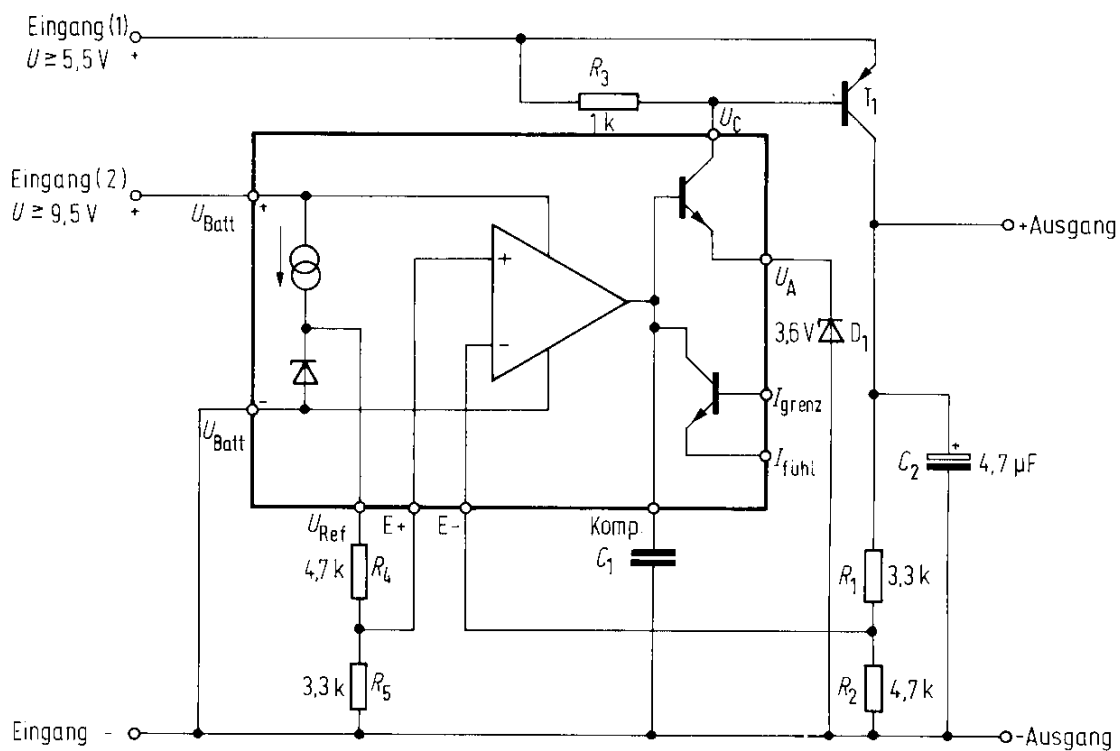


Bild 35b Niedriges Eingangs-/Ausgangs-Spannungsdifferential

Typische Daten:

Geregelte Ausgangsspannung	5 V
Netzregelung ($5,5 \text{ V} \leq U_{E(1)} \leq 10 \text{ V}$)	1 mV
Lastregelung ($\Delta I_A = 1 \text{ A}$)	4 mV

$$U_A = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_{\text{Ref}} \frac{3,3}{8} = 5 \text{ V}$$

Positive Regler, Grenz-Eingangsspannung

Die beiden in Bild 36 gezeigten Schaltungen stellen eine Erleichterung bei der Regelung mit Spannungen kleiner als 9,5 V dar. In jenen Fällen, wo die am Eingang anliegende Durchschnittsspannung größer ist als die erforderliche Mindestspannung, jedoch die negativen Wellenspitzen niedriger sind, bietet sich der Einsatz eines Spitzen-Detektors (Diode/Kondensator) an (Bild 36 a). Bild 36 b zeigt die Einsatzmöglichkeit eines Spannungsdopplers. Sie erfordert bei minimaler Außenbeschaltung eine entsprechende Vorspannung am Anschluß U_E .

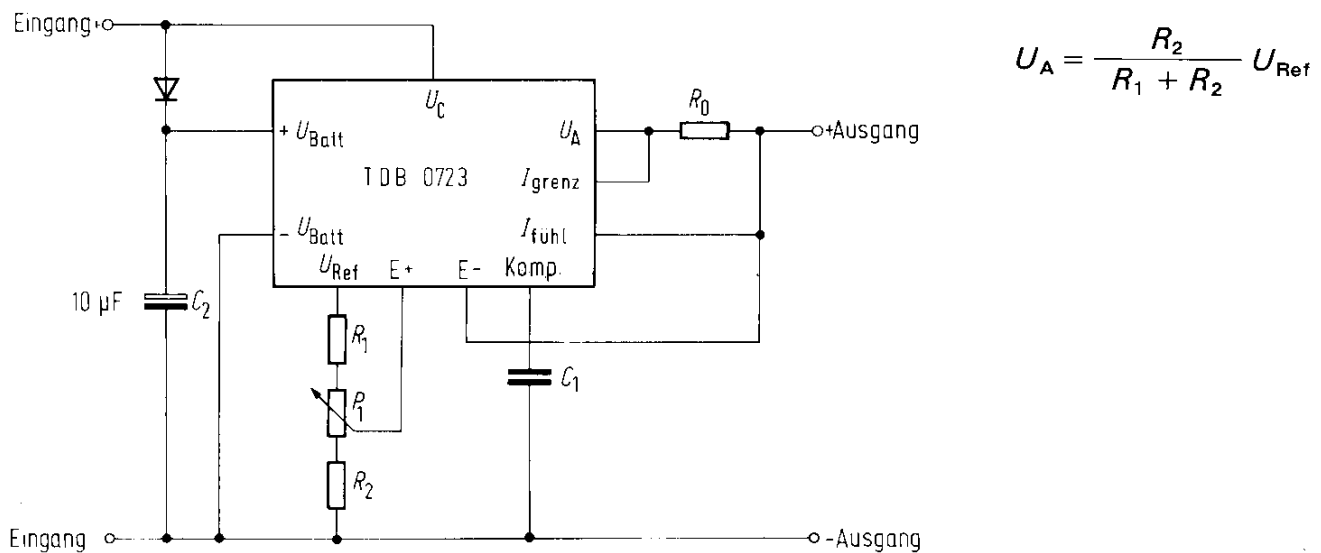


Bild 36 a Grenzeingangsspannung

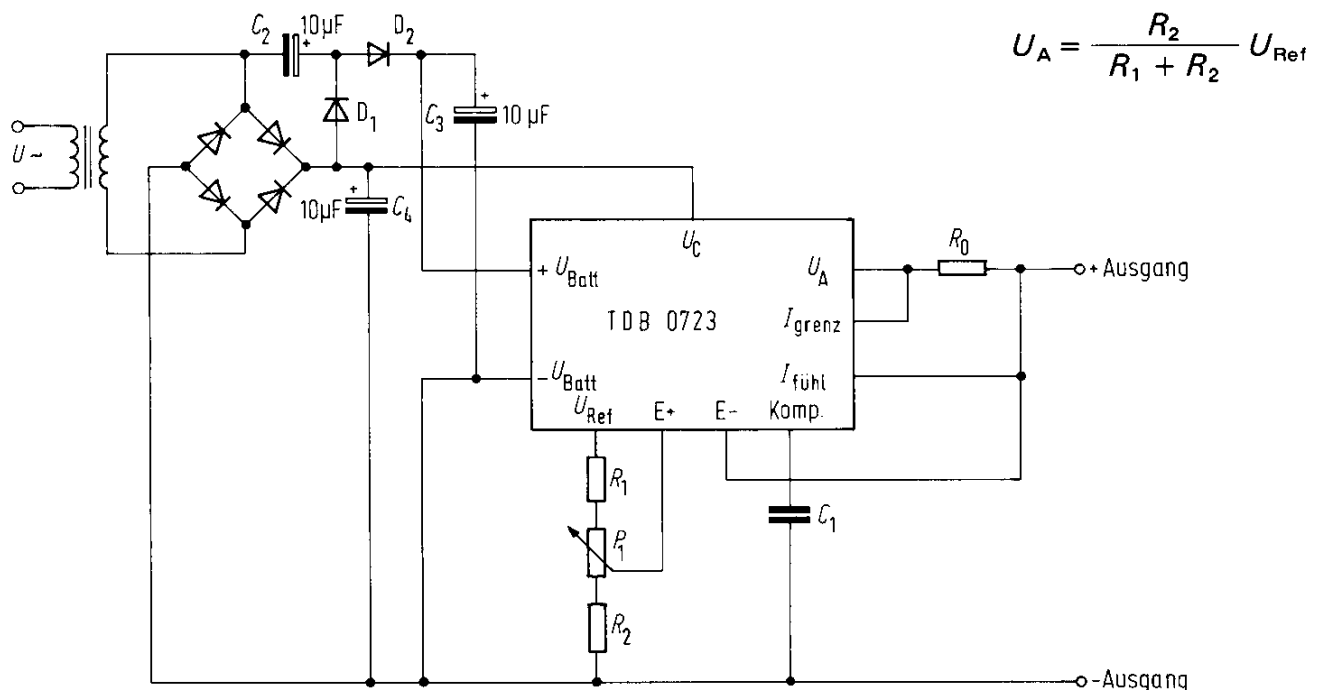


Bild 36 b Grenzeingangsspannung

Computergesteuerter Scheibenmeßplatz. Hier wird jeder einzelne Chip auf der Scheibe elektrisch beurteilt.



Negative Regler mit mittlerem und hohem Ausgangsstrom

Die Schaltung Bild 37a regelt jede negative Spannung zwischen $-9,5\text{ V}$ und -40 V . Da der TDB 0723 zwischen Masse und geregelterm Ausgang betrieben wird, bestimmen der Spannungsdurchbruch und die Verlustleistung des pnp-Längstransistors T_1 die maximale ungeregelte Eingangsspannung. Der Basis-Strom für T_1 wird durch den Widerstand R_3 so geliefert, daß das Mindest-Eingangs-/Ausgangs-Spannungsdifferential sowohl von dem für T_1 erforderlichen Basis-Strom als auch vom Wert des R_5 gesteuert wird.

Eine Darlington-Verbindung kann für T_1 zur Reduzierung des erforderlichen Basis-Stroms (Bild 37 b) und zur Erhöhung des Ausgangsstroms verwendet werden. Hierzu eignen sich entweder der Komplementär-Darlington-Anschluß oder ein Standard-pnp-Paar.

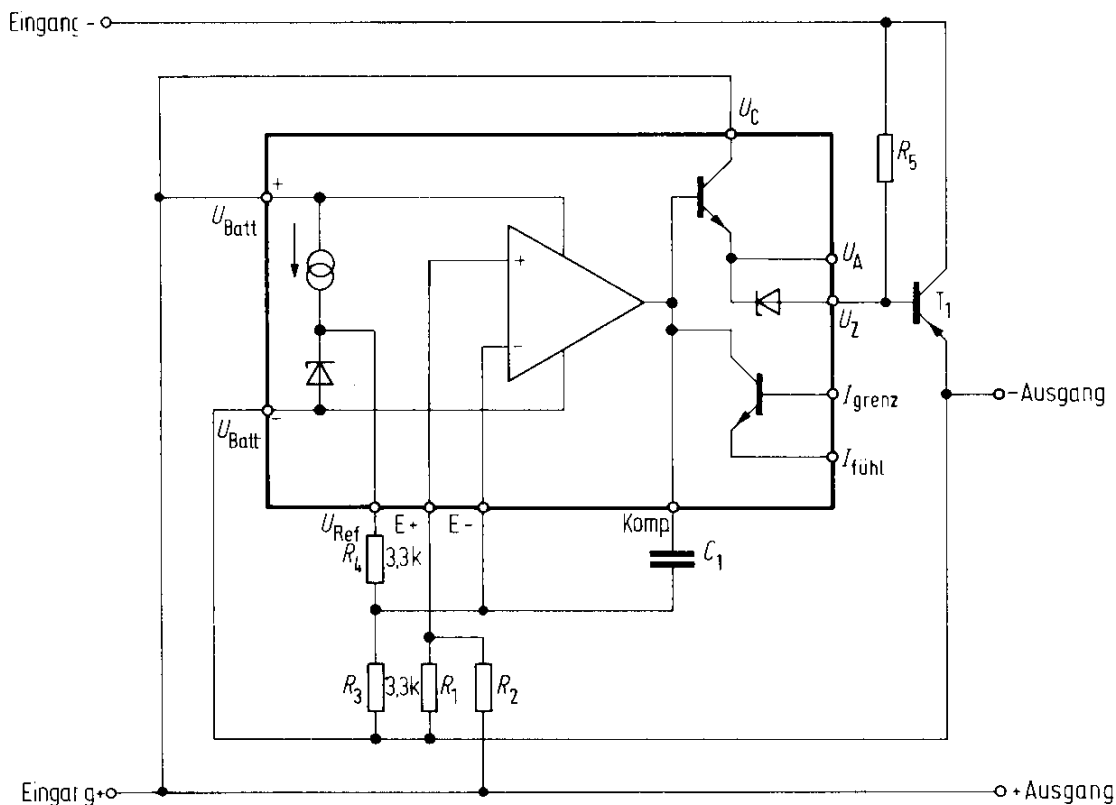


Bild 37a Mittlerer und hoher Ausgangsstrom

Typische Daten:

Geregelte Ausgangsspannung	-15 V
Netzregelung ($\Delta U_E = 3\text{ V}$)	1 mV
Lastregelung ($\Delta I_A = 100\text{ mA}$)	2 mV

$$-U_A = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{U_{\text{Ref}}}{2}$$

$$R_5 = (U_{E \text{ min}} - U_A - U_{\text{BE}}) \frac{\beta_{T1 \text{ min}}}{I_{A \text{ max}}}$$

Ausgangsspannungen im Bereich von -2 V bis $-9,5\text{ V}$ reichen allein nicht aus, den TDE 0723 nach Bild 37a vorzuspannen. Diese Bedingung wird in Bild 37c erfüllt durch eine externe, geregelte oder ungeregelte positive Spannung, die an den positiven Eingang und an den U_C -Anschluß gelegt wird. Die Höchstgrenze von 40 V zwischen positivem und negativem Eingang muß eingehalten werden. Die Maximalwerte des negativen Eingangs (2) und das Eingangs-/Ausgangs-Spannungsdifferential sind nach Bild 37a festzulegen. Ist kein U_Z -Anschluß verfügbar, so kann in allen 3 Fällen (Bild 37a bis c) die Ausgangsklemme mit einer Serien-Zener-Diode von $6,2\text{ V}$ verbunden werden.

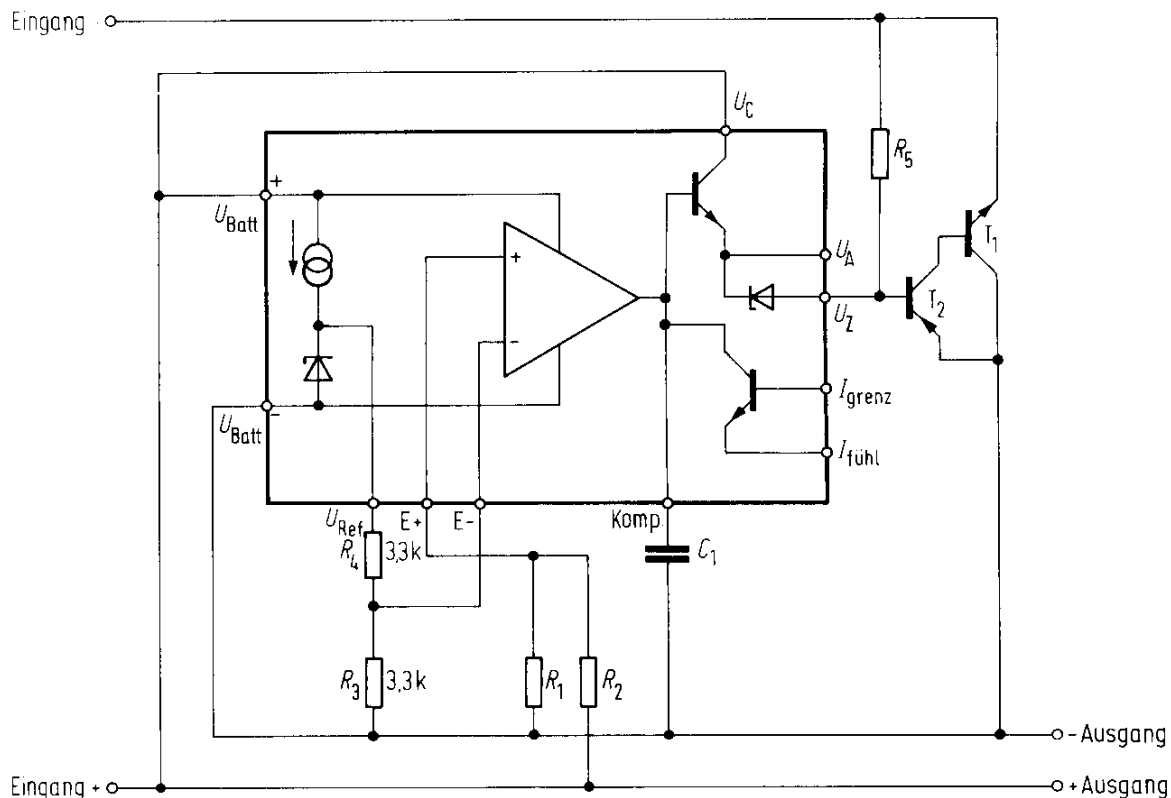


Bild 37b Mittlerer und hoher Ausgangsstrom

Typische Daten:

Geregelte Ausgangsspannung	-15 V
Netzregelung ($\Delta U_E = 10\text{ V}$)	4 mV
Lastregelung ($\Delta I_A = 1\text{ A}$)	2 mV

$$-U_A = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{U_{\text{Ref}}}{2}$$

$$R_5 = (U_{E \text{ min}} - U_A - U_{BE}) \cdot \frac{\beta_{T1 \text{ min}} \cdot \beta_{T2 \text{ min}}}{I_{A \text{ max}}}$$

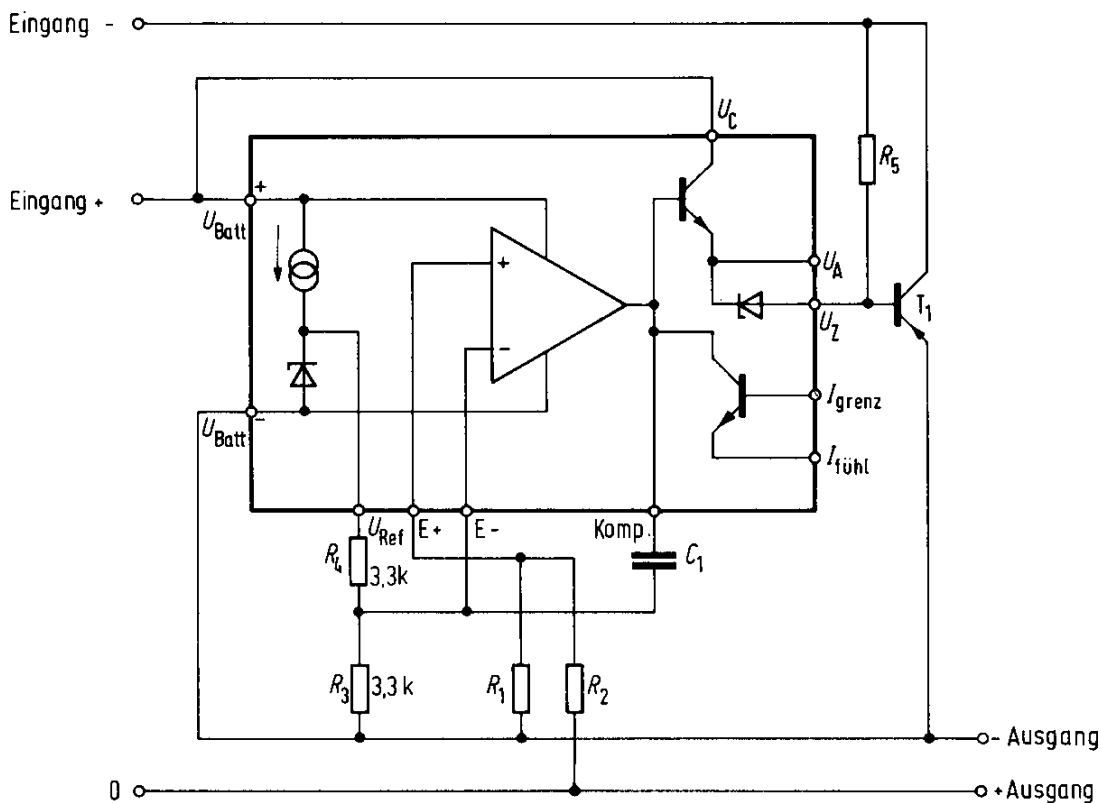


Bild 37c Mittlerer und hoher Ausgangsstrom

Typische Daten:

Geregelte Ausgangsspannung	-6 V
Netzregelung ($\Delta U_{E(2)} = 10 \text{ V}$)	10 mV
Lastregelung ($\Delta I_A = 100 \text{ mA}$)	2 mV

$$-U_A = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{U_{Ref}}{2}$$

$$R_5 = (U_{E(2) \text{ min}} - U_A - U_{BE}) \frac{\beta_{T1 \text{ min}}}{I_{A \text{ max}}}$$

$$40 \text{ V} \geq (U_{E(1)} - U_A) \geq 9,5 \text{ V}$$

Negative Nebenschlußregler

Für niedrige bis mittlere Ausgangsströme kann der Längstransistor der vorher beschriebenen Schaltungen weggelassen werden. Es müssen jedoch die Verlustleistung von D_1 und R_5 sowie die interne Verlustleistung des TDB 0723 besonders beachtet werden. Der maximal zulässige Strom, der über den U_A -Anschluß an Masse geschuntet ist, beträgt 150 mA.

Bild 38 ist geeignet für Ausgangsspannungen von $-9,5$ V bis -40 V. Werden der negative Eingang und der U_C -Anschluß von Masse weggenommen und mit einer niedrigen positiven Spannung (wie Bild 37 c) beliefert, können Ausgangsspannungen zwischen -2 V und $-9,5$ V erzielt werden.

Die Mindestspannung von 9,5 V und die Maximalspannung von 40 V zwischen negativem und positivem Eingang müssen eingehalten werden. Beträgt in Sonderfällen der Maximalstrom am Ausgang weniger als 20 mA, dann kann D_1 weggelassen werden, und der Ausgang des U_Z wird als Schaltungsausgang verwendet.

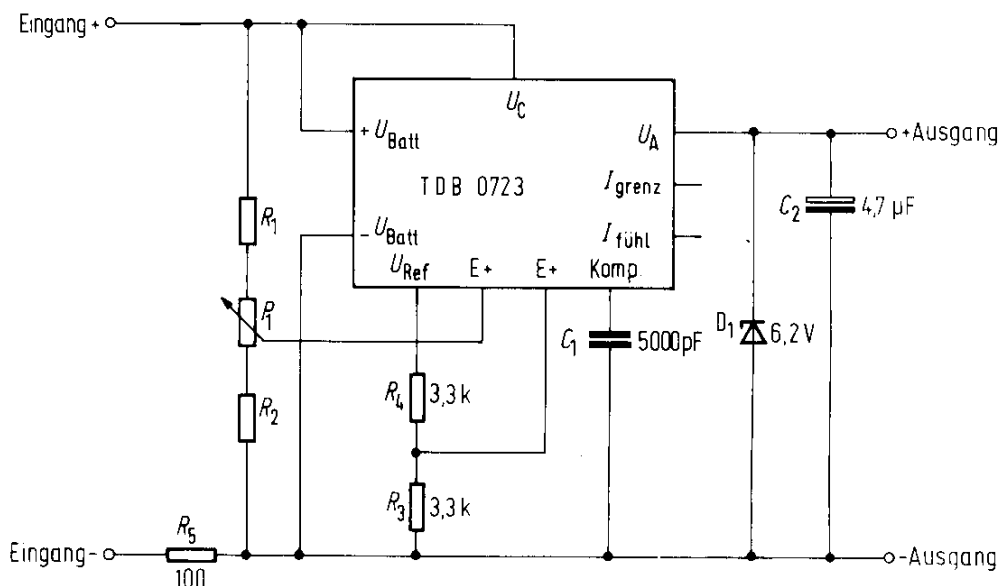


Bild 38 Negativer Nebenschluß

Typische Daten:

Geregelte Ausgangsspannung	-15 V
Netzregelung ($\Delta U_E = 3$ V)	3 mV
Lastregelung ($\Delta I_A = 50$ mA)	5 mV

$$-U_A = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{U_{\text{Ref}}}{2}$$

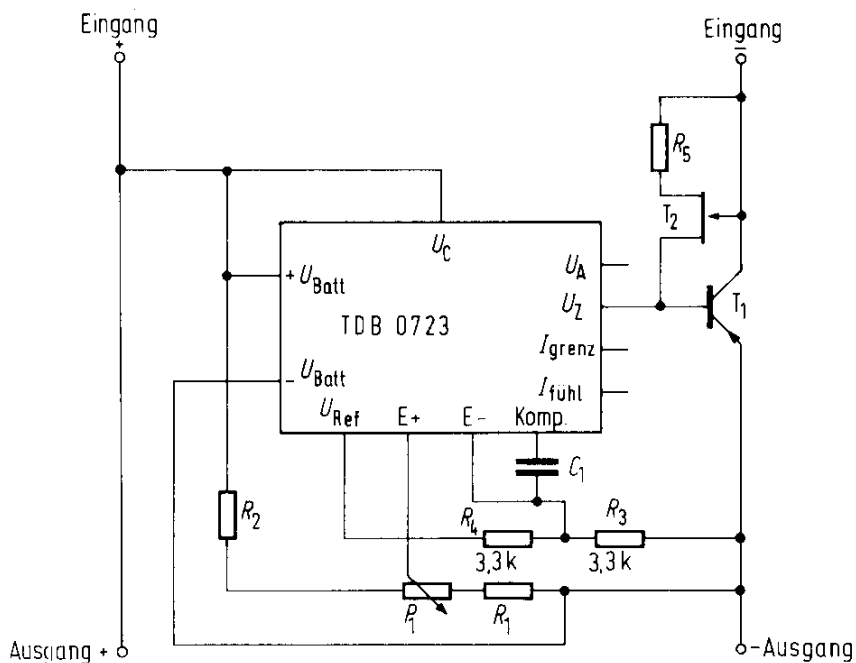


Bild 39 Hohe Netzunterdrückung, negativ

Typische Daten:

Geregelte Ausgangsspannung

-15 V

Netzregelung ($\Delta U_E = 3 \text{ V}$)

1 mV

Lastregelung ($\Delta I_A = 50 \text{ mA}$)

2 mV

$$-U_A = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{U_{\text{Ref}}}{2}$$

Negative Regler mit hoher Netzunterdrückung

In den negativen Reglern mit einem Längstransistor gibt es nur die Stromabweichung, die von dem festen Widerstand über dem Kollektor des Serientransistors verursacht wird.

Ersetzt man den Widerstand durch eine FET-Stromquelle (wie in Bild 39), wird die Netzunterdrückung wesentlich verbessert, typisch über 100 dB. Die Ausgangsspannung liegt im Bereich von $-9,5\text{ V}$ bis -40 V und kann bis auf -2 V herabgesetzt werden durch den Einsatz einer positiven Versorgung nach Bild 37 c. R_5 und T_2 müssen so ausgewählt werden, daß sie genügend Basis-Strom für T_1 unter ungünstigsten Bedingungen liefern. Eine gute Wahl für T_2 wäre ein 2N5484 mit R_5 gleich Null. Diese Lösung gibt genügend Basis-Strom für den T_1 ab.

Negative Regler, erdfrei

Überschreitet die gewünschte Ausgangsspannung den Maximalwert der Schaltung von 40 V , dann sollte eine Zener-Diode zur Spannungs-Begrenzung Verwendung finden (siehe Bild 40). Die gewählte Zener-Spannung kann zwischen $9,5\text{ V}$ und 40 V liegen, bei geringer Leistungsänderung. Die Schaltung ist die Ergänzung zu Bild 34. R_6 muß so gewählt werden, daß er bei minimaler Eingangsspannung ausreichend Strom für die Vorspannung von D_1 im Standard-Betrieb des TDB 0723 liefert. R_5 wird nach den Bedingungen von Bild 37 b ausgewählt.

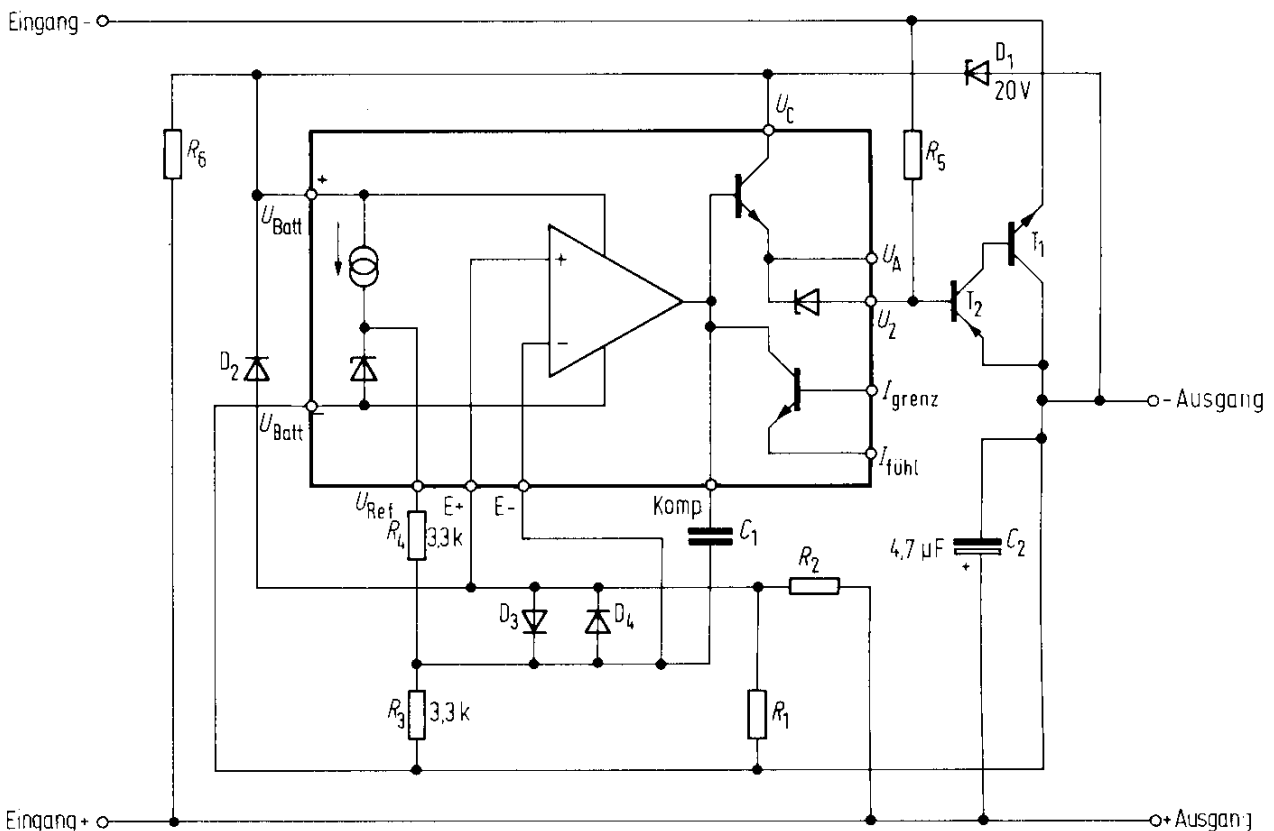


Bild 40 Erdfreier negativer Regler

Typische Daten:

Geregelte Ausgangsspannung	-100 V
Netzregelung ($\Delta U_E = 3\text{ V}$)	30 mV
Lastregelung ($\Delta I_A = 1\text{ A}$)	20 mV

$$-U_A = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{U_{\text{Ref}}}{2}$$

Stromregler

In Bild 41 a gibt der Regler eine Spannung über R_p ab, die gleich der über R_2 liegenden Spannung ist. Der resultierende Strom wird addiert zum Ruhe-Strom des Reglers I_{SB} und zum Strom durch R_2 und ergibt den Regler-Strom I_A an der Last R_L . Aufgrund dieser Addition sinkt die Netzregelung für Ausgangsströme unter 10 mA.

Die Eingangsspannung muß größer sein als $(I_L \cdot R_{Lmax}) + 9,5 V$, um ausreichende Spannung für der TDB 0723 zu gewährleisten. Bild 41 a zeigt die Stromentnahme bei einer positiven Spannung am positiven Eingang. Der Eingang kann natürlich geerdet sein, während R_L an einer negativen Spannung liegt. Ähnlich kann der Ausgangs-Anschluß an Masse oder an eine negative Spannung gelegt werden, wenn der Eingang einen geregelten Strom in der Größe I_L bereitstellt. Auf keinen Fall dürfen zwischen negativem und positivem Eingang mehr als 40 V liegen.

$$I_L = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{U_{Ref}}{R_p} + I_{SB} + I_{R2} = \frac{U_{Ref}}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R_2}{R_p}\right) + I_{SB}$$

Für Ausgangsströme über 10 mA wird daraus:

$$I_L = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{U_{Ref}}{R_p} + I_{SB} \approx \frac{3000}{R_p[\Omega]} + I_{SB} \text{ [mA]}$$

mit den genannten Werten für R_1 und R_2 .

Ist eine Spannung höher als 40 V erforderlich oder reicht die Regelung nach Bild 41 a nicht aus, kann die Schaltung nach Bild 41 b benutzt werden. Dies ist eine erdfreie Präzisions-Stromquelle mit der Qualität einer 0,5%igen Regelung. In dieser Schaltung wird zur Versorgung des

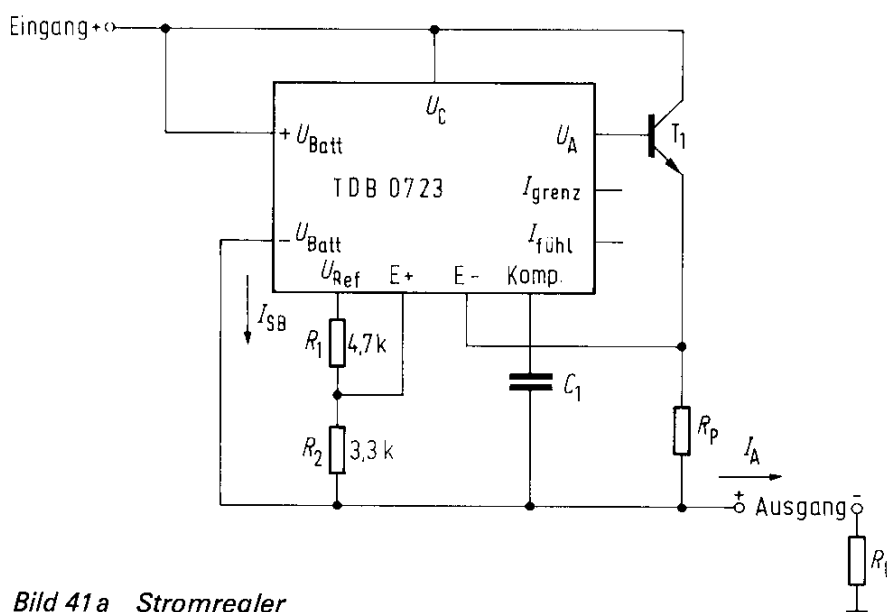


Bild 41 a Stromregler

Typische Daten:

Ausgangsstrom	3,0 mA
Netzregelung ($\Delta U_E = 5 V$)	0,3 mA
Lastregelung ($\Delta R_L = 200 \Omega$)	0,2 mA

TDB 0723 eine erdfreie Spannung von 20 V verwendet (typisch ist ein gleichgerichteter Halbwellen-Ausgang einer separaten Transformator-Windung der Netzversorgung), so daß die Ruheströme und Referenzströme nicht noch zum gewünschten Ausgangsstrom hinzukommen.

$$I_L = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{U_{\text{Ref}}}{R_p}$$

Justiert man P_1 so, daß die Spannung über R_2 gleich 3 V wird (siehe Bild 41b), dann ist

$$I_L = \frac{3000}{R_p} \text{ [mA]}.$$

Sowohl Ausgangsstrom als auch Ausgangsspannung werden vom Längstristor T_1 begrenzt. Die Dioden D_3 durch D_4 sind Schutzdioden, die immer vorgesehen werden sollten, wenn die Eingangsspannung 40 V überschreitet.

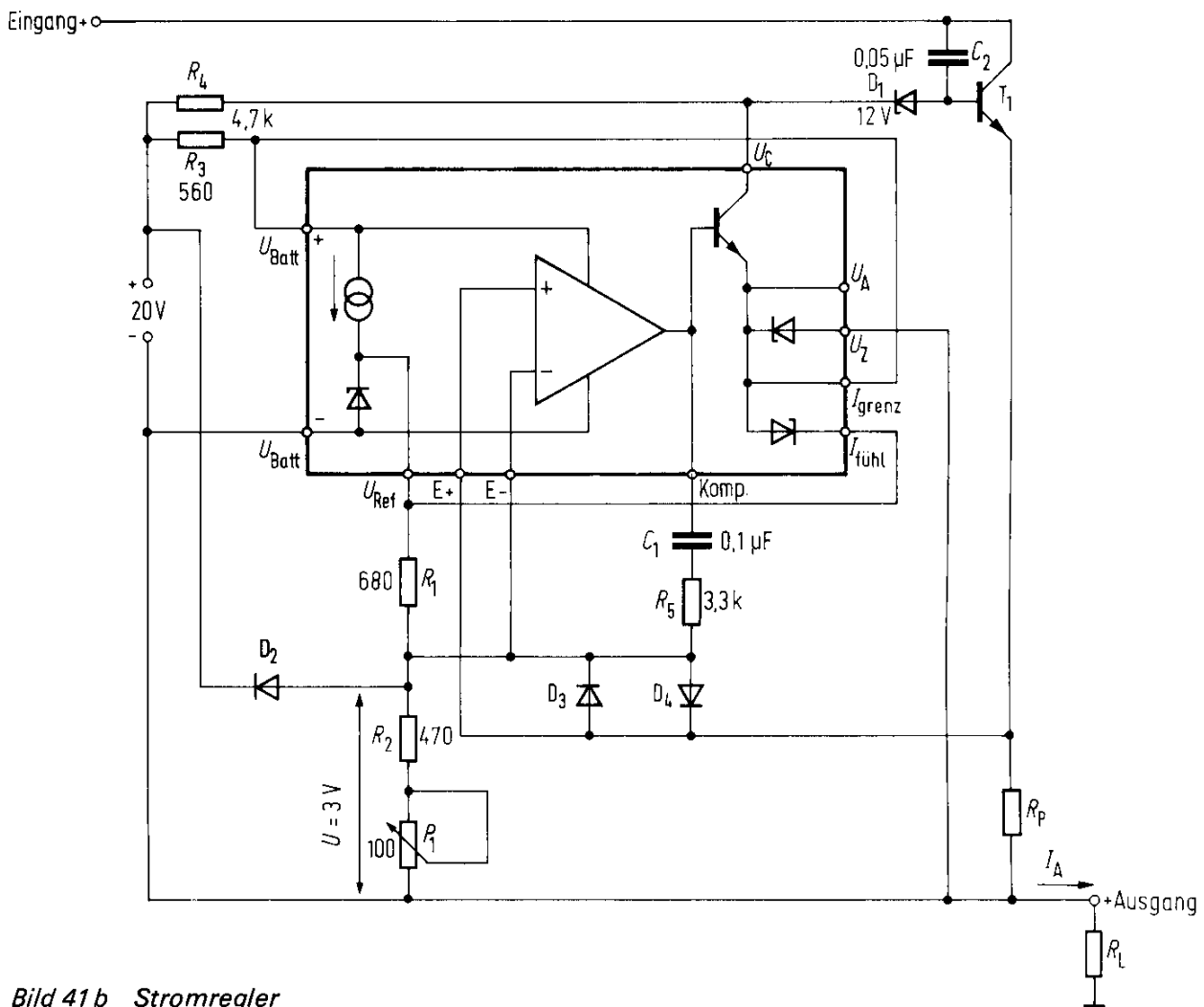
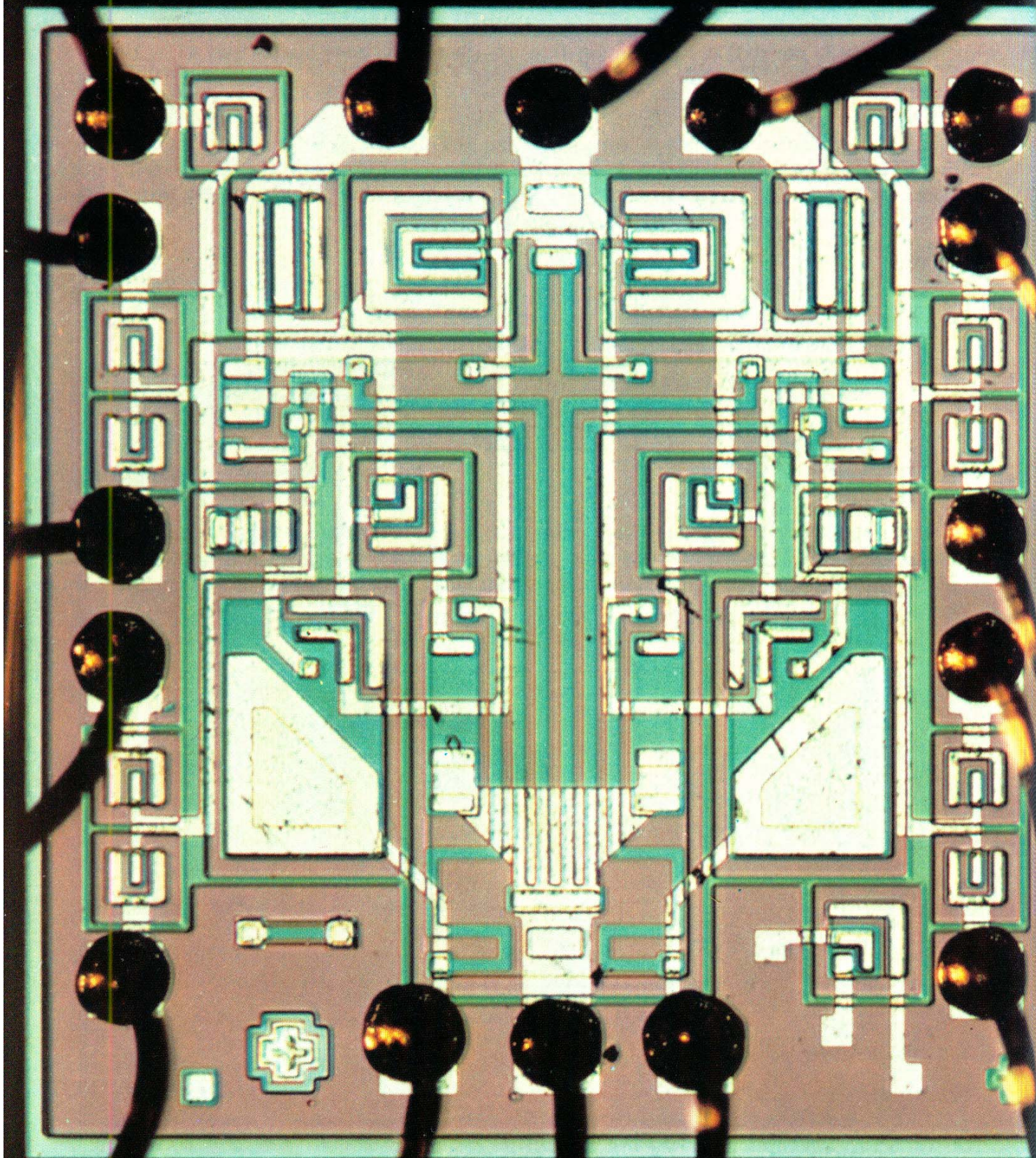


Bild 41 b Stromregler

Typische Daten:

Ausgangsstrom	10 mA
Netzregelung (% von ΔU_E)	< 0,1%
Lastregelung ($\Delta U_A = 10 \text{ V}$)	< 0,5%



Präzisions-Spannungsregler

Bild 42 benutzt für eine 0,005%ige Lastregelung das gleiche Prinzip wie die vorhergehende Schaltung. Die Ausgangsspannung liegt im Bereich von 0V bis zur Grenze des Längstransistors. Der Ausgangsstrom ist ebenfalls nur durch den Längstransistor begrenzt; Kurzschlußschutz besteht, wenn R_0 wie oben beschrieben gewählt wird. Schutzdioden D_2 , D_3 und D_4 sollten eingesetzt werden, wenn die Eingangsspannung 40 V überschreitet.

$$U_A = \frac{R_2 - R_1}{R_1} \cdot \frac{U_{Ref}}{2}$$

Mit den angegebenen Werten ergibt dies einen Ausgangsspannungsbereich von 0 V bis 100 V.

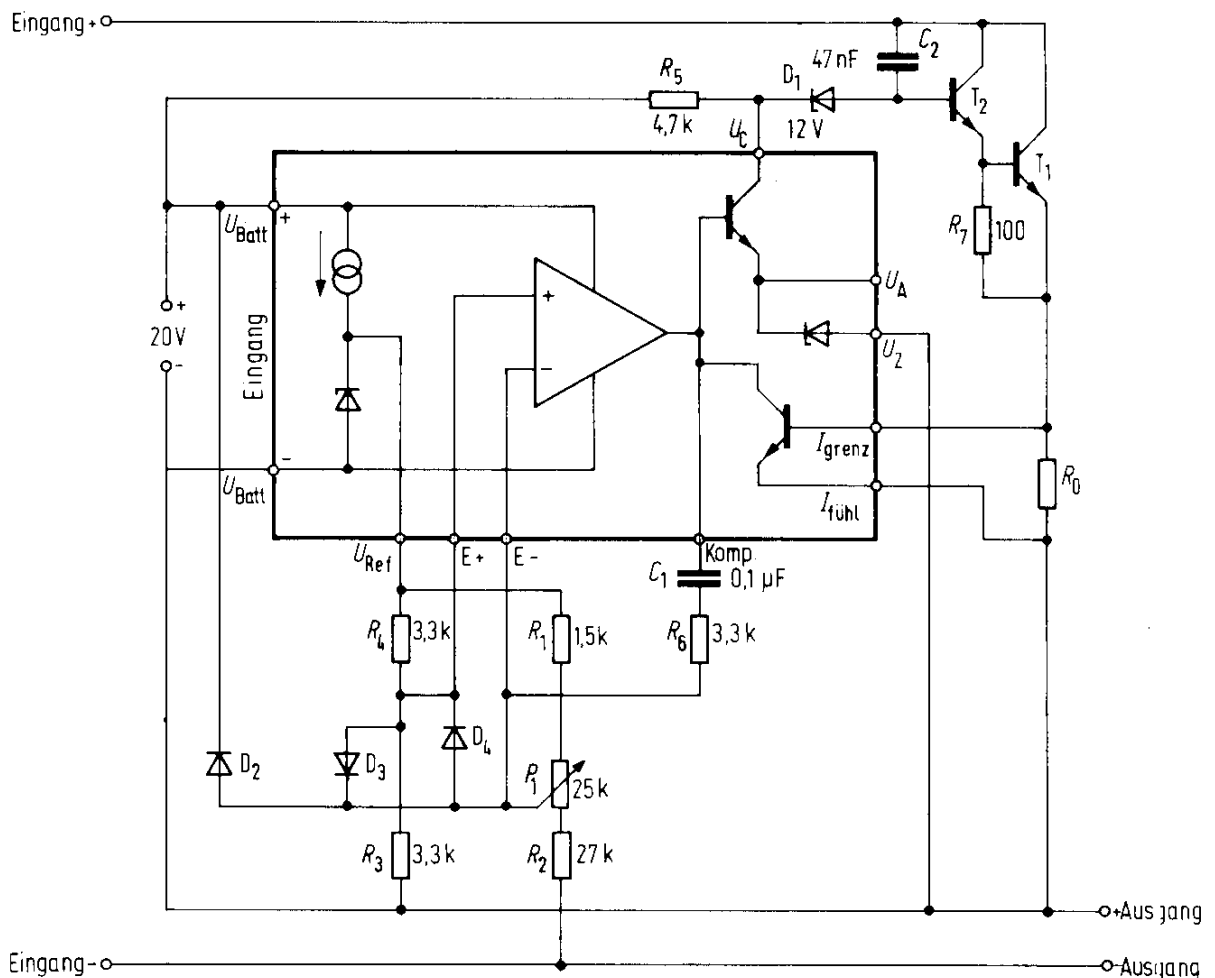


Bild 42 Präzisionsspannungsregler

Typische Daten:

Geregelte Ausgangsspannung	0,1 V
Netzregelung (% von ΔU_E)	<0,01%
Lastregelung (% von U_A)	<0,005%

$$U_A = \frac{R_2 - R_1}{R_1} \cdot \frac{U_{Ref}}{2}$$

◀ Kontaktierverfahren »Nail-Head« mit 25 μ m starken Golddrähten auf der Halbleiterschaltung.

Rücklauf-Strombegrenzung

Die Rücklauf-Strombegrenzung ist eine wichtige Alternative zu den üblichen Strombegrenzungsmethoden, besonders bei hoher Ausgangs-Verlustleistung. Praktisch ist das die Folge der Chip-Erwärmung bei Kurzschluß.

Im folgenden wird angenommen, daß eine geregelte Ausgangsspannung vorhanden ist, bis zu einem maximalen Ausgangsstrom I_{\max} . Dieser Strom fällt bei sinkender Last zurück auf einen Wert I_0 (Kurzschlußlast). Die Regelung nimmt bei Annäherung an I_{\max} beträchtlich ab. Der Ausgangsstrom kann in einem solchen Regler auf ungefähr 80% von I_{\max} begrenzt werden.

In Bild 43 a und 43 b wird eine Methode zur Erzeugung der für die Rücklaufaktion erforderlichen positiven Rückkopplung gezeigt, die einen Minimalaufwand an Kosten und Teilen verursacht. Sie wendet die positive Rückkopplung infolge verstärkten Stromflusses durch die Widerstände R_1 und R_2 unter Kurzschlußbedingungen an. Der Basis-Übergang des Fühler-Transistors wird in Vorwärtsrichtung vorgespannt. Die endgültige Höhe des Rückschaltens hängt ab vom relativen Anteil des Spannungsabfalls über R_2 und R_0 am Basis-Strom des Fühler-Transistors. Im aktiven Bereich, wo der Spannungsaufbau von R_2 und R_0 den Basis-Strom an den Fühler-Transistor liefert, wird die volle Ausgangskapazität jeweils wieder erreicht, wenn ein Kurzschluß des Ausgangs wieder beseitigt wird. Sobald kein Spannungsaufbau über R_0 entsteht, der einen Teil des Basis-Stroms liefert, ist eine 100%ige positive Rückkopplung realisiert. Um den normalen Betrieb wieder herzustellen, ist eine Rückschaltung erforderlich, sobald der Kurzschluß entfernt ist.

In Bild 43 a und 43 b führt die Eingangsspannung am Strombegrenzungstransistor ($U_{R0} + U_{R2}$) zu

$$I_0 = \frac{U_F}{R_0} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} - \frac{U_E}{R_0} \cdot \frac{R_2}{R_1} \text{ und}$$

$$I_{\max} = I_0 + \frac{U_A}{R_0} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

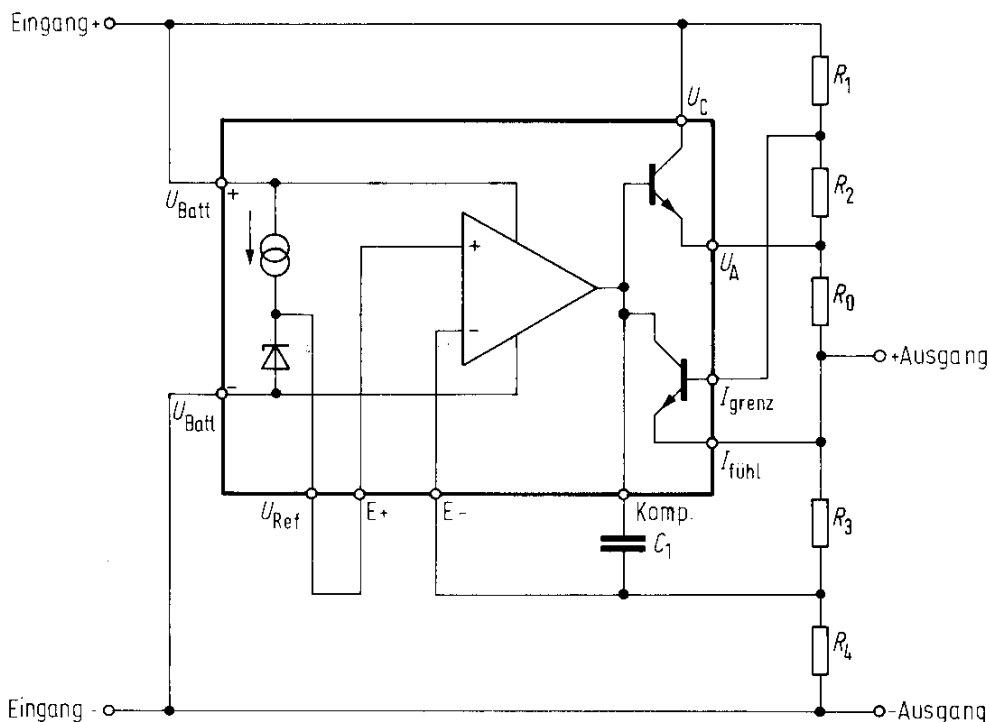


Bild 43 Rücklauf-Strombegrenzung am positiven Regler

Ein gewünschter I_{\max} mit $I_0 \approx 0$ wird erreicht, wenn man in dem Verhältnis $\frac{R_2}{R_1}$ setzt:

$$R_1 \text{ [k}\Omega\text{]} = U_E - U_F \text{ [V]} \text{ und}$$

$$R_2 \text{ [k}\Omega\text{]} = U_F \text{ [V]}. \quad (R_2 = 620 \Omega)$$

Damit wird

$$R_0 = \frac{U_A}{I_{\max}} \cdot \frac{R_2}{R_1} = \frac{U_A}{I_{\max}} \cdot \frac{U_F}{U_E - U_F}$$

In Bild 44 wird empfohlen, eine Darlington-Schaltung anstelle der Leistungstransistoren T_1 und T_2 zu verwenden. Damit kann für R_5 ein relativ hoher Wert (typisch 50 k Ω) eingestellt werden. T_3 wird mit einem niedrigeren Strom als bei Kurzschlußbedingung betrieben.

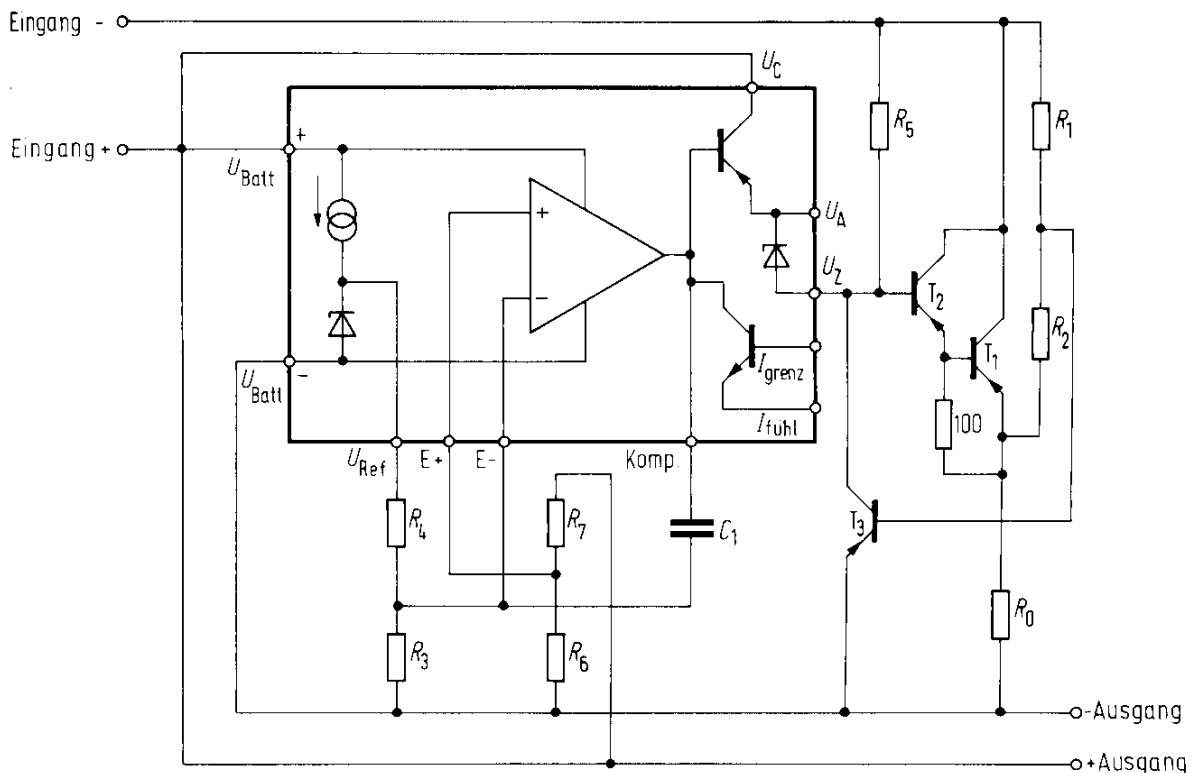


Bild 44 Rücklaufstrombegrenzung bei negativem Regler

Wird R_5 verkleinert, so steigt der durchfließende Strom stark, und der T_3 -Basis-Strom bis zu einem Punkt an, wo der Rücklauf-Strom einen einwandfreien Betrieb nicht mehr gewährleistet; dabei ist vorausgesetzt, daß der negative Eingang auf 0 V zurückgeht.

Die Verriegelungsbedingung oder 100%ige positive Rückkopplung erreicht man durch jede Veränderung der Eingangsspannung, die den Spannungsabfall an R_2 über das 10-mV-Fenster hinaus erhöht wie durch einen Kurzschluß. Dieser Schaltzustand kann nur aufgehoben werden durch Unterbrechung des positiven Rückkopplungspfad mit Handrücksetzung, um die Längstransistoren erneut in normaler Weise zu betreiben.

Ein zusätzlicher extern Transistor T_1 (Bild 45) ergibt die gleiche Rücklauf-Begrenzung wie in Bild 43, gestattet jedoch die Ausweitung des aktiven Erholungsbereiches um ein Mehrfaches gegenüber der Grundschaltung.

Aufgrund der Sättigung des Strom-Fühler-Transistors wird die Verriegelung problematisch. Da die zusätzlich gezeigte Beschaltung als eine Antisättigungsschaltung betrieben wird, überbrückt sie den Basis-Strom in Vorwärtsrichtung bis zu einem Wert, der durch den Spannungsteiler $\frac{R_3}{R_4}$ und die Basis-Emitter-Schwelle von T_1 vorgegeben ist. Dieser zusätzliche Transistor arbeitet als U_{BE} -Spannungsregler. Die gute thermische Kopplung in der integrierten Schaltung hält die Rücklaufstrom-Ansteuerung auf einem gleichbleibenden Niveau.

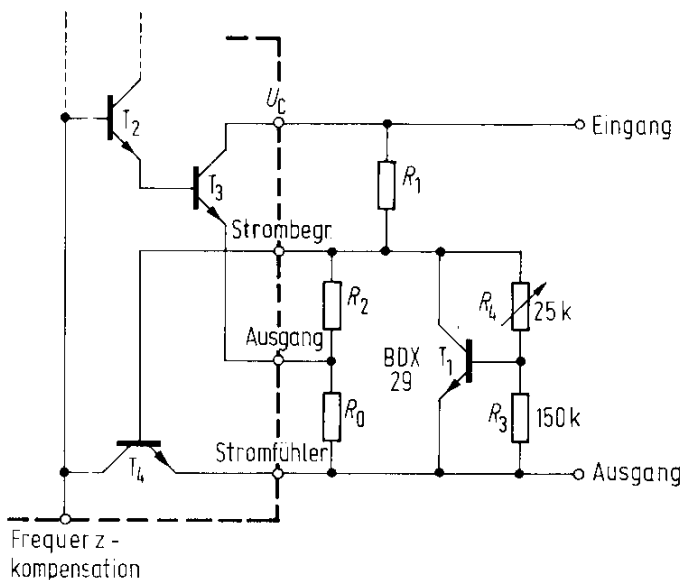


Bild 45 Rücklaufstrombegrenzung (modifiziert)

Die Rücklauf-Widerstände R_1 und R_2 sind entsprechend der Gleichung von Bild 43 dimensioniert. Der als T_1 benutzte Transistor BDX 29 wurde bei einem Kollektor-Strom von $2 \mu\text{A}$ sowohl wegen der guten Eigenschaften der Basis-Emitter-Diode als auch wegen seiner guten Verstärkungseigenschaften ausgewählt.

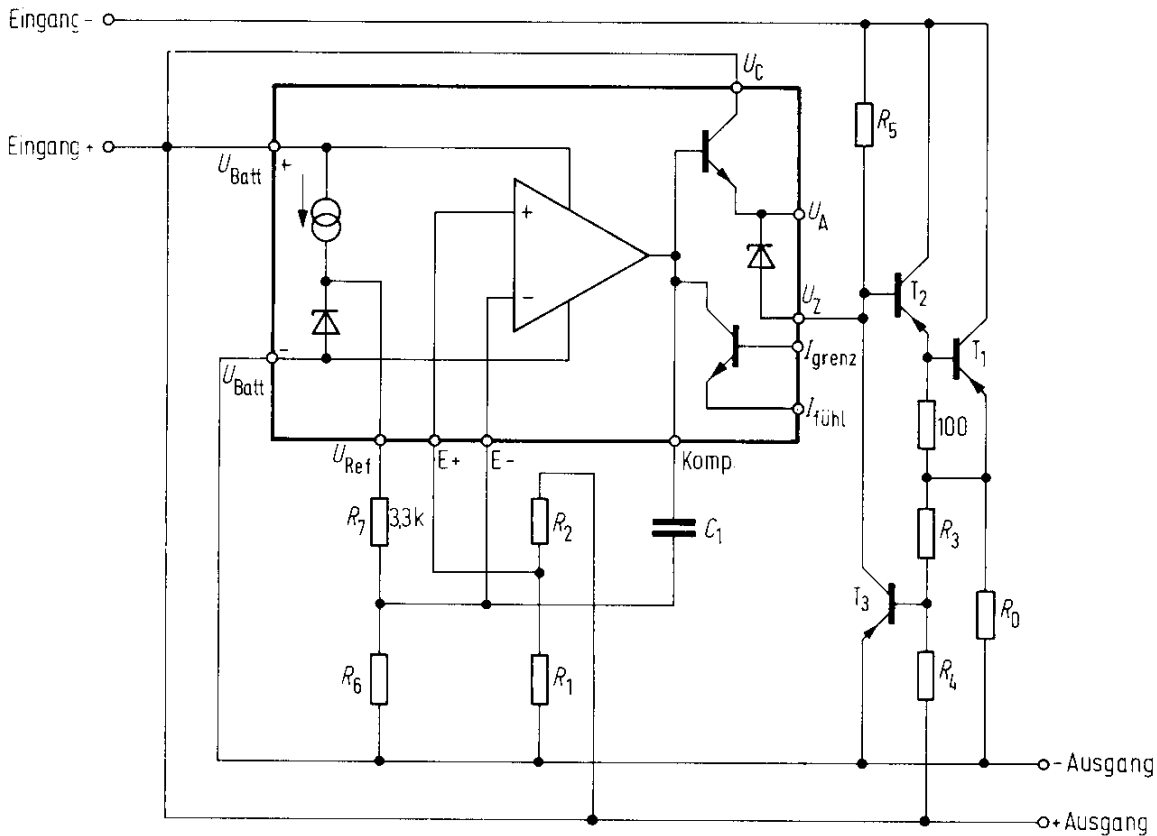


Bild 47 Rücklaufstrombegrenzung bei negativem Regler (Alternativ-Vorschlag)

Eine weitere Möglichkeit, niedrige Verlustleistung unter Kurzschlußbedingungen zu erzielen, wird in Bild 48 gezeigt. Bei dieser Schaltung nimmt nicht der Strom und die Spannungsbelastung ab, wie bei der Standardtechnik; statt dessen reduziert sich die Ausgangsspannung bei Kurzschluß auf normale Art, d. h. bei konstant hohem Ausgangsstrom solange, daß der FET ausgeschaltet bleibt. Sobald die Ausgangsspannung die Abschaltspannung erreicht, wird ein Nieder-Impedanz-Pfad rund um die Treiber- und die Ausgangsstufe gebildet, der die Folgebausteine abschaltet.

$$R_0 = \frac{U_{\text{SENS}}}{I_{\text{max}}}$$

$$R_1 \leq \frac{U_{\text{Emin}} - U_{\text{GSmax}}}{U_{\text{GSmax}}} R_{\text{Lmin}}$$

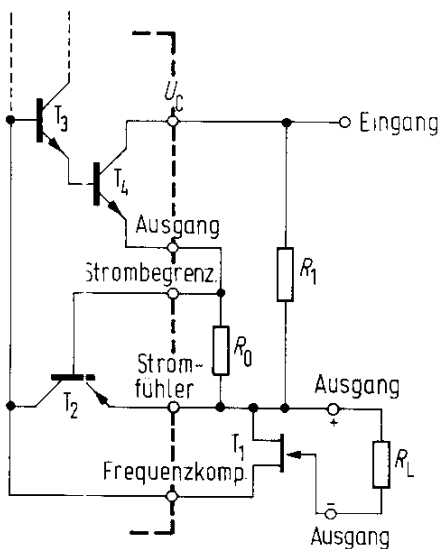


Bild 48 Rücklaufstrombegrenzung (FET)

Eine Spannung über dem Normal-Lastwiderstand R_L , die höher ist als die Abschaltspannung des FET bei Aufhebung des Kurzschlusses, bringt die Erholzeit. Diese Spannung liefert der Überbrückungswiderstand R_1 .

Der FET sollte dabei eine maximale Abschaltspannung von ungefähr $\frac{2}{3} U_A$ haben. Seine minimale Abschaltspannung sollte aber nicht so niedrig sein, daß zusätzliche Sicherheitsmaßnahmen in der Ausgangsstufe des TDB 0723 notwendig werden.

Kurzschlußfühler mit niedrigem Verlust

In Hochstromschaltungen führen die 0,5 V, die notwendig sind, um den Strombegrenzungspunkt zu fühlen, zu einem beträchtlichen Stromverlust. In Bild 49 wird ein höherer allgemeiner Stromverlust durch eine niedrigere Fühlspannung erreicht. Der Strombegrenzungspunkt wird bestimmt durch den Teil der Ausgangsspannung des $\mu A 777$, der als positive Rückkopplung wirkt. Maßgebend hierfür ist das Verhältnis $R_1 : R_2$. Im gezeigten Beispiel ist dieses Verhältnis 1000 : 1. Infolge der Spannungsschwankung am Ausgang von ungefähr 13 V, beträgt die Fühlspannungsschwelle 13 mV. Wird diese Schwelle durch eine Spannung überschritten, die sich über dem Stromfühlwiderstand R_{KS} aufbaut, dann wird der $\mu A 777$ von seinem Rücksetzstand (Ausgang hoch) in seinen aktiven Stand (Ausgang niedrig) gebracht. Dadurch wird die Stromversorgung abgeschaltet und der Kompensationsanschluß an Minus gelegt. Der Rücksetz-Knopf stellt wieder normalen Betrieb her.

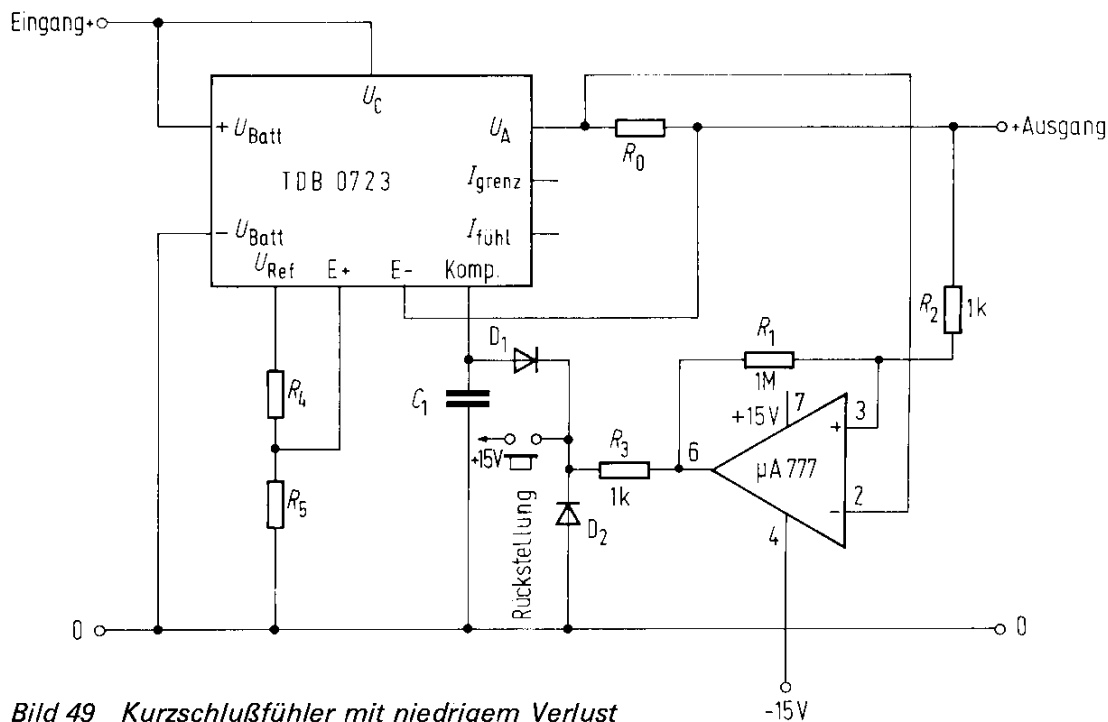


Bild 49 Kurzschlußfühler mit niedrigem Verlust

Kurzschlußfühler, temperaturstabilisiert

Diese Schaltungsmodifikation verwendet den Vorteil des internen Temperaturnachlaufs, der in einem integrierten Schaltkreis vorkommt. Da der Strombegrenzungstransistor und die internen Längstransistoren nach dem gleichen Verfahren hergestellt werden, sind ihre Basis-Emitter-Temperaturkoeffizienten ungefähr gleich. In Bild 50 wird der Strombegrenzungstransistor so angeschlossen, daß sich die Temperaturkoeffizienten der Schaltung aufheben. Dies wird erreicht durch eine Brückenschaltung über die Widerstände R_4 und R_5 , die deren Spannungsabfall auf das Niveau des Spannungsabfalls einer Diode reduziert. Diese Span-

Auf eine DIL-14-Spinne aufgeklebter Chip einer Halbleiterschaltung. Der Chip ist mit 25 μm starken Golddrähten im »Nail-Head-Thermokompressionsverfahren« kontaktiert. Die Kontaktierung auf der Spinne selbst erfolgt nach dem »Wedge«-Verfahren. ►

nung, die über R_4 liegt, wird durch eine gleiche und gegensätzliche Spannung kompensiert, die durch eine FET-Stromquelle an R_3 liegt. Am Strombegrenzungstransistor liegen diese beiden Spannungen, plus der Spannung über R_0 . Bei Raumtemperatur wird die Stromquelle durch P_2 justiert, so daß zwischen den Punkten A und B eine Spannung von 0 V herrscht. Dadurch wird der Strombegrenzungstransistor bei Raumtemperatur aktiviert, wenn die Fühler-spannung des TDB 0723 über R_0 aufgebaut wird, während sich die Spannungen über R_3 und R_4 gegeneinander aufheben.

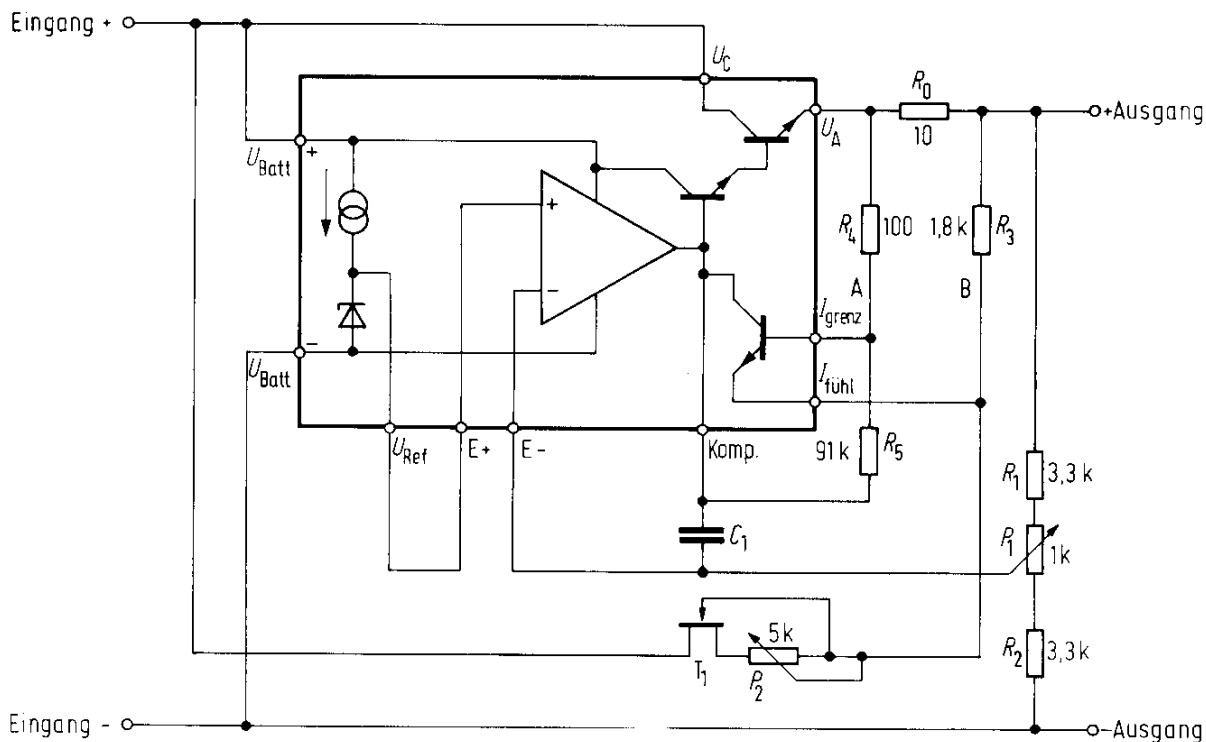
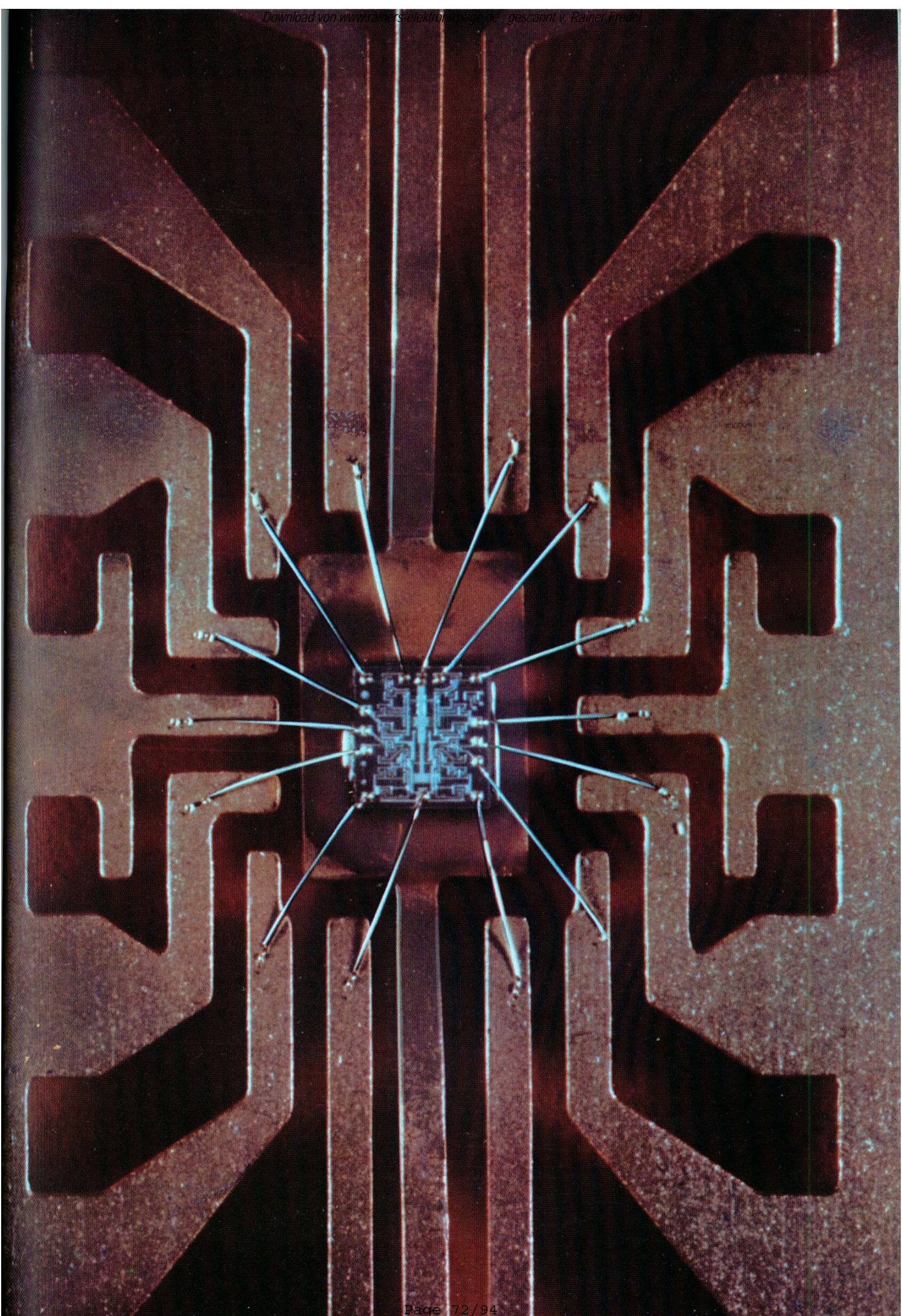


Bild 50 Temperaturstabilisierter Kurzschlußfühler

Die Schwelle des Strombegrenzungstransistors hat die Eigenschaft, der Spannung über R_4 mit der Temperatur nachzulaufen. Deshalb bleibt die Stromquelle konstant mit der Temperatur, solange auch die durch R_0 eingestellte Strombegrenzung mit der Temperatur konstant bleibt. Bild 50 bezieht sich auf eine Ausgangsspannung von 15 V und auf einen unregelmäßigen 25-V-Eingang. Bei Verwendung höherer Eingangsspannungen wird ein FET mit höherer Durchbruchspannung erforderlich.



Fernabschaltung

Ein TDB 0723 kann abgeschaltet werden, indem man den Kompensations-Anschluß herauszieht, wobei der Treiberstrom für die Ausgangsstufe an Masse geschaltet wird. Die einfachste Methode, das bei einem positiven Regler zu erreichen, wird in Bild 51a gezeigt. Wird die Strombegrenzungsfunktion benötigt, kann ein externer Transistor eingesetzt werden (T_1 in Bild 51b). Der logische Eingang kann von jeder beliebigen positiven Spannungsquelle kommen, z. B. von TTL oder CMOS, und muß mehr als $100 \mu\text{A}$ an den Strombegrenzer-Anschluß oder an die T_1 -Basis bringen. Der R_3 kann ein typischer $3\text{-k}\Omega$ -Widerstand aus einem 5-V-TTL-System sein oder ein $10\text{-k}\Omega$ -Widerstand aus einer 10-V-CMOS-Serie.

Um die Ausgangsstufe vor zu hohen Basis-Emitter-Spannungsspitzen zu schützen, die während des Abschaltens auftreten können, sollte D_1 vorgesehen werden, wenn die Ausgangsspannung größer als 10 V ist. R_4 reduziert den Spitzenstrom, der dann fließt, wenn T_1 gesättigt ist.

Zur Fernabschaltung eines negativen Reglers benötigt man eine zusätzliche äußere Beschaltung, wie sie rechts der gestrichelten Linie in Bild 51c angegeben ist. Bei Betrieb wird T_3 durch einen logischen L-Eingang U_{ILmax} abgetrennt, wodurch kein Abschaltkreis entsteht. Ein logischer H-Eingang U_{IHmin} (von einem TTL- oder CMOS-Gatter) schaltet T_3 gemeinsam mit der durch R_8 begrenzten Basis-Ansteuerung an. Der Widerstand R_5 wird ausgewählt für die ungünstigste Bedingung an den Längstransistoren

$$R_5 = \frac{U_{\text{Emin}} - U_{\text{A}} - 2U_{\text{BE}}}{I_{\text{Bmax}}(T_2)}$$

Aus $2U_{\text{BE}}$ wird $3U_{\text{BE}}$, wenn D_2 eingeschlossen ist.

Durch Ausschalten von T_1 wird D_1 in Vorwärtsrichtung mit einem Strom vorgespannt, der durch R_7 begrenzt ist. Das Verhältnis $\frac{R_7}{R_5}$ wird so errechnet, daß der Ausgang der Versorgung immer an Masse liegt, wenn der logische Eingang hoch liegt.

$$\frac{R_7}{R_5} = \frac{U_{\text{IHmin}}}{U_{\text{Emax}}}$$

Diese Formel garantiert, daß der Übergang von R_5 auf R_7 während des Abschaltens stets positiv ist: ($-R_8 = 10 \cdot R_7$), wodurch T_3 eine erzwungene Stromverstärkung von 10 erhält und der Regler voll gesättigt wird. Die Diode D_2 schützt die Ausgangselemente vor gelegentlichen Überspannungen und sollte immer dann vorgesehen werden, wenn die Ausgangsspannung größer ist als die kombinierten Basis-Emitter-Durchbruchsspannungen der Längstransistoren.

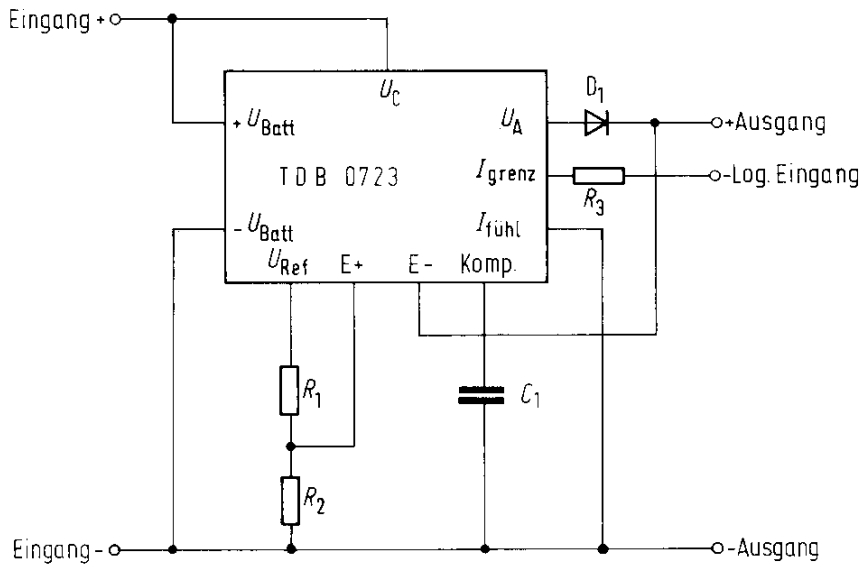


Bild 51 a Fernabschaltung

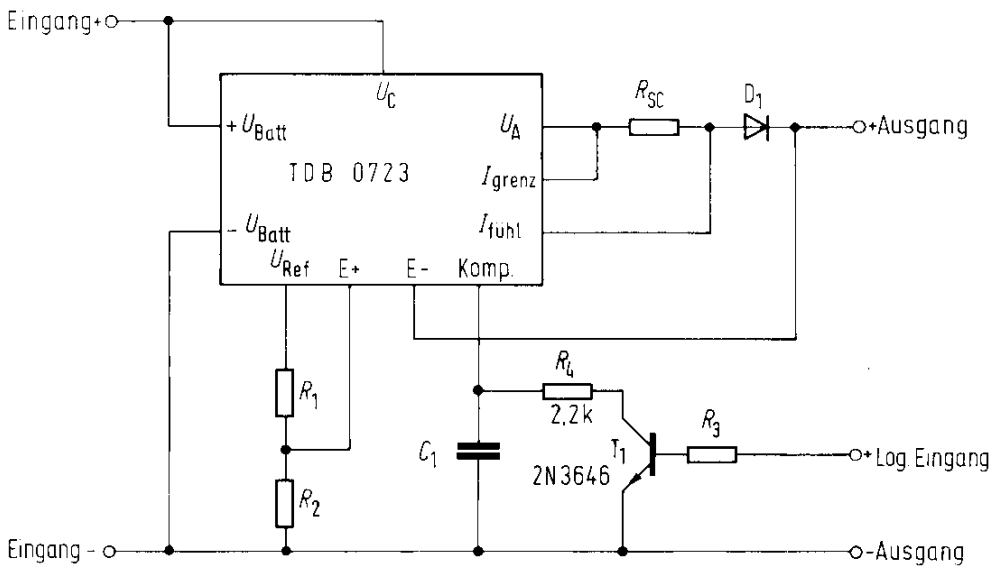


Bild 51 b Fernabschaltung

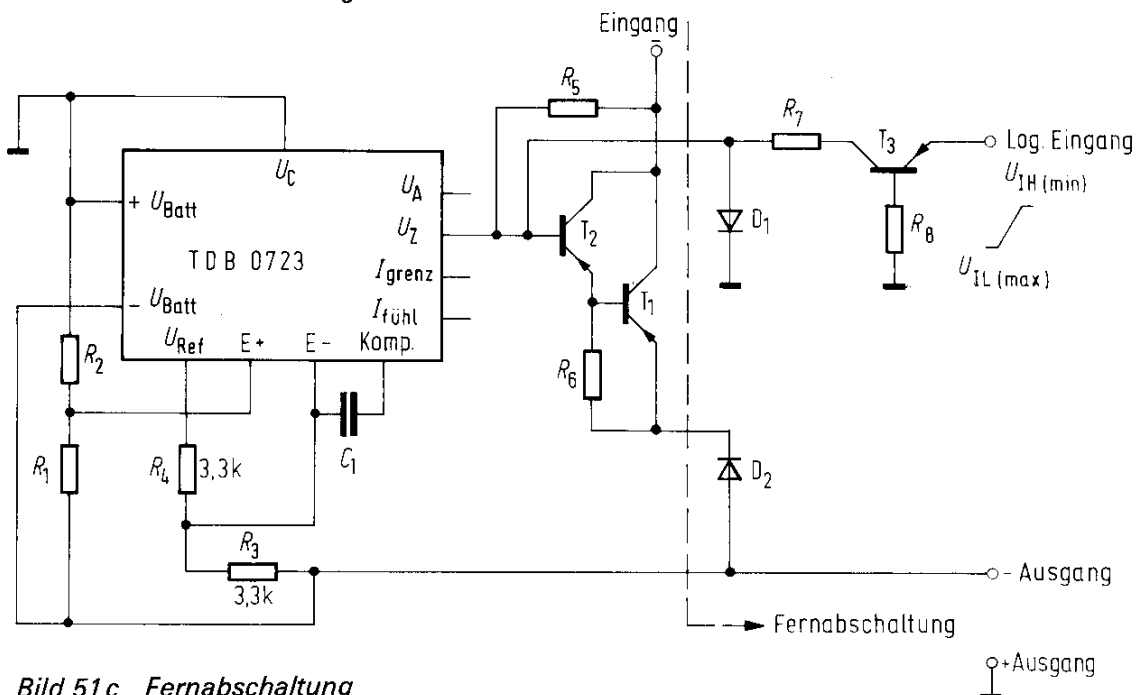


Bild 51 c Fernabschaltung

Überspannungs-»Crowbar«-Schutz

Bild 52 zeigt den TDB 0723 in einer Anwendung als verriegelter Komparator und Thyristor. Er liefert auch die temperaturkompensierte Referenz, die für eine genaue Überspannungsführung nötig ist. Bei normalem Betrieb stellt man P_1 so ein, daß die Spannung an Punkt A negativer ist als die Referenzspannung (typisch 7,15 V). Die Spannung über dem Komparator R_2 (das ist der Regelverstärker TDB 0723) wird vorgespannt, so daß der Ausgang gegen Minus-Spannung getrieben und die interne 6,2-V-Zener-Diode abgetrennt wird. Somit kann im Thyristor D_2 kein Gate-3-Strom fließen; er bleibt in einem »Sperr«-Zustand. D_1 blockiert unter diesen Bedingungen den positiven Rückkopplungspfad. Dadurch fließt kein Strom durch R_4 .

Im »Crowbar«-Betrieb ändert der Komparator seinen Zustand, sobald die Spannung über R_2 ihre Polarität wechselt, nämlich dann, wenn die Spannung an Punkt A positiver wird als U_{Ref} . Dazu wird das Potentiometer P_1 so eingestellt, daß dies beim gewünschten Überspannungsauslösepunkt geschieht (typisch: $U_A + 10\%$). Wenn der Komparator schaltet, wird U_A bis auf die Höhe der positiven Eingangsspannung gezogen, und der Thyristor wird mit Gitterstrom angesteuert. Der Gitterstrom ist durch R_5 begrenzt. Wenn U_A größer wird als U_{Ref} , verriegelt die positive Rückkopplungsschleife R_4/D_1 den Komparator im eingeschalteten Zustand.

Durch die Ansteuerung des Thyristors wird eine niedrige Impedanz über die unregelte Versorgungsspannung an Minus gelegt, wodurch die Sicherung auslöst. Die Zeit, die vom Beginn der Überspannung bis zur Blockierung des Thyristors vergeht, beträgt ungefähr 1 μs ; im Bedarfsfall kann dieser Schaltvorgang verlangsamt werden durch einen Kondensator zwischen Frequenzkompensations-Anschluß und invertierendem Eingang des TDB 0723.

Für viele Fälle ist es wichtig, bei Abweichungen der geregelten Versorgungsnetze vom normalen Wert Alarm zu geben und irgendeine Aktion auszulösen, wie z. B. System-Abschaltung oder System-Wechsel. Ein solches Fehler-Anzeige-System benötigt Überspannungs- und Unterspannungs-Monitore sowohl für die positiven als auch für die negativen Leistungsschaltglieder. Der TDB 0723 kann für solche Fälle wirksam eingesetzt werden und liefert ein Ausgangssignal, das mit dem integrierter Schaltungen in TTL³-Technologie vergleichbar ist.

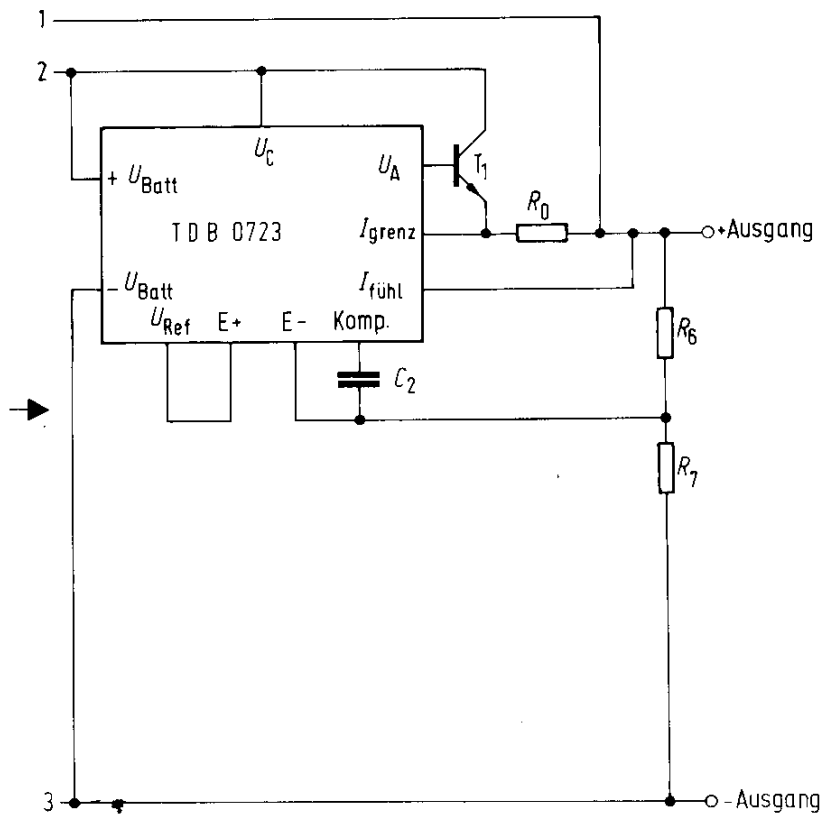
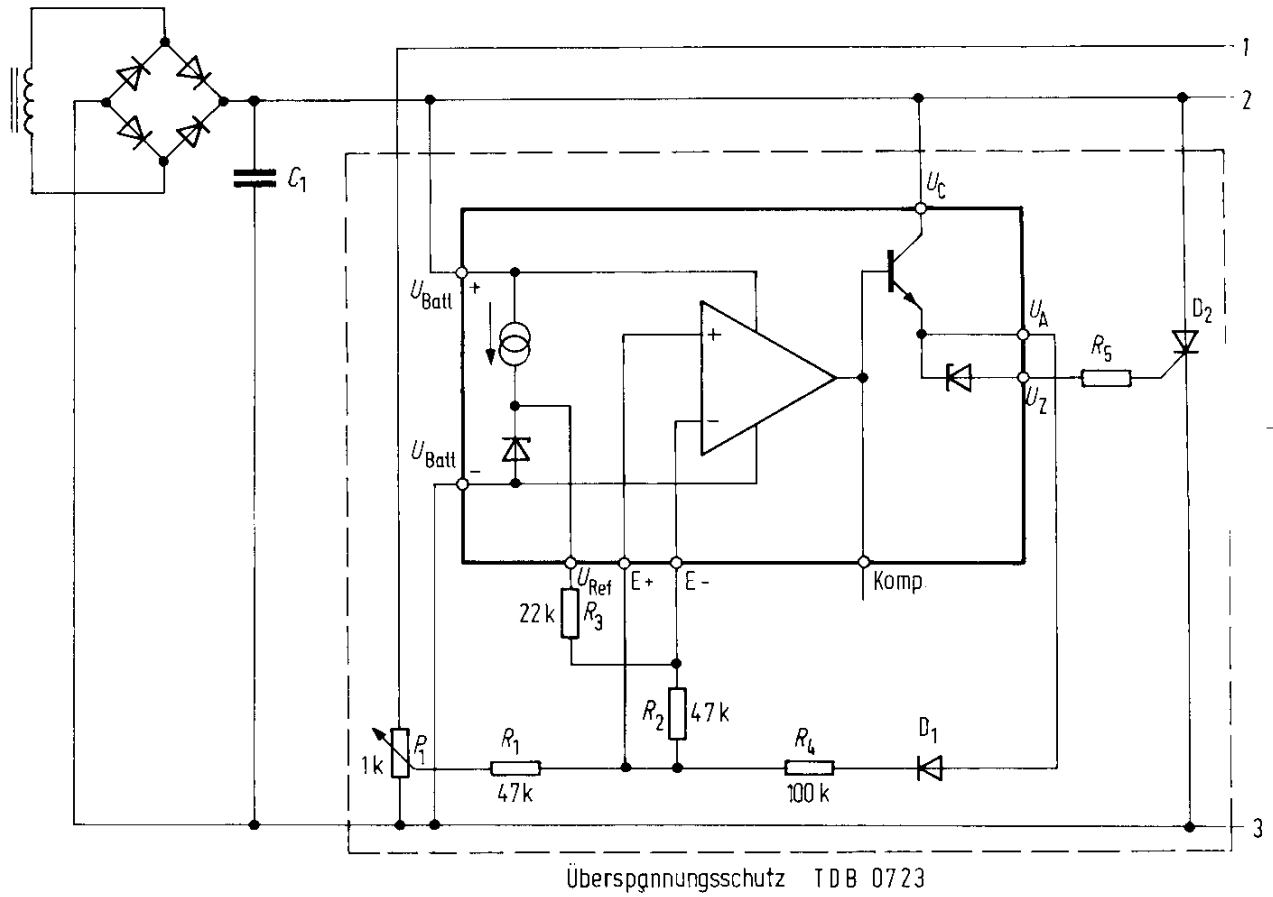


Bild 52 Über- und Unterspannungsanzeige

Bild 53 zeigt die Schaltung bei einer Unterspannung in einem positiven Versorgungsnetz. Die interne Referenzspannung U_{Ref} des TDB 0723 wird zur Erzeugung einer Schwellspannung von 2,0 V über R_4 verwendet.

Die anzuzeigende Spannung U_M wird durch R_M und R_1 geteilt. Dann vergleicht man die Spannung über R_1 mit der Schwellspannung über R_4 durch den Regel-Verstärker des TDB 0723. Wenn U_M ihren Nennwert erreicht hat, ist der Ausgang des TDB 0723 in seinem »H«-Zustand, der durch Verbindung des Frequenzkompensations-Anschlusses mit dem Übergang von R_2 und R_3 am U_{Ref} -Spannungsteiler auf ungefähr 3,3 V festgelegt ist. Der Stromfluß am Ausgang durch R_6 beträgt normalerweise 15 mA gegen Masse.

Sollte die angezeigte Spannung U_M um einen vorgegebenen Betrag abfallen, ändert der Regel-Verstärker seinen Zustand und die Ausgangsspannung nimmt ihren »L«-Stand an. R_6 ist imstande, eine TTL-Last zu betreiben (1,6 mA bei $U_{\text{max}} = 0,4$ V am Ausgang). Positives Schalten wird infolge der Hysterese gewährleistet, die man mit R_5 erreicht. R_M wird so angeglichen, daß die Spannung über R_1 gleich der Schwellspannung (2,0 V) ist, wenn U_M auf dem gewünschten Wert des Unterspannungspfades liegt.

Diese Schaltung ermöglicht auch eine Überspannungsanzeige bei einem positiven Versorgungsnetz und zwar durch Austauschen der Verstärkereingänge. Das ist durch die gestrichelten Linien gezeigt (Bild 53 a).

Die Schaltung in Bild 53 b ermöglicht eine Überspannungsanzeige für ein negatives Versorgungsnetz. Die angezeigte Versorgungsspannung $-U_M$ wird in dieser Schaltung auf U_{Ref} bezogen, um die Pegelverschiebung von jedem negativen Eingang zur +2,0-V-Schwellspannung zu erreichen.

Die Schaltzeiten für diese Anzeige-Schaltungen sind kürzer als typisch 1 μ s.

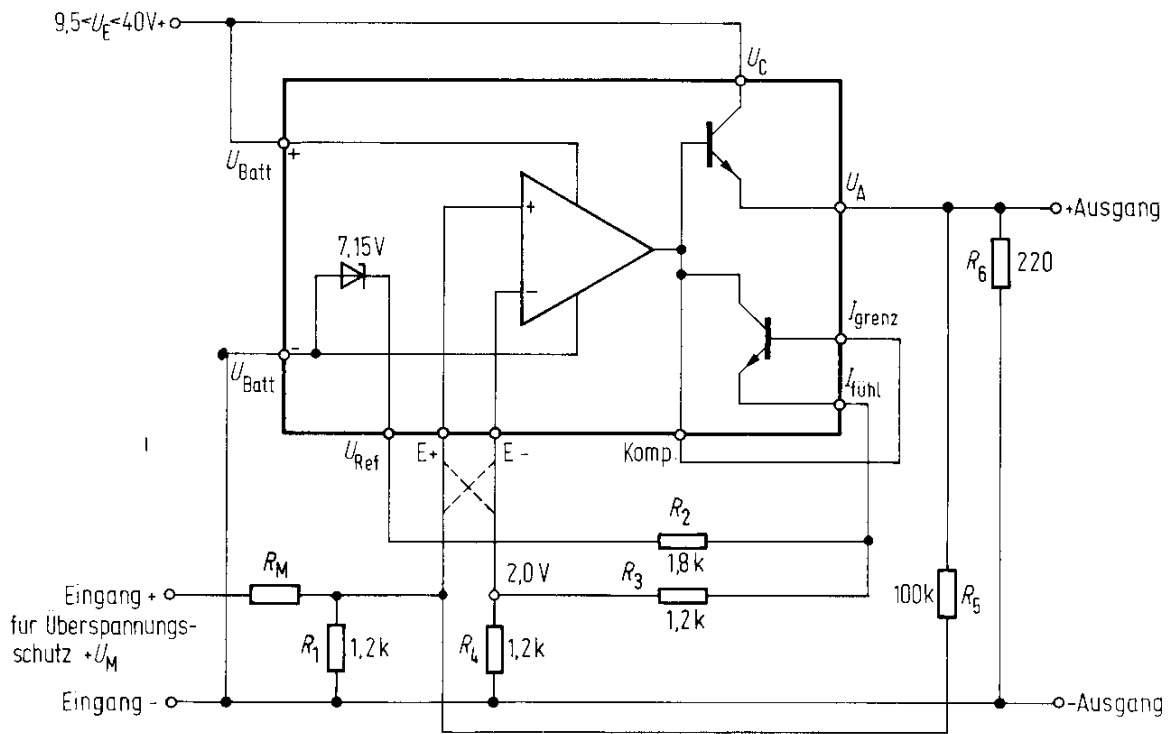


Bild 53a Für positives Versorgungsnetz

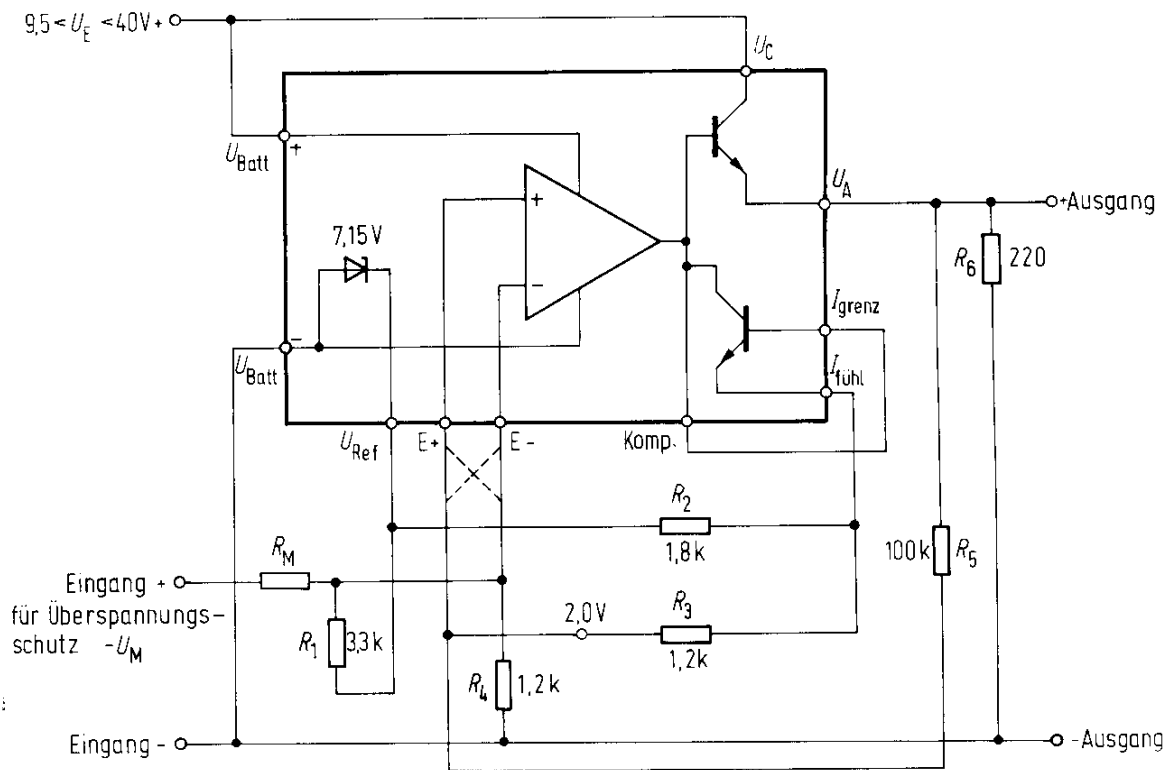


Bild 53b Für negatives Versorgungsnetz

Schaltregler

Bild 54a zeigt einen positiven Schaltregler; Bild 54b ist eine Version mit negativem Ausgang. Die Betriebsprinzipien von Schaltreglern und Konstruktionsformeln sind dem Anhang zu entnehmen.

Unter Bezugnahme auf Bild 54a und 54b ist die Ausgangsspannung

$$U_A = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{\text{Ref}} \quad \text{und} \quad -U_A = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{U_{\text{Ref}}}{2}$$

Es können auch andere Verstärkungs-Schaltungen verwendet werden, um den Ausgangsspannungsbereich zu erweitern, z. B. lineare Regler. R_6 (Bild 54a) begrenzt die Basis-Ansteuerung von T_2 auf ungefähr 10 mA durch Verwendung des internen Strombegrenzungstransistors im TDB 0723.

Der Wirkungsgrad dieser Schaltung liegt typisch bei 75% mit einem Ausgangsstrom von 1 A, und bei 73% mit einem Ausgangsstrom von 2 A. Ist ein Anschluß an U_Z nicht möglich (Bild 54b), kann eine 6,2-V-Zener-Diode in Serie mit U_A geschaltet werden. Wie in den linearen negativen Spannungsreglern ist die Mindest-Ausgangsspannung, die bei diesem Schaltungsaufbau benützt wird, $-9,5$ V. Spannungen zwischen -2 V und $-9,5$ V erreicht man durch eine positive Spannung am positiven Eingang und an der U_C -Klemme, so daß zwischen positivem und negativem Eingang Spannungen zwischen 9,5 V und 40 V liegen. Die Werte für R_4 , L_1 und C_1 errechnen sich aus der Konstruktionsformel des Anhangs.

Eine Methode des Kurzschlußschutzes für den positiven Schaltregler wird in Bild 54c gezeigt. Es handelt sich hierbei um eine Modifikation von Bild 54a. Der interne Strombegrenzungstransistor wird zur Abtastung der Spannung über R_O verwendet, genau so wie bei linearen Reglern. Für Ausgangsspannungen über 5 V sollten D_2 und D_3 hinzugeschaltet werden, um die Eingangsstufe des Regel-Verstärkers vor überhohen Spannungen (z. B. Kurzschluß am Ausgang) zu schützen.

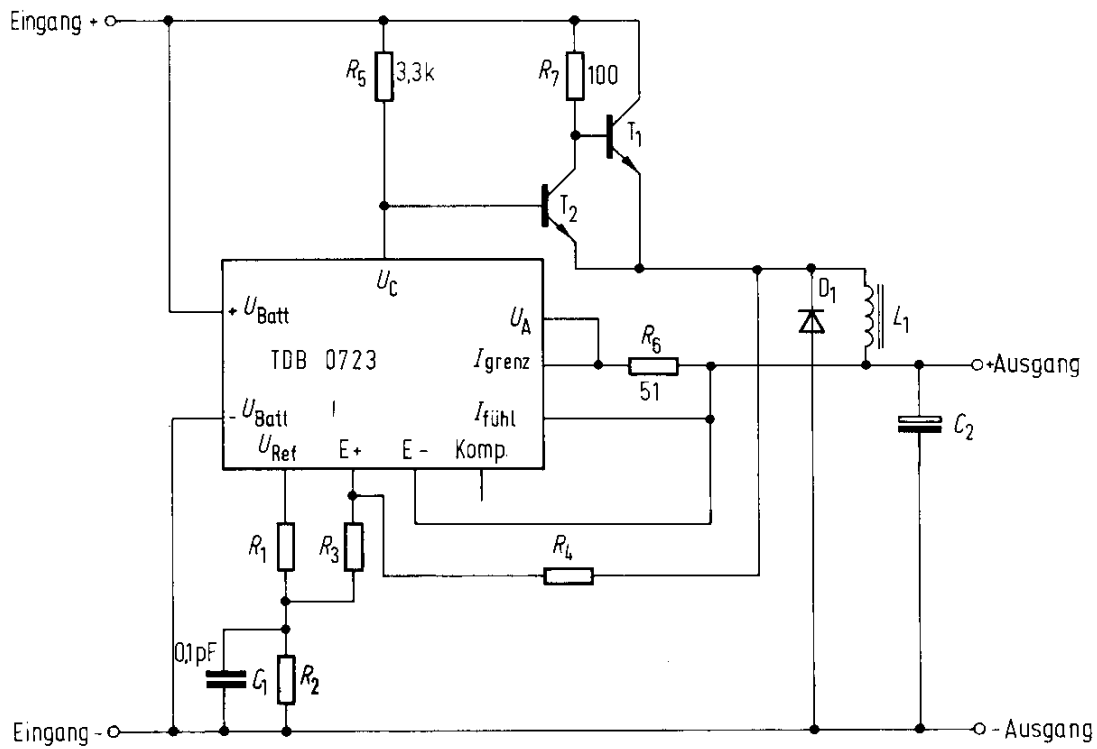


Bild 54a Positiver Regler

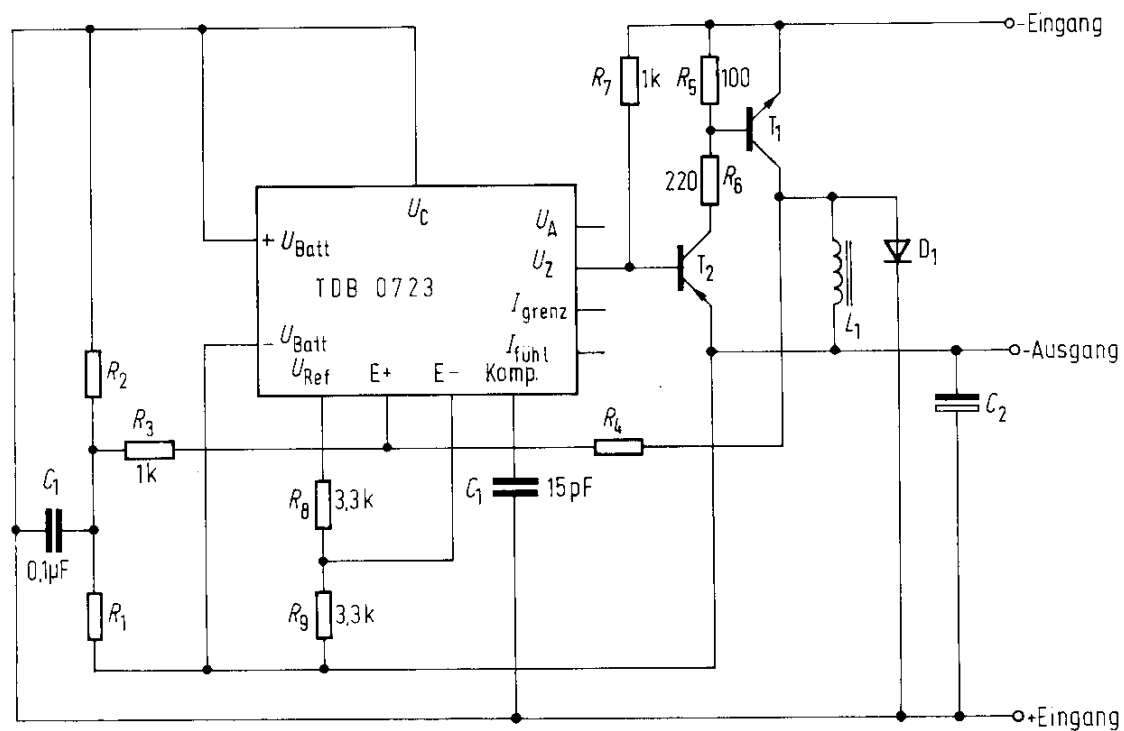


Bild 54b Mit negativem Ausgang

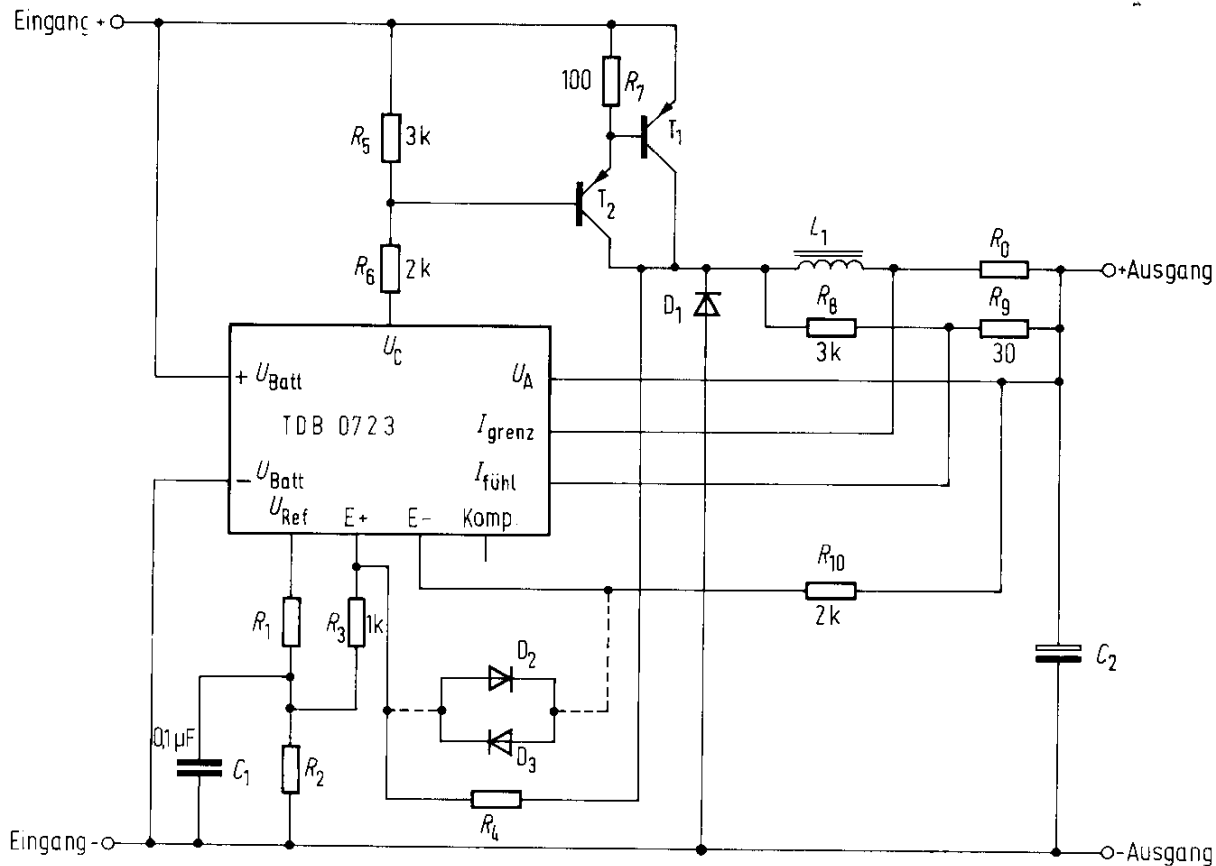


Bild 54c Positiver Schaltregler mit Kurzschlußschutz

Die zum Einschalten des Strombegrenzungstransistors nötige Spannung ist die Summe aus der Fühlerspannung (U_{BE} des Strombegrenzungstransistors) und der Spannung über R_9 . Damit ergibt sich:

$$U_{RO} = U_F + (U_E - U_A) \frac{R_9}{R_8 + R_9}$$

$$I_{Limit} = \frac{U_F}{R_O} + \frac{U_E - U_A}{R_O} \cdot \frac{R_9}{R_8 + R_9}$$

R_8 und R_9 ermöglichen eine positive Rückkopplung und halten somit die Schaltaktion sogar unter Kurzschlußbedingungen aufrecht. Sollte der Regler in einen linearen Betrieb fallen, wird durch diese Schaltung eine übermäßig hohe Verlustleistung vermieden. Typisch können $R_8 = 3 \text{ k}\Omega$ und $R_9 = 30 \text{ }\Omega$ haben, so daß sich die Strombegrenzung etwa wie folgt ableitet:

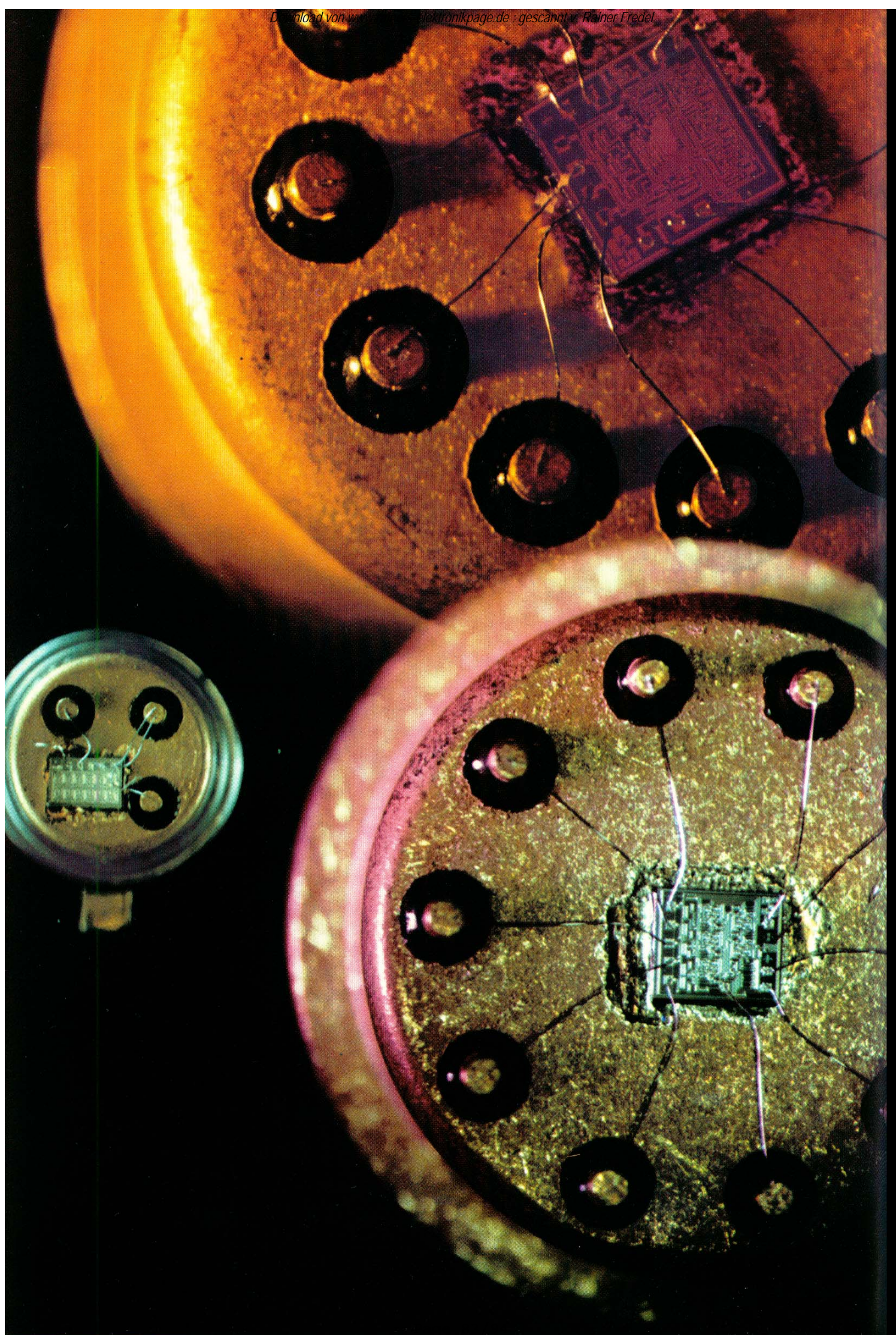
$$I_{Limit} = \frac{U_F}{R_O} + \frac{U_E - U_A}{100 \cdot R_O}$$

Tabelle 4 Widerstandswerte für übliche Ausgangsspannungen ►

Ausgangsspannung	Anwendbare Schaltung	Seite	Ausgang fest ($\pm 5\%$)		Ausgang angleichbar ($\pm 10\%$)		
			R_1	R_2	R_1	P_1	R_2
U_A	Bild ¹⁾		k Ω	k Ω	k Ω	k Ω	k Ω
V							
3,0	29a, 29b (30a) 30b 31 32b (33) 36 54a	37	4,12	3,01	1,8	0,5	1,2
3,6		38					
		40					
5,0		42					
6,0		45					
		46	2,15	4,99	0,75	0,5	2,2
		52	1,15	6,04	0,5	0,5	2,7
		79					
9,0	29c 30a (30b) (31) 32a 33 (54a)	38	1,87	7,15	0,75	1,0	2,7
12		40					
		40					
15		42					
28		43					
		46	7,87	7,15	3,3	1,0	3,0
		79	21,0	7,15	5,6	1,0	2,0
45	34 42		3,57	48,7	2,2	10	39
75		49					
100		63					
250							
			3,57	102	2,2	10	91
			3,57	255	2,2	10	240
-6 ²⁾	37 38 39 54b		3,57	2,43	1,2	0,5	0,75
-9 ²⁾		54					
-12 ²⁾		57					
		58					
-15 ²⁾		79					
			3,48	5,36	1,2	0,5	2,0
			3,57	8,45	1,2	0,5	3,3
			3,65	11,5	1,2	0,5	4,3
			3,57	24,3	1,2	0,5	10
-45 ²⁾	40		3,57	41,2	2,2	10	33
-100 ²⁾		59					
-250 ²⁾							
			3,57	97,6	2,2	10	91
			3,57	249	2,2	10	240

¹⁾ Die Schaltungen in Klammern können verwendet werden, wenn der $\frac{R_1}{R_2}$ -Teiler auf der entgegengesetzten Seite des Regel-Verstärkers liegt.

²⁾ Der positive Eingang muß an eine Versorgungsspannung von +3,5 V oder größer angeschlossen werden.



Verschiedene integrierte Schaltungen im Metallgehäuse. Die Chips sind auf den Gehäuseboden aufgeklebt oder aufgelegt und kontaktiert.



Anhang

Aufbau von Schaltreglern

Einleitung

Der Schaltregler bietet eine höhere Leistungsfähigkeit als allgemeine Serien- oder Parallelschaltungs-Regler. Das wird besonders deutlich, wenn zwischen Eingangsspannung und geregelter Ausgangsspannung ein großer Unterschied besteht. Man betrachtet z. B. einen Spannungsregler mit einem Eingang von 28 V und einem Ausgang von 5 V bei 1 A. Ein konventioneller Serienregler würde einen Abfall von 23 W über den Längstransistor erforderlich machen. Es gehen dabei 23 V verloren, der Wirkungsgrad beträgt nur 18%. Lineare Spannungsregler dagegen sind herstellbar mit einem Wirkungsgrad von über 75% bei gleichen Eingangs- und Ausgangsbedingungen.

Spannungsregler sind auch vorteilhaft bei Anwendungen, bei denen die Kosten wichtiger sind als der Wirkungsgrad. Der Entwickler kann abwägen zwischen den Kosten für einen Hochleistungs-Längstransistor und dem etwas größeren Umfang an äußerer Beschaltung, der allerdings die Verwendung eines leistungsschwächeren Schalttransistors erlaubt. Ein Nachteil von Spannungsreglern ist die Erzeugung elektromagnetischer und hochfrequenter Schwingungen. Dieses Problem wird im allgemeinen gelöst durch die Verwendung von Tiefpaßfiltern, die in die Leitungen der Regler eingebaut werden, sowie durch sorgfältigen mechanischen Aufbau.

Arbeitsweise

Grundausführung

Nach Bild 55 hängt der Betrieb des Spannungsreglers von dem Tastverhältnis ab, das vom Schalter T_1 und der Drossel L_1 erzeugt wird, sowie vom Kondensator C_1 und der Freilauf-Diode D_1 .

Die Diode D_1 leitet während der Zeit, in der der Transistor T_1 gesperrt ist. Der Drossel L_1 wird Strom geliefert und der Stromfluß im Kondensator C_1 wird aufrecht erhalten. Umgekehrt muß

sich die Diode D_1 bei leitendem Transistor in der kürzestmöglichen Zeit erholen, damit die Schaltung mit einem vernünftigen Wirkungsgrad arbeitet.

Der Schalttransistor T_1 wird nur bei Sättigung oder im offenen Zustand betrieben, so daß die Verlustleistung auf ein Minimum beschränkt bleibt.

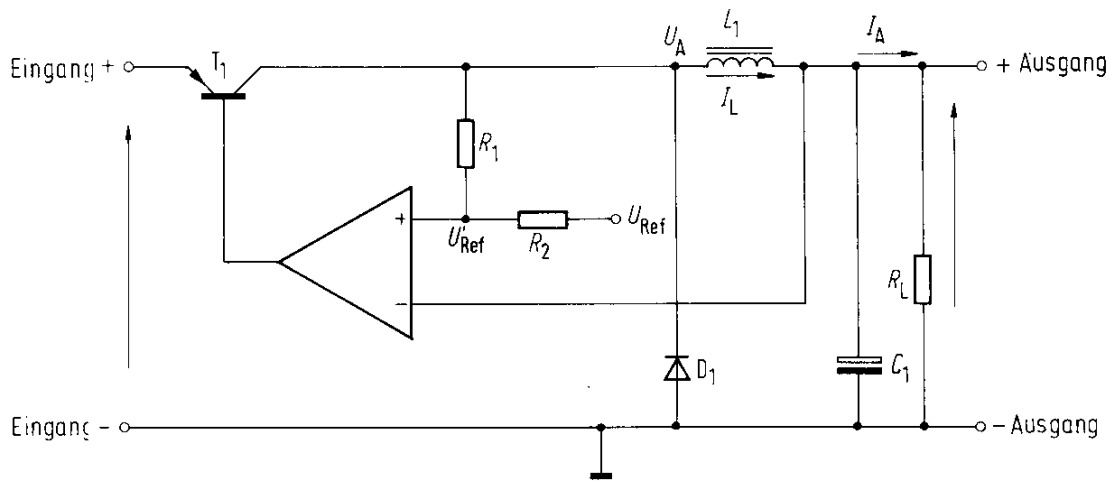


Bild 55 Spannungsregler; Grundauführung

Wenn T_1 schließt, steigt der durch L_1 fließende Strom linear an, gemäß folgender Gleichung:

$$U_E - U_A = L_1 \frac{\Delta I_L}{t_{\text{ein}}}$$

Dieser Strom fließt durch die Last R_L und lädt den Kondensator C_1 auf. Die Spannung am nichtinvertierenden Eingang des Regel-Verstärkers ergibt sich aus folgender Formel:

$$U'_{\text{Ref}} = U_{\text{Ref}} \cdot \frac{R_1}{R_2} + U_E$$

Dabei gilt $R_2 \gg R_1$.

Das Produkt $U_{\text{Ref}} \frac{R_1}{R_2}$ entspricht der Hysteresespannung U_H , die dem Regelverstärker zugeführt wird, um den Schaltungsbetrieb zu ermöglichen. Wenn U_A den Wert von U_{Ref} erreicht, schaltet der Regelverstärker den Transistor T_1 ab. Der Strom in L_1 beginnt abzusinken und bewirkt dadurch, daß die Spannung an Punkt U_A negativ wird, bis D_1 in Vorwärtsrichtung vorgespannt wird. Der Induktionsstrom fließt nun durch D_1 und wird abgebaut nach folgender Formel:

$$U_A = L_1 \cdot \frac{\Delta I_L}{t_{\text{aus}}}$$

Wenn der Induktionsstrom unter den Laststrom abfällt, beginnt sich der Kondensator zu entladen, und die Ausgangsspannung nimmt ab. Wenn sie auf einen Wert abgesunken ist, der etwas niedriger als U_{Ref} ist, schaltet der Regel-Verstärker den Transistor T_1 wieder ein und der Zyklus wird wiederholt. Der Ausgang des Reglers stellt sich auf ein Gleichstrom-Niveau ein, das von U_{Ref} bestimmt wird. Die Welligkeit (Spitze/Spitze) ist etwas größer als U_H , da der Induktionsstrom den Kondensator noch eine kurze Zeit lang auflädt, nachdem T_1 schon abgeschaltet ist. Die entsprechenden Spannungs- und Stromkurven sind in Bild 56 dargestellt.

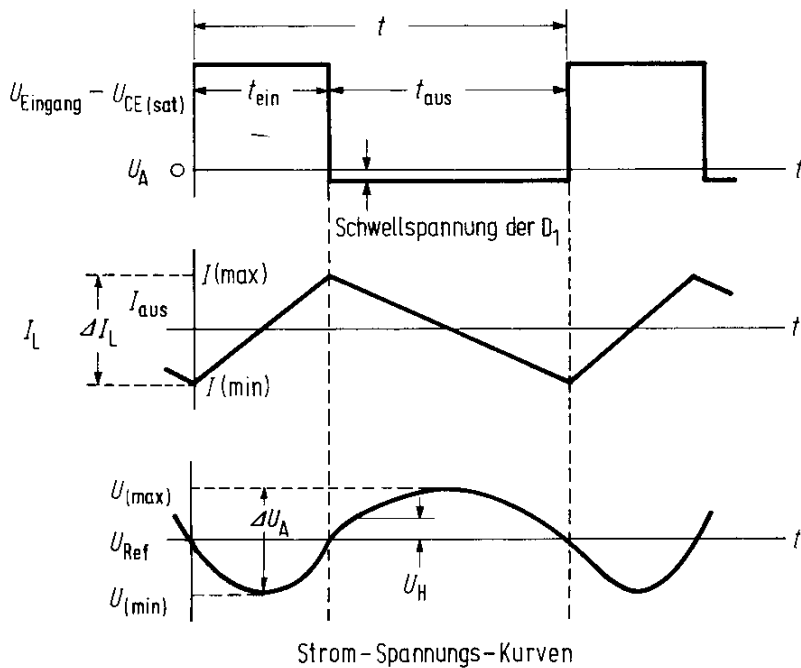


Bild 56 Strom-Spannungs-Kurven

Berechnungsbeispiel

Alle zur Steuerung eines Spannungsreglers benötigten Elemente sind in der Reglerschaltung enthalten. Sie sind für diesen Verwendungszweck besonders geeignet. Der konstruktive Aufbau eines solchen Reglers wird erläutert anhand des TDB 0723 für 5 V, 2 A und einen 25-V-Eingang. Der maximale Induktionsstrom beträgt 2,1 A, die maximale Ausgangswelligkeit (Spitze/Spitze) $U_A = 40$ mV und die Schaltfrequenz 20 kHz.

Schritt 1 – Auswahl der Hysterese U_H

Die Steuerung der Hysterese stellt ein geeignetes Mittel dar, die Betriebsfrequenz zu trimmen, für eine positive Rückkopplung zu sorgen sowie den Schaltvorgang zu beschleunigen. Vernünftigerweise liegt U_H etwa 10 mV bis 20 mV unter dem zulässigen Wert der Ausgangswelligkeit. Für $U_H = 30$ mV ergibt sich nach

$$U_H = U_E \frac{R_1}{R_2} \quad (\text{dabei gilt } R_1 \ll R_2)$$

für die Widerstände $R_1 = 1$ k Ω und

$$R_2 = \frac{28 \cdot 10^3}{30 \cdot 10^{-3}} \approx 1 \text{ M}\Omega$$

Schritt 2 – Berechnung der Drossel L_1

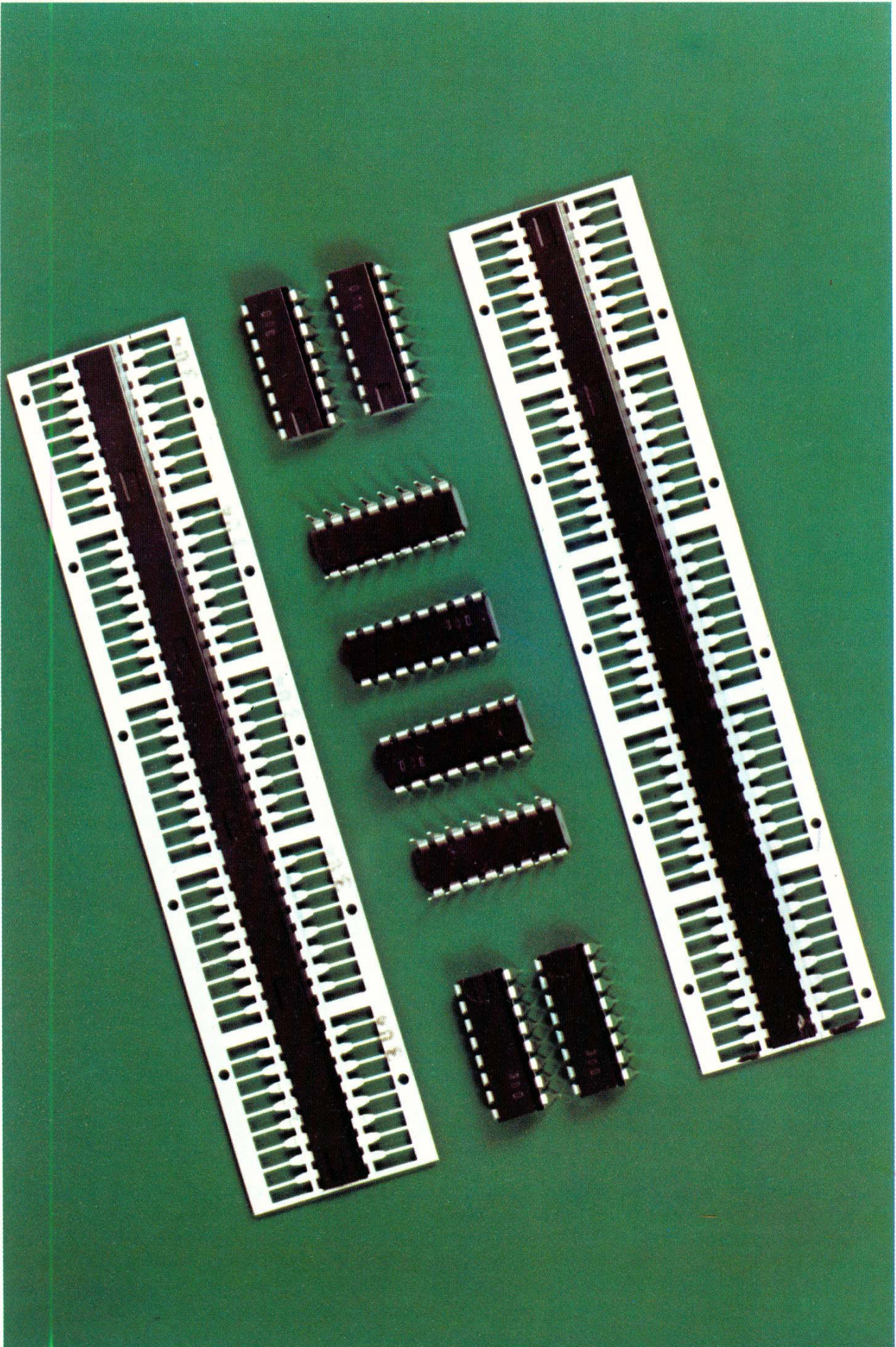
L_1 wird nach der folgenden Beziehung errechnet:

$$L_1 = \frac{(U_E - U_A) t_{\text{ein}}}{2 (I_{\text{max}} - I_A)}$$

$$\text{Dabei bedeutet } t_{\text{ein}} = \frac{U_A}{U_E} \cdot \frac{1}{f}$$

Für unser Beispiel ergibt sich daraus:

$$L_1 = \frac{28 - 5}{2 (2,1 - 2)} \cdot \frac{5}{28} \cdot \frac{1}{2 \cdot 10^4} = 1,025 \text{ mH}$$



Schritt 3 – Berechnung der Kapazität C_1

$$\text{Es gilt } C_1 = \frac{(U_E - U_A) U_A}{8 \cdot L \cdot f^2 \cdot U_E (\Delta U_A - U_H)}$$

Für unser Beispiel bedeutet das:

$$C_1 = \frac{(28 - 5) \cdot 5}{8 \cdot (1,025 \cdot 10^{-3}) (2 \cdot 10^4)^2 \cdot 28 (40 - 30) \cdot 10^{-3}} = 125 \mu\text{F}$$

Im endgültigen Schaltungsaufbau (Bild 57 positiver Schaltregler) verwendet man

$L_1 = 1 \text{ mH}$ und

$C_1 = 100 \mu\text{F}$.

$$U_A = U_{\text{Ref}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 5 \text{ V.}$$

Diese Schaltung ist näher erklärt im Abschnitt: »Anwendungen für den Präzisionsspannungsregler TDB 0723« und in Bild 51. Der Wirkungsgrad dieses Schaltkreises liegt

bei 75% mit einem $I_A = 1 \text{ A}$ und

bei 73% mit einem $I_A = 2 \text{ A}$

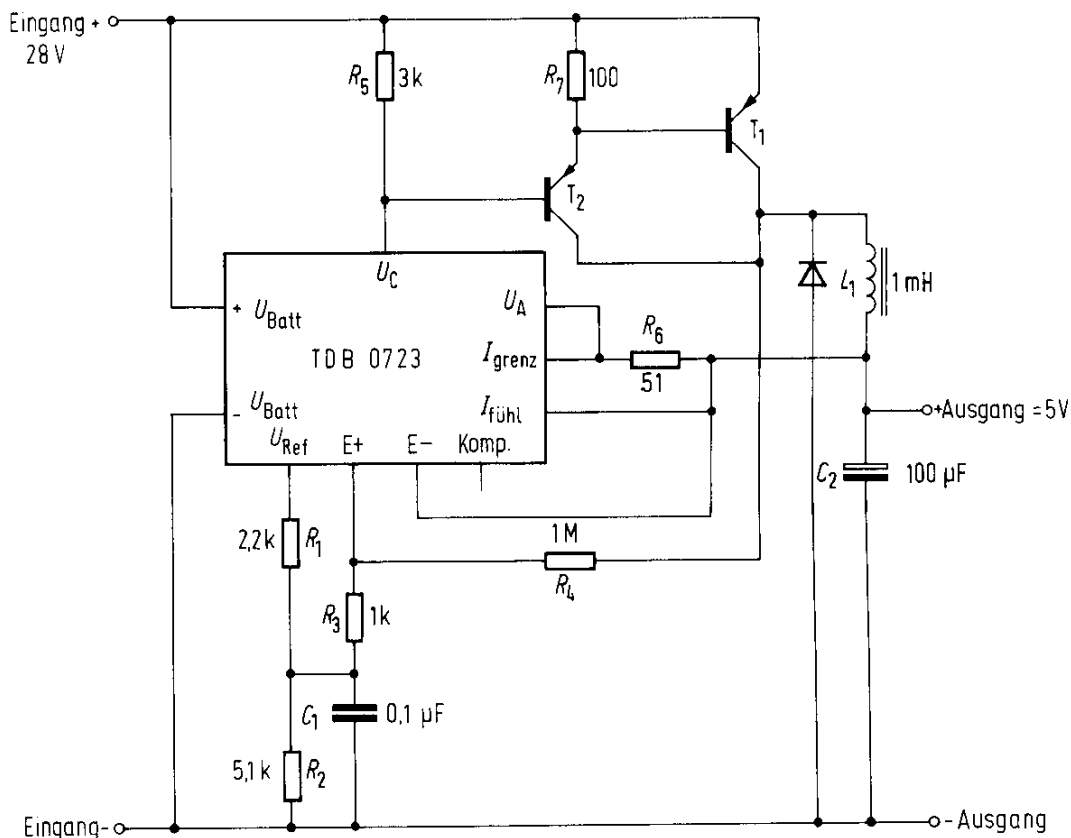


Bild 57 Schaltungsaufbau



Integrierte Schaltungen im Plastikgehäuse DIL 16. Mit Plastik umspritzte Chips und Systemträger, sowie fertige (gesägt, gestanzt, Anschlußelemente abgebogen) integrierte Schaltungen.

Leistungsverluste

Leistung geht im Spannungsregler verloren durch die Leitungs-, Restspannungs- und Schaltungsverluste.

Der Leistungsverlust im Schalttransistor ist eine Funktion von $U_{CE(sat)}$, sowie vom Ausgangsstrom und der Zeit, in der der Transistor leitet. Der Verlust errechnet sich aus folgenden Formeln:

$$U_{CE(sat)} \cdot I_A \frac{t_{ein}}{t_{ein} + t_{aus}} \approx U_{CE(sat)} \cdot I_A \frac{U_A}{U_E}$$

Die Diode D_1 leitet während der Zeit, in der der Schalttransistor abgeschaltet ist. Der Leistungsverlust der Diode wird bestimmt durch den Spannungsabfall U_F , sowie durch den Ausgangsstrom und die Zeit, in der die Diode leitet. Dieser Leistungsverlust ergibt sich aus:

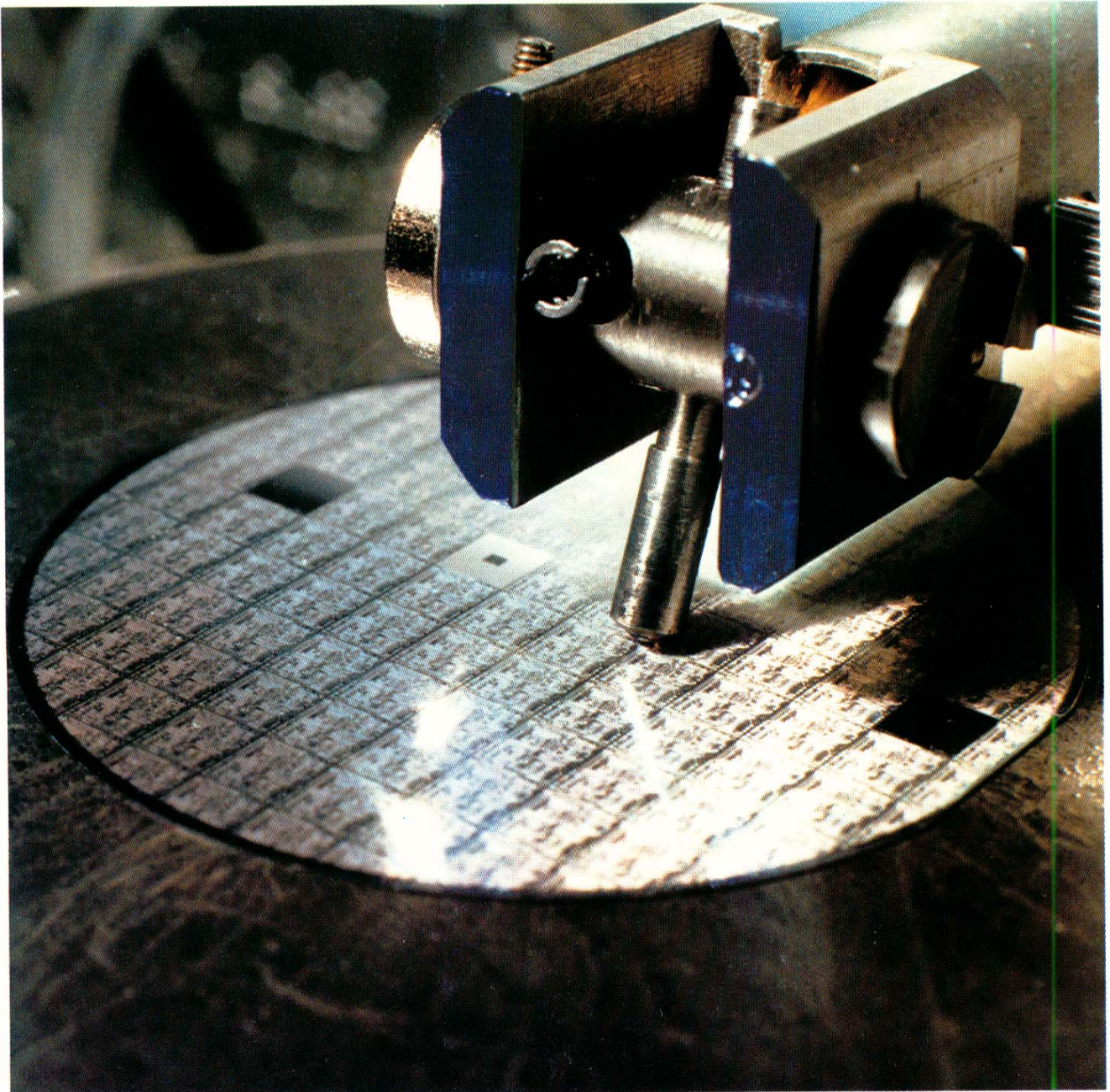
$$U_F \cdot I_A \frac{t_{aus}}{t_{aus} + t_{ein}} \approx U_F \cdot I_A \frac{U_E - U_A}{U_E}$$

Schaltverluste tragen wesentlich zum Gesamtverlust bei. Am größten ist der Verlust, wenn T_1 einschaltet. Ein Stoßstrom, hauptsächlich begrenzt durch die Schaltzeit von T_1 , fließt während der Umkehr-Erholungszeit der Diode D_1 . Während dieses Intervalls erscheint die volle Eingangsspannung über T_1 ; der Leistungsverlust ist dabei sehr hoch.

Um ihn jedoch minimal zu halten, sollte D_1 eine Leistungsdiode mit kleiner Erholzeit sein. Einfache Leistungselemente, die nicht für den Schaltungsbetrieb geeignet sind, setzen den Wirkungsgrad des Reglers stark herab.

Geringe Leistung geht während der Anstiegs- und Abfallzeit des Schalttransistors verloren; diese Verluste sind jedoch zu vernachlässigen, wenn Hochfrequenz-Schalttransistoren verwendet werden. Ebenso geht geringe Leistung durch den Ruhestrom im IC-Regler verloren. Die größten Leistungsverluste ergeben sich jedoch aus den oben erwähnten Schaltverlusten.

Mit einem Diamanten werden die einzelnen Chips in der X- und Y-Achse geritzt und danach auseinandergebrochen.



Unsere Geschäftsstellen

Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West)

Siemens AG
Salzufer 6-8
Postfach 11 05 60
100C Berlin 11
☎ (030) 39 39-1, ☎ 1 83 766

Siemens AG
Contrescarpe 72
Postfach 10 78 27
280C Bremen 1
☎ (0421) 3 64-1, ☎ 2 45 451

Siemens AG
Märkische Straße 8-14
Postfach 6 58
460C Dortmund 1
☎ (0231) 54 90-1, ☎ 8 22 312

Siemens AG
Lahnweg 10
Postfach 11 15
400C Düsseldorf 1
☎ (0211) 30 30-1, ☎ 8 581 301

Siemens AG
Kruppstraße 16
Postfach 22
4300 Essen 1
☎ (0201) 20 13-1, ☎ 8 57 437

Siemens AG
Gutleutstraße 31
Postfach 41 83
6000 Frankfurt 1
☎ (0611) 2 62-1, ☎ 4 14 131

Siemens AG
Lindenplatz 2
Postfach 10 56 09
2000 Hamburg 1
☎ (040) 2 82-1, ☎ 2 162 721

Siemens AG
Am Maschpark 1
Postfach 53 29
3000 Hannover 1
☎ (0511) 1 99-1, ☎ 9 22 333

Siemens AG
Franz-Geuer-Straße 10
Postfach 30 11 66
5000 Köln 30
☎ (0221) 5 76-1, ☎ 8 881 005

Siemens AG
N 7, 18 (Siemenshaus)
Postfach 20 24
6800 Mannheim 1
☎ (0621) 2 96-1, ☎ 4 62 261

Siemens AG
Richard-Strauss-Straße 76
Postfach 20 21 09
8000 München 2
☎ (089) 92 21-1, ☎ 5 29 421

Siemens AG
Von-der-Tann-Straße 30
Postfach 24 29
8500 Nürnberg 1
☎ (0911) 6 54-1, ☎ 6 22 251

Siemens AG
Martin-Luther-Straße 25
Postfach 3 59
6600 Saarbrücken 3
☎ (0681) 30 08-1, ☎ 4 421 431

Siemens AG
Geschwister-Scholl-Straße 24
Postfach 1 20
7000 Stuttgart 1
☎ (0711) 20 76-1, ☎ 7 23 941

Europa Belgien

Siemens S.A.
chaussée de Charleroi 116
B-1060 Bruxelles
☎ (02) 5 37 31 00, ☎ 21 347

Bulgarien

RUEN,
Technisches Beratungsbüro
der Siemens Aktiengesellschaft
uliza Nikolai Gogol 5,
agal Boulevard Lenin
BG-1504 Sofia
☎ 45 70 82, ☎ 22 763

Dänemark

Siemens A/S
Boruvang 3
DK-2750 Ballerup
☎ (02) 65 65 65, ☎ 35 313

Finnland

Siemens Osakeyhtiö
Mikonkatu 8
Fach 8
SF-00101 Helsinki 10
☎ (90) 16 26-1, ☎ 12 465

Frankreich

Siemens Société Anonyme
39-47, boulevard Ornano
B.P. 109
F-93203 Saint-Denis CEDEX 1
☎ (16-1) 8 20 61 20, ☎ 620 853

Griechenland

Siemens Hellas E.A.E.
Voulis 7
P.O.B. 601
Athen 125
☎ (021) 32 93-1, ☎ 2 16 291

Großbritannien

Siemens Limited
London Office
Great West House,
Great West Road
Brentford TW8 9DG
☎ (01) 5 68 91 33, ☎ 23 176

Irland

Siemens Limited
8, Raglan Road
Dublin 4
☎ (01) 68 47 27, ☎ 5341

Island

Smith & Norland H/F
Nóatún 4
P.O.B. 519
Reykjavik
☎ 2 83 22, ☎ 2055

Italien

Siemens Elettra S.p.A.
Via Fabio Filzi, 25/A
Casella Postale 41 83
I-20124 Milano
☎ (02) 62 48, ☎ 36 261

Jugoslawien

Generalexport
Masarikova 5/XV
Poštanski fah 223
YU-11001 Beograd
☎ (011) 68 48 66, ☎ 11287

Luxemburg

Siemens Société Anonyme
17, rue Glesener
B.P. 1701
Luxembourg
☎ 4 97 11-1, ☎ 3430

Niederlande

Siemens Nederland N.V.
Prinses Beatrixlaan 26
Postbus 1068
Den Haag 2022
☎ (070) 78 27 82, ☎ 31 373

Norwegen

Siemens A/S
Østre Aker vei 90
Postboks 10, Veitvet
N-Oslo 5
☎ (02) 15 30 90, ☎ 18 477

Österreich

Siemens Aktiengesellschaft
Österreich
Apostelgasse 12
Postfach 326
A-1031 Wien
☎ (0222) 72 93-0, ☎ 11 866

Polen

PHZ Transactor S.A.
ul. Stawki 2
P.O.B. 276
PL-00-950 Warszawa
☎ 39 89 10, ☎ 81 32 288

Portugal

Siemens S.A.R.L.
Avenida Almirante Reis, 65
Apartado 1380
Lisboa 1
☎ (019) 53 88 05, ☎ 12 563

Rumänien

Siemens birou
de consultații tehnice
Strada Edgar-Quinet 1
R-7 Bucuresti 1
☎ 15 18 25, ☎ 11 473

Schweden

Siemens Aktiebolag
 Avd. elektronikkomponenter
 Norra Stationsgatan 69
Stockholm
 (Fack, S-104 35 Stockholm)
 ☎ (08) 24 17 00, ☎ 116 72

Schweiz

Siemens-Albis AG
 Freilagerstraße 28
 Postfach
CH-8047 Zürich
 ☎ (01) 54 22 11, ☎ 52 131

Spanien

Siemens S.A.
 Sede Central
 Orense, 2
 Apartado 155
Madrid 20
 ☎ (91) 4 55 25 00, ☎ 27 769

Tschechoslowakei

EFEKTIM,
 Technisches Büro Siemens AG
 Anglická ulice 22
 P.O.B. 1087
CS-120000 Praha 2
 ☎ 25 84 17, ☎ 122 389

Türkei

Simko Ticaret ve Sanayi A.Ş.
 Meclisi Mebusan Caddesi,
 55/35, Fındikli
 P.K. 64, Tophane
Istanbul
 ☎ 45 20 90, ☎ 22 290

Ungarn

Intercooperation AG,
 Siemens Kooperationsbüro
 Böszörményi út 9-11
 P.O.B. 1525
H-1126 Budapest
 ☎ (01) 15 49 70, ☎ 224 133

Union der Sozialistischen Sowjetrepubliken

Vertretung der Siemens AG
 Kurssovoj Pereulok, Dom 1/1,
 Kwartira 4,
 Wchod Sojmonowskij Projezd
 Postf. 77, Internationales Postamt
SU-Moskau G 34
 ☎ 2 02 77 11, ☎ 7413

Afrika**Ägypten**

Siemens Resident Engineers
 6, Salah El Din Street, Zamalek
 P.O.B. 775
Cairo
 ☎ 81 72 28, ☎ 321

Algerien

Siemens Algérie S.A.R.L.
 3, Viaduc du Duc des Cars
 B.P. 224, Alger-Gare
Alger
 ☎ 63 95 47/51, ☎ 52 817

Äthiopien

Siemens Ethiopia Ltd.
 Ras Bitwoded Makonen Building
 P.O.B. 5505
Addis Ababa
 ☎ 15 15 99, ☎ 21 052

Libyen

Assem Azzabi
 17, 1st September Street,
 Tariq Building
 P.O.B. 2583
Tripoli
 ☎ 4 15 34, ☎ 20 029

Marokko

SETEL, Société Électrotechnique
 et de Télécommunications S.A.
 Immeuble Siemens,
 route de Rabat, Ain-Sebâa
Casablanca
 ☎ 26 13 82/84, ☎ 21 914

Nigeria

Siemens Nigeria Limited
 Development House 21,
 Wharf Road
 P.O.B. 304
Apapa
 ☎ 4 19 20, ☎ 21 357

Südafrika

Siemens Limited
 Siemens House,
 Corner Wolmarans and
 Biccard Streets, Braamfontein
 P.O.B. 45 83
Johannesburg 2000
 ☎ (011) 7 25 25 00, ☎ 58-7721

Sudan

National Electrical
 & Commercial Company
 Murad Sons Building,
 Barlaman Street
 P.O.B. 12 02
Khartoum
 ☎ 8 08 18, ☎ 642

Tunesien

Sitelec S.A.,
 Société d'Importation
 et de Travaux d'Electricité
 26, Avenue Farhat Hached
Tunis
 ☎ 24 28 60, ☎ 12 326

Zaire

Siemens Zaire S.P.R.L.
 1222, Avenue Tombalbaye
 B.P. 98 97
Kinshasa 1
 ☎ 2 26 08, ☎ 377

Amerika**Argentinien**

Siemens Sociedad Anónima
 Avenida Pte. Julio A. Roca 530
 Casilla Correo Central 12 32
RA-1067 Buenos Aires
 ☎ 30 04 11, ☎ 121 812

Bolivien

Sociedad Comercial é Industrial
 Hansa Limitada
 Calle Mercado esquina Yanacochoa
 Cajón Postal 14 02
La Paz
 ☎ 5 44 25, ☎ 5261

Brasilien

Siemens Sociedade Anónima
 Fábrica Lapa
 Rua Cel. Bento Bicudo, 111
 Caixa Postal 13 75
BR-05069 São Paulo 1
 ☎ (011) 62 51 11, ☎ 11-23 681

Chile

Gildemeister S.A.C.,
 Area Siemens
 Amunátegui 178
 Casilla 99-D
Santiago de Chile
 ☎ 8 25 23, ☎
 ☎ TRA SGO 392, TDE 40 588

Ecuador

Siemens S.A.
 Avenida América y
 Hernández Girón s/n.,
 Sector 28
 Casilla 35 80
Quito
 ☎ 24 53 63, ☎ 22 190

Kanada

Siemens Beteiligunger Ltd.
 Siemens Overseas
 Investments Ltd.
 7300 Trans-Canada Highway
 P.O.B. 73 00
Pointe Claire, Québec H9R 4R6
 ☎ (514) 6 95 73 00, ☎ 5267 666

Kolumbien

Siemens S.A.
 Carrera 65, No. 11-83
 Apartado Aéreo 8 01 50
Bogotá 6
 ☎ 61 04 77, ☎ 44 750

Mexico

Siemens S.A.
 Poniente 116, No. 590
 Apartado Postal 1 50 64
México 15, D.F.
 ☎ 5 67 07 22, ☎ 1772 700

Uruguay

Conatel S.A.
 Ejido 1690
 Casilla de Correo 13 71
Montevideo
 ☎ 91 73 31, ☎ 934

Venezuela

Siemens S.A.
 Avenida Principal,
 Urbanización Los Ruicós
 Apartado 36 16
Caracas 101
 ☎ (02) 34 85 31, ☎ 25 131

Vereinigte Staaten von Amerika

Siemens Corporation
 186 Wood Avenue South
 Iselin, New Jersey 08 830
 ☎ (201) 4 94-1000
 ☎ WU 844 491
 TWX WU 710 998 0588

Asien**Afghanistan**

Siemens Afghanistan Ltd.
Alaudin, Karte 3
P.O.B. 7
Kabul 1
☎ 4 04 46, ☎ 35

Bangladesch

Siemens Bangladesh Ltd.
74, Dilkusha Commercial Area
P.O.B. 33
Dacca 2
☎ 24 43 81, ☎ 824

Birma

Siemens Resident Engineer
8, Attia Road
Post Office Bag 20 07
Rangoon
☎ 3 25 08, ☎ 2009

Hongkong

Jebesen & Co., Ltd.
Prince's Building, 23rd floor
P.O.B. 97
Hong Kong
☎ 5 22 51 11, ☎ 73 221

Indien

Siemens India Ltd.
123A, Dr. Annie Besant Road, Worli
P.O.B. 65 97
Bombay 400018
☎ 37 99 06, ☎ 112 373

Indonesien

P.T. Siemens Indonesia
Kebon Sirih 4
P.O.B. 24 69
Jakarta
☎ 5 10 51, ☎ 46 222

Irak

Samhiry Bros. Co. (W.L.L.)
Abu Nawas Street
P.O.B. 300
Baghdad
☎ 9 00 21, ☎ 2255

Iran

Siemens Sherkate S. (K.)
Khiabane Takhte Djamshid 32,
Siemenshaus
Teheran 15
☎ (021) 6 14-1, ☎ 212 351

Japan

Nippon Siemens K.K.
Furukawa Sogo Building,
6-1, Marunouchi 2-chome,
Chiyoda-ku
Central P.O.B. 11 44
Tokyo 100-91
☎ (03) 2 14 02 11, ☎ 22 808

Jemen (Arab. Republik)

Tihama Tractors
& Engineering Co. Ltd.
P.O.B. 49
Sanaa
☎ 24 62, ☎ 217

Korea (Republik)

Siemens Electrical
Engineering Co., Ltd.
Daehan Building, 8th floor,
75, Susomun-dong, Chung-ku
C.P.O.B. 30 01
Seoul
☎ 24 15 58, ☎ 2329

Kuwait

Abdul Aziz M. T. Alghanim Co.
& Partners
Abdulla Fahad Al-Mishan Building
Al-Sour Street
P.O.B. 32 04
Kuwait, Arabia
☎ 42 33 36, ☎ 21 31

Libanon

Ets. F. A. Kettaneh S.A.
(Kettaneh Frères)
Rue du Port, Immeuble Fattal
P.B. 11 02 42
Beyrouth
☎ 22 11 80, ☎ 20 614

Malaysia

Guthrie Engineering (Malaysia)
Sdn. Bhd.,
Electrical &
Communications Division
17, Jalan Semangat
P.O.B. 30
Petaling Jaya
☎ 77 33 44, ☎ 37 573

Pakistan

Siemens Pakistan Engineering
Co. Ltd.
Ilaco House,
Abdullah Haroon Road
P.O.B. 71 58
Karachi 3
☎ 51 60 61, ☎ 820

Philippinen

Engineering Equipment, Inc.,
Machinery Division,
Siemens Department
2280 Pasong Tamo Extension
P.O.B. 71 60,
Airmail Exchange Office,
Manila International Airport,
Philippines 31 20
Makati, Rizal
☎ 85 40 11/19,
☎ RCA 7222 382, EEC 3695

Saudi-Arabien

E. A. Juffali & Bros.
Head Office
King Abdul-Aziz-Street
P.O.B. 10 49
Jeddah
☎ 2 22 22, ☎ 40 130

Singapur

Guthrie Engineering (Singapore)
Pte. Ltd.,
Electrical &
Communications Division
41, Sixth Avenue, Bukit Timah Road
P.O.B. 495
Singapore 10
☎ 66 25 55, ☎ 21 681

Syrien

Syrian Import Export & Distribution
Co., S.A.S. SIEDCO
Port Saïd Street
P.O.B. 363
Damas
☎ 1 34 31, ☎ 11 267

Taiwan

Delta Engineering Ltd.
42, Hsu Chang Street, 8th floor
P.O.B. 5 84 97
Taipei
☎ 3 11 47 31, ☎ 21 826

Thailand

B. Grimm & Co., R.O.P.
1643/4, Petchburi Road (Extension)
P.O.B. 66
Bangkok 10
☎ 2 52 40 81, ☎ 26 14

**Australien
und Ozeanien****Australien**

Siemens Industries Limited
Melbourne Office
544 Church Street
Richmond, Vic. 3121
☎ (03) 4 29 71 11, ☎ 30 425

Neuseeland

Siemens Liaison Office
175 The Terrace
P.O.B. 41 45
Wellington 1
☎ 72 98 61, ☎ 31 233

SIEMENS

Bestell-Nr. B 12/1306
Printed in West Germany
PA 04775.