

# **DIE VERWENDUNG VON NICHTLINEAREN SCHALTUNGSELEMENTEN IN KURZSCHLUßSICHERHEITSSCHALTUNGEN VON GLEICHSPANNUNGSSTABILISATOREN**

Von

Sz. IVÁNCZY

Lehrstuhl für Automatisierung, Technische Universität Budapest  
(Eingegangen am 27. Oktober, 1975)

Vorgelegt von Prof. Dr. F. CsÁKI

## **Einführung**

Um die Kurzschlußsicherheit von Gleichspannungsstabilisatoren zu gewährleisten, haben sich zwei verschiedene Verfahren verbreitet. Die erste Methode besteht darin, daß die Stabilisatoreinheit im Falle eines Kurzschlusses, bzw. wenn der Laststrom einen bestimmten Maximalwert überschreitet, ausschaltet und nur durch einen äußeren Eingriff eingeschaltet werden kann.

Das wird im allgemeinen mit einer auf den Stromfühler geschalteten positiv rückgekoppelten Kippschaltung gelöst. Wenn der Strom einen bestimmten Wert überschreitet, kippt die Kippschaltung um, schaltet die Ausgangsspannung aus, und bleibt infolge der positiven Rückkopplung weiter in dieser Lage. Nach Beseitigung des Kurzschlusses bzw. der Überlastung wird die Kippschaltung durch äußeren Eingriff in Grundzustand gekippt, und die Ausgangsspannung erscheint wieder.

Nach der anderen Methode schaltet die Ausgangsspannung so lange aus, bzw. vermindert sich so, daß der Laststrom einen vorher bestimmten Wert nicht überschreiten kann, wenn ein Kurzschluß bzw. eine Überlastung aufgetreten ist, daß nach Aufhören der Störung der Normalbetrieb automatisch erneut beginnt. Hier kann die Kurzschlußsicherung mit Strombegrenzung bzw. Stromrückregelung erreicht werden.

## **1. Kurzschlußschutz mit Strombegrenzung**

Die einfachste prinzipielle Schaltung für Strombegrenzung ist der Abb. 1 zu entnehmen. Die dazugehörige Strom-Spannung-Kennlinie ist in der Abb. 2 zu sehen.

Untersuchen wir ausführlicher die Wirkungsweise dieser Schaltung. Sie besteht eigentlich aus zwei aufeinandergebauten Regelkreisen, aus einem Spannungs- und einem Stromregelkreis, die ein gemeinsames Einwirkungsglied haben.

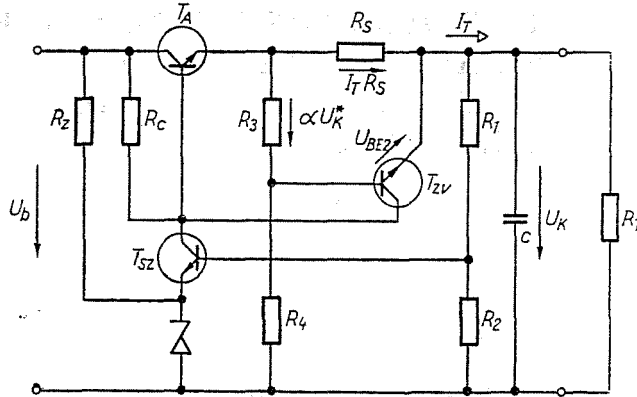


Abb. 1

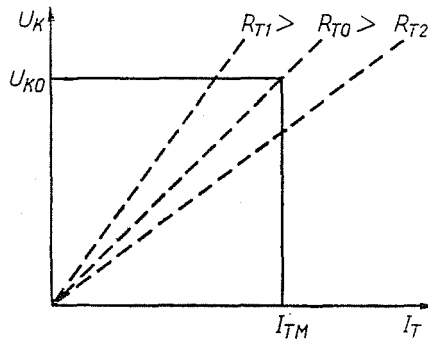


Abb. 2

Das Grundsignal des Spannungsregelkreises ist die Spannung  $U_z + U_{BE1}$ . Das rückgekoppelte Signal ist die  $U_{R2} = U_{K0} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$  Spannung. Der Transistor  $T_{SZ}$  dient zur Differenzbildung und zur Verstärkung, der Transistor  $T_A$  ist in Durchlaßrichtung geschaltet und übt die eigentliche Regelungswirkung aus, indem er den Ausgangsstrom so regelt, daß die Gleichung (1) erfüllt sei

$$I_T R_T = \frac{R_1 + R_2}{R_2} (R_2 + U_{BE1}) = U_{K0} = \text{constant.} \quad (1)$$

Das Grundsignal des Stromregelkreises ist die Emitter-Basisspannung  $U_{BE2}$ , das rückgekoppelte Signal ist die Spannung  $I_T R_S = U_{RS}$ . Der Transistor  $T_{ZV}$  dient zur Differenzbildung und zur Verstärkung, während der in Durchlaßrichtung geschaltete Transistor  $T_A$  die eigentliche Regelwirkung ausübt. Er regelt den Ausgangsstrom so, daß die Gleichung (2) erfüllt sei.

$$I_T R_S = U_{RS} = U_{BE2} = \text{constant.} \quad (2)$$

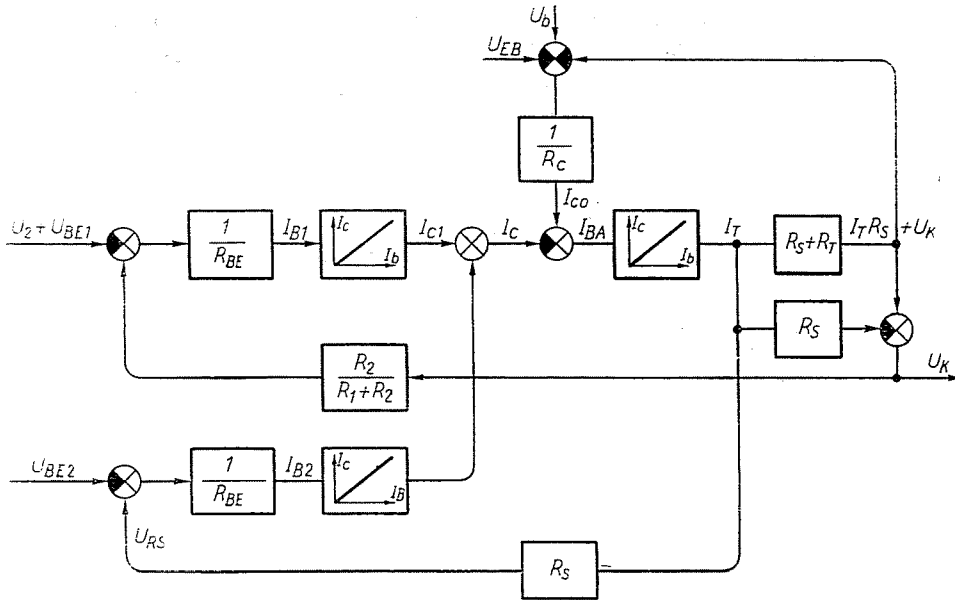


Abb. 3

Selbstverständlich sind die Gleichungen (1) und (2) nur bei einem einzigen Lastwiderstand gleichzeitig erfüllt.

$$R_{T0} = U_{K0} \frac{R_S}{U_{BE2}}. \quad (3)$$

Dann ist  $I_T = I_{TM}$ . Bei anderen Lastwiderständen funktioniert bloß einer der beiden Regelkreise. Wenn  $R_{T1} > R_{T0}$ , dann ist die Gleichung (1) erfüllt: das bedeutet, daß der Ausgangsstrom und dadurch die Ausgangsspannung durch den Spannungsregelkreis bestimmt werden. Da in diesem Fall  $I_T < I_{TM}$  und damit  $I_T R_S < U_{BE2}$  ist, ist der Transistor  $T_{ZV}$  gesperrt und kann den Basisstrom des Transistors  $T_A$  nicht beeinflussen.

Falls  $R_{T1} < R_{T0}$ , dann ist die Gleichung (2) erfüllt, und  $I_{TM} R_S = U_{BE2}$ , aber  $I_{TM} R_{T1} < U_{K0}$  und daher

$$U_{K0} \frac{R_2}{R_1 + R_2} < U_Z + U_{BE1}.$$

Infolgedessen wird der Transistor  $T_{sz}$  gesperrt, und deswegen kann der Spannungsregelkreis nicht funktionieren.

Die Abb. 3 zeigt das Blockschaltbild des Regelkreises. Nachteil dieser Schaltung ist, daß der Durchlaßtransistor nach den Gleichungen  $U_k = 0$

und  $I_T = I_{TM}$  bemessen werden muß, und in diesem Arbeitspunkt ist die Verlustleistung am größten, was besonders bei Hochspannungsstabilisatoren auch das Mehrfache der Betriebsleistung betragen kann. In Abb. 4 zeigen die Flächen das Verhältnis der Betriebs- zu der Verlustleistung.

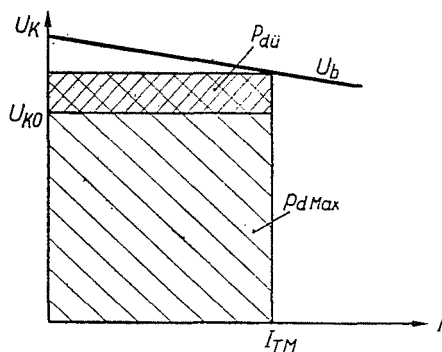


Abb. 4

## 2. Kurzschlußschutz mit Stromrückregelung

Der Nachteil der vorigen Schaltung kann beseitigt werden, wenn statt der Strombegrenzung Stromrückregelung verwendet wird. Das Grundprinzip ist hier das folgende: Ist der Stromregler bereits in Betrieb, dann soll zu einer abfallenden Ausgangsspannung ein abfallendes Grundsignal gehören. Nach Abbildung 1 war die Basis-Emitterspannung  $U_{BE2}$  das Grundsignal des Stromreglers die rückgekoppelte Größe, die Spannung  $I_T R_S$ .

Soll erreicht werden, daß mit abfallender Ausgangsspannung auch das Grundsignal abfällt, dann sei das Grundsignal:

$$U_a = U_{BE2} + kU_k.$$

Damit ist die Bedingung der Stromregelung:

$$U_{BE2} + kU_k = I_T R_S. \quad (4)$$

Daraus ergibt sich der Strom

$$I_T = \frac{U_{BE2}}{R_S} + \frac{k}{R_S} U_k. \quad (5)$$

Hier kann sich  $U_k$  wegen der Spannungsregelung zwischen  $\emptyset$  und  $U_{K0}$  verändern.

Führen wir die Bezeichnungen

$$\frac{U_{BE2}}{R_S} = I_0 \quad (6)$$

und

$$\frac{kU_{K0}}{R_S} = I_{K0} \quad (7)$$

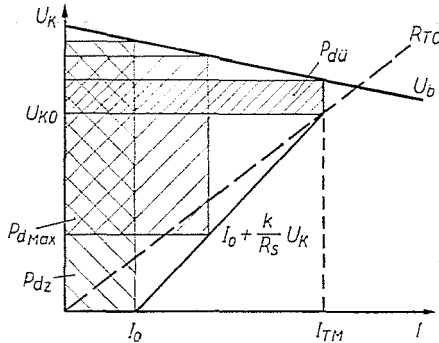


Abb. 5

ein. So kann die Gleichung (5) in folgender Form aufgeschrieben werden:

$$I_T = I_0 + I_{K0} \frac{U_K}{U_{K0}} \quad (0 \leq U_K \leq U_{K0}). \quad (8)$$

Der Maximalwert des Stromes ergibt sich nach folgender Gleichung:

$$I_{TM} = I_0 + I_{K0}. \quad (9)$$

Dementsprechend ist die  $U_K - I_T$ -Kennlinie in Abbildung 5 dargestellt. In dem waagerechten Abschnitt der Kennlinie wirkt die Stromregelung noch nicht ( $R_T > R_{T0}$  und  $I_T < I_{TM}$ ), hier ist die Spannungsregelung vorhanden. In dem anderen Abschnitt der Kurve wirkt der Stromregler. Bis jetzt wurde von der Wahl von  $k$  (in Gleichung (4)) noch nicht gesprochen. Wir bilden den Quotienten  $I_{TM}/I_0$  aus den Gleichungen (6), (7) und (9).

$$I_{TM}/I_0 = 1 + K \frac{U_{K0}}{U_{BE2}}. \quad (10)$$

Unter Berücksichtigung der Verlustleistungen läßt sich aus der Abb. 5 ablesen, daß es zweckmäßig ist, den Quotienten  $I_{TM}/I_0$  bis zu einer bestimmten Grenze zu vergrößern, wenn die Kurzschlußverlustleistung nicht größer sein soll als

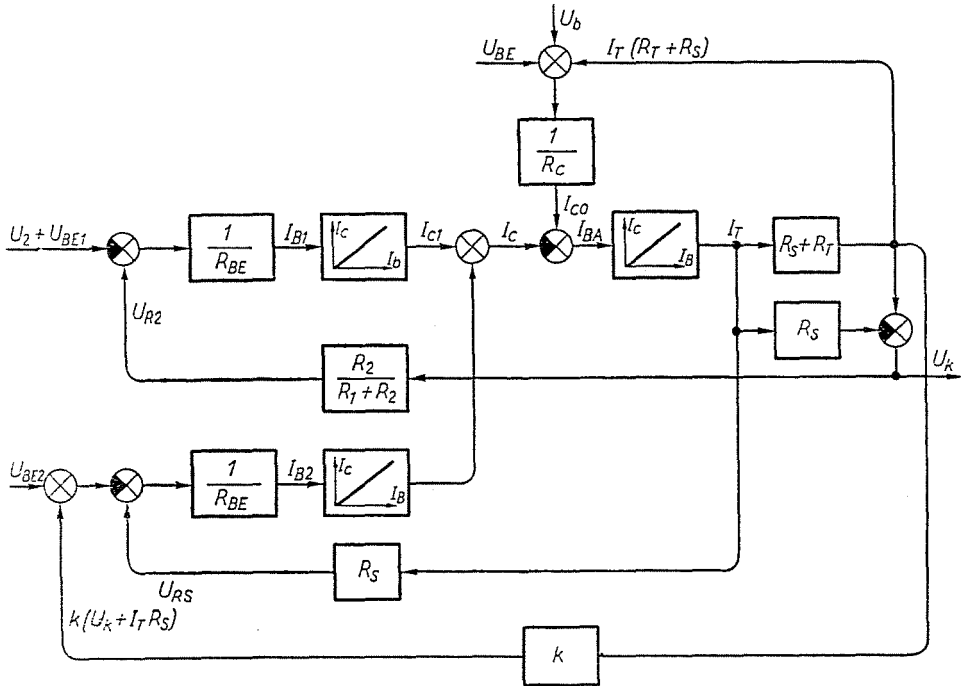


Abb. 6

die Kurzschlußbetriebsleistung. Auch eine weitere Verminderung der Verlustleistung ist zweckmäßig, weil die Herabsetzung der Kurzschlußverluste nützlich ist. Deswegen wird  $k$  möglichst hoch gewählt. Mit der Erhöhung von  $k$  wird sich nach Gleichung (4) auch  $I_T R_S$  vergrößern, was aber wiederum die Betriebsverluste vergrößert. Daher ist es zweckmäßig,  $k \cdot U_{K0}/U_{BE2}$  zwischen 1 und 4 zu wählen, obwohl sich dann die Schuntspannung stark erhöht.

Eine obere Grenze für  $k$  kann nach Abb. 6 angegeben werden, wenn berücksichtigt wird, daß  $k$  hier eine positive Rückkopplung bedeutet. Ist die resultierende Rückkopplung positiv, wird das System sicher labil werden. Bei Zusammenziehen beider Rückkopplungen folgt:

$$U_{BE2} = I_K(R_S - (R_T + R_S)k), \quad (11)$$

daraus ist

$$R_S > (R_T + R_S)k, \quad (12)$$

bzw. muß auch bei dem Maximalwert von  $R_T$  (der in dem gegebenen Bereich gerade  $R_{T0}$  ist) die Aussage gelten:

$$k < \frac{R_S}{R_{T0} + R_S}. \quad (13)$$

Infolge des dynamischen Verhaltens der Transistoren sichert die Gleichung (13) die Stabilität noch nicht. Wegen der Kapazität der Transistoren und wegen der Totzeit, die aus der Übersteuerung der Transistoren im Schaltbetrieb folgt, arbeitet das System im Schaltbetrieb. Das kann mit einem ziemlich großen Speicher ausgefiltert werden, der zweckmäßig ein an den Ausgang geschalteter Kondensator sein kann. Durch den Kondensator wird das die positive Rückkopplung verursachende  $kU_k$  Glied verlangsamt.

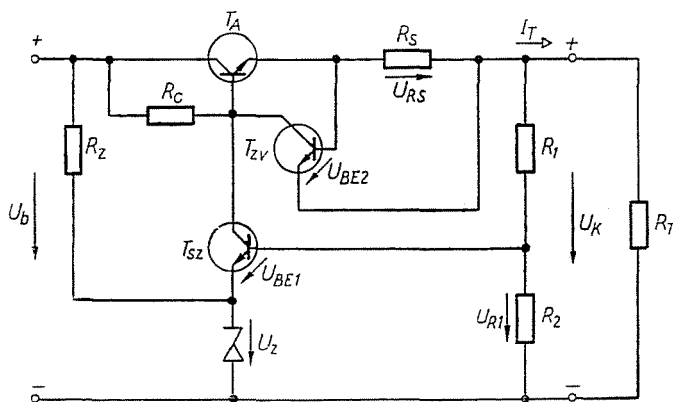


Abb. 7

Das den obigen Bedingungen entsprechende Prinzipschaltbild ist in Abb. 7 zu sehen. Hier ist die Bedingung für die Regelung:

$$U_{BE2} + \alpha U_k^* = I_T R_S, \quad (14)$$

wo

$$U_k^* = U_k + I_T R_S \quad (15)$$

$$\alpha = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \ll 1. \quad (16)$$

Wird Gleichung (15) in Gleichung (14) eingesetzt, und der so erhaltene Ausdruck umgeformt, so ergibt sich:

$$\frac{U_{BE2}}{1 - \alpha} + \frac{\alpha}{1 - \alpha} \cdot U_K = I_T R_S. \quad (17)$$

Vergleicht man dieses Ergebnis mit der Gleichung (4), läßt sich feststellen, daß diese Schaltung die bisher beschriebenen Bedingungen erfüllt.

Setzen wir Gleichung (16) in (17) ein, und lösen wir die Gleichung nach  $I_T$  auf:

$$I_T = \frac{R_3 + R_4}{R_4 \cdot R_S} \cdot U_{BE2} + \frac{R_3}{R_4 \cdot R_S} \cdot U_K. \quad (18)$$

Daraus erhält man:

$$I_0 = \frac{U_{BE2}}{R_S} \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_4} \quad (19)$$

und

$$I_{K0} = \frac{R_3}{R_4} \cdot \frac{U_{K0}}{R_S} \quad (20)$$

sowie

$$\frac{I_{TM}}{I_0} = 1 + \alpha \frac{U_{K0}}{U_{BE2}} = 1 + \frac{R_S}{R_3 + R_4} \cdot \frac{U_{K0}}{U_{BE2}}. \quad (21)$$

Auch hier ist es deutlich zu sehen, daß durch Vergrößerung von  $\alpha$  das Verhältnis  $I_m/I_0$  zwar verbessert wird, sich aber die Schuntspannung erhöht, was zum Teil die Verluste vergrößert, und zum Teil eine größere Regelungsreserve erfordert.

Betrachtet man, daß

$$U_K = I_T R_T, \quad (22)$$

so erhält man — Gleichung (17) nach  $U_{BE2}$  umgesetzt — folgende Zusammenhänge:

$$a) U_{BE2} = I_T (R_S(1 - \alpha) - \alpha R_T) \quad 0 \leq R_T \leq R_{T0}, \quad (23)$$

$$b) U_{BE2} > U_{K0} \left( \frac{R_S(1 - \alpha)}{R_T} - \alpha \right) R_{T0} \leq R_T < \infty. \quad (24)$$

Verändern wir  $R_a$  von 0 bis  $\infty$ . Mit der Vergrößerung von  $R_T$  wird sich der Klammerausdruck auf der linken Seite von Gleichung (23) anfangs verkleinern, was aber eine Zunahme von  $I_T$  bewirkt. Ist der Wert  $I_T R_T = U_{K0}$  erreicht, kann  $I_T$  durch weitere Erhöhung von  $R_T$  nicht mehr vergrößert werden, da die Spannungsregelung die Spannung bei  $U_{K0}$  begrenzt. So wird (24) die Regelungsgleichung sein, d. h. der Transistor  $T_{ZV}$  wird gesperrt.

Hinsichtlich der Stabilität muß die Ungleichung (13) für  $\alpha$  ebenso erfüllt sein, wie für  $k$ .



### 3. Z-Diode im Grundsignal der Stromregelung

Bis jetzt wurde die Erhöhung von  $I_{TM}/I_0$  durch die Veränderung von  $\alpha$  gelöst, d. h.  $I_{TM}$  wurde vergrößert. (Siehe (21).) Eine Verbesserung wird durch die Verminderung von  $I_0$  bewirkt. Das läßt sich erreichen, wenn in den Kurzschlußschutzkreis des Reglers eine Zenerspannung  $U_{Z0}$  eingebracht wird. Diese Lösung ist der Abb. 8 zu entnehmen.

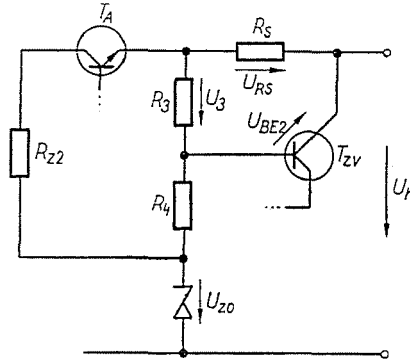


Abb. 8

Jetzt kann für den Kurzschlußschutzkreis folgende Gleichung aufgeschrieben werden:

$$U_{BE2} + \frac{R_3}{R_3 + R_4} (U_K + I_T R_S - R_{Z0}) = I_T R_S, \quad (25)$$

daraus folgt:

$$I_T = \frac{R_3 + R_4}{R_4} \cdot \frac{U_{BE2}}{R_S} - \frac{R_3}{R_4} \frac{U_{Z0}}{R_S} + \frac{R_3}{R_4} \cdot \frac{U_K}{R_S}. \quad (26)$$

Hier ist

$$I_0 = \frac{(R_3 + R_4) U_{BE2} - R_3 \cdot U_{Z0}}{R_4 \cdot R_S} \quad (27)$$

und

$$I_{K0} = \frac{R_3}{R_4} \cdot \frac{U_{K0}}{R_S}. \quad (28)$$

Vergleicht man die Gleichungen (20) und (28), so ist zu erkennen, daß der Ausdruck für  $I_{K0}$  unverändert geblieben ist. Werden aber die Gleichungen (27) und (19) verglichen, so ist zu erkennen, daß  $I_0$  um ein Glied  $\frac{R_3}{R_4} \cdot \frac{U_{Z0}}{R_S}$  vermin-

dert wurde. Der Quotient  $I_{TM}/I_0$  ist

$$\frac{I_{TM}}{I_0} = 1 + \frac{R_3 U_{K0}}{(R_3 + R_4) U_{BE2} - R_3 U_{Z0}} \quad (29)$$

bzw. bei der Einführung von  $\alpha$

$$\frac{I_{TM}}{I_0} = 1 + \alpha \frac{U_{K0}}{U_{BE2} - \alpha U_{Z0}} \quad (30)$$

Streben die Nenner in den Gleichungen (29) oder (30) gegen Null, so strebt  $I_{TM}/I_0$  gegen unendlich, ohne daß sich die Spannung  $I_T R_S$  erhöht hätte, im Gegenteil, sie hat sich verringert.

Dabei kann  $I_{TM}/I_0$  auch negativ sein, wenn die folgende Ungleichung erfüllt ist:

$$U_{BE2} < \frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot U_{Z0} = \alpha U_{Z0} \quad (31)$$

In diesem Fall zeigt die Schaltung ein Kippverhalten (wäre negativ). Das System bleibt stabil, wenn die Ungleichung

$$\alpha U_{Z0} < U_{BE2} \quad (32)$$

erfüllt und auch für  $\alpha$  die Ungleichung (13) befriedigt ist.

Es ist zu erkennen, daß praktisch ein beliebiges Verhältnis  $I_{TM}/I_0$  eingestellt werden kann, wenn man berücksichtigt, daß  $I_0 > 0$  sein muß, wenn die Schaltung nicht kippen soll. Das kann auch im Falle  $I_0 < 0$  verwirklicht werden, eventuell umschaltbar von einem Betriebszustand in den anderen.

Bei der Einstellung der Strombegrenzung sind die Gleichungen (18) und (26) zu berücksichtigen. Aus diesen ist zu sehen, daß durch  $R_S \cdot R_4$  die Steilheit der Kurve verändert wird, während  $R_3$  bloß den Strom  $I_{K0}$  beeinflusst.  $U_{Z0}$  bewirkt eine Linksverschiebung der ganzen Kurve.

Die der Einstellung vorgegebenen Bedingungen sind im allgemeinen  $U_{K0}$ ,  $I_{TM}$ ,  $I_0$  und  $I_{TM} \cdot R_S$ . Aus diesen wird erst  $R_S$  bestimmt, dann aus  $I_{TM} - I_0 = I_{K0}$  und aus der Gleichung (28) der Quotient  $R_3/R_4$  berechnet. In Kenntnis von  $R_3/R_4$  können aus der Gleichung (27) die Werte für  $R_3$ ,  $R_4$  und  $U_{Z0}$  bestimmt werden, aber es muß auch berücksichtigt werden, daß die Ungleichung (32) erfüllt sei.

In Abbildung 9 ist veranschaulicht, wie durch die Veränderung von  $R_S$ ,  $U_{Z0}$  bzw.  $R_3/R_4$  die Ausgangskennlinie beeinflusst wird.

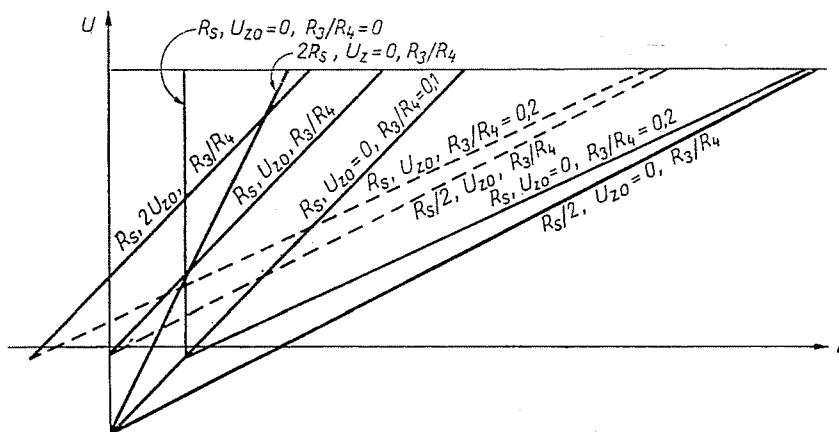


Abb. 9

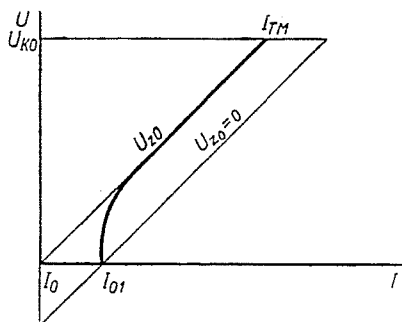


Abb. 10

Wenn mit Hilfe von  $R_{Z2}$  nicht sichergestellt wird, daß die Zenerspannung konstant bleibt, fließt durch die Widerstände  $R_3 + R_4$  Zenerstrom im Arbeitspunkt, bis

$$U_K + I_T R_S > U_{Z0} \tag{33}$$

wird, danach nimmt  $U_{Z0}$  ab. So wird der Punkt  $I_0$  der Ausgangskennlinie in den Punkt  $I_{01}$  der Kurve  $U_{Z0} = 0$  einlaufen (siehe Abb. 10).

Werden zwei Zenerdioden in Reihe geschaltet, so läßt sich erreichen, daß die Verlustleistung des Durchlaßtransistors im Überbelastungsbereich annähernd konstant sei. In diesem Fall wird die untere Diode mit Arbeitspunktstrom versorgt, die obere nicht. Die Schaltung und die zugehörige Kennlinie sind in Abbildung 11 dargestellt. Der Kurzschlußabschnitt der Kurve geht aus der  $U_{Z1} + U_{Z2}$  entsprechenden Kurve aus und stellt sich in den  $U_{Z1} - U_{BE2}$  entsprechenden Punkt ein. Der herunterlaufende Abschnitt der Kurve ist nicht stabil, daher erfolgt der Rücklauf bei einem anderen Wert des Last-

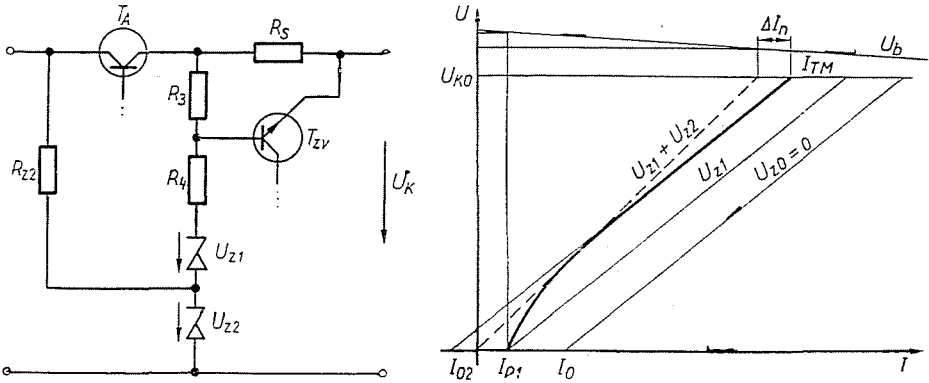


Abb. 11

widerstands. Der Vorteil der Schaltung ist, daß der Maximalwert der Verlustleistung bei der Laständerung in beiden Richtungen übersprungen wird. Ihr Nachteil besteht darin, daß sie eine Hysterese hat und das Einschalten nur bei vermindertem Laststrom möglich ist. Diese Hysterese kann durch geeignete Wahl der Zenerspannungen auf ein Minimum herabgesetzt werden. (Statt der oberen Zenerdiode kann nur eine gegenparallel geschaltete Diode verwendet werden, wenn eine kleine Spannung erreicht werden soll, weil durch diese Diode der Strom in beide Richtungen fließt.)

Es ist noch zu bemerken, daß in der obigen Schaltung die Zenerdiode mit dem Grundsignal des Spannungsreglers, oder mit einem Teil dieses Signals ersetzt werden kann, und so erfordert die Schaltung kein zusätzliches Halbleiterelement.

#### 4. Die Verwendung einer Diode in der Rückkopplung

Es können ähnliche Ergebnisse erzielt werden, wenn  $I_0$  nicht mit Hilfe des von dem Grundsignal subtrahierten Wertes  $U_{z0} \cdot \frac{R_s}{R_3 + R_2}$  vermindert, sondern das rückgekoppelte Signal um eine konstante Spannung vergrößert wird. Das kann mit Hilfe einer mit  $R_s$  in Reihe geschalteten, in Durchlaßrichtung gepolten Diode erreicht werden. Diese Lösung ist dann zweckmäßig, wenn ohnehin eine in Reihe geschaltete Diode am Ausgang verwendet wird. (Z. B.: Parallelbetrieb, Verbraucher mit aktiver Spannung usw.) Sonst würde sie einen zusätzlichen Leistungsverlust herbeiführen. In Abb. 12 ist diese Lösung gezeigt. Die Schleusenspannung der Diode in Durchlaßrichtung ist mit  $U_D$  gekennzeichnet. (Dessen Reihenwiderstand wird in  $R_s$  einbezogen, und mit  $R'_s$  gekennzeichnet.) Die Regelungsgleichung ist wie folgt:

$$U_{BE2} + \frac{R_3}{R_3 + R_4} (U_K + U_D + I_T R'_s) = I_T R'_s + U_D, \quad (34)$$

daraus erhält man:

$$I_T R'_S = \frac{R_3 + R_4}{R_4} \cdot U_{BE2} - U_D + \frac{R_3}{R_4} U_K \quad (35)$$

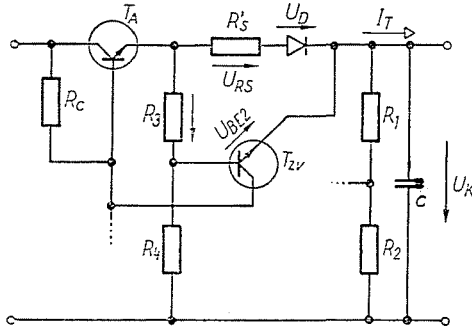


Abb. 12

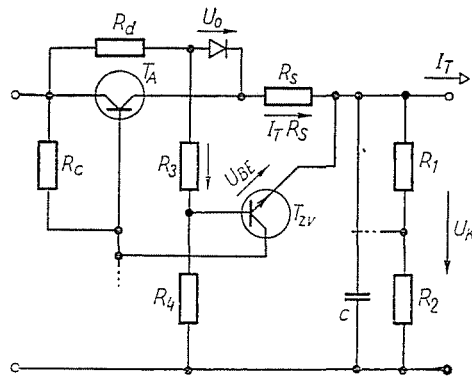


Abb. 13

Die Schaltung ist stabil, wenn bei  $U_K = \emptyset$  in (35)  $I_T R'_S$  positiv ist. Die Bedingung dafür lautet:

$$U_D < \frac{R_3 + R_4}{R_4} \cdot U_{BE2} \quad (36)$$

Wird (36) nicht erfüllt, zeigt die Schaltung Kippverhalten, aber bei Sinken der Belastung kippt sie auch in Grundzustand zurück, da die Diode keinen besonderen Arbeitspunktstrom hat.

Wenn am Ausgang keine Diode ist, so kann mit der Schaltung in Abbildung 13 ein ähnliches Ergebnis erreicht werden. Hier stimmen die Gleichungen mit den vorigen überein, durch die Diode fließt aber kein Laststrom, die Verlustleistung ist kleiner, und die Diodenspannung ist nicht stromabhängig.

Der Arbeitspunktstrom der Diode ist konstant, also wenn die Ungleichung (36) nicht erfüllt ist, kippt die Schaltung um, verbleibt in diesem Zustand, und kann nur mit der Hand wieder in Betrieb gesetzt werden.

Wenn statt  $R_3$  der Abb. 8 ein gegenparallel geschaltetes Diodenpaar vorhanden ist, funktioniert die Schaltung nach dem Knickpunkt als Strombegrenzer, kippt danach in einem Punkt  $U_K = 0$ ,  $I = I_0$  um, wovon sie aber bei Sinken der Belastung zurückzukehren vermag.  $I_0$  ist von  $U_{Z0}$  unabhängig, wenn  $I_0$  größer ist als das Kippniveau. Das Zurückkippen ist von  $U_{Z0}$  abhängig. Die Schaltung ist für den Parallelbetrieb günstig, und kippt den kritischen Verlustleistungsbereich um.

### Zusammenfassung

Die Verwendung von nichtlinearen Bauelementen in Kurzschlußschutzstromkreisen hat mehrere Vor- und Nachteile. Von diesen Schaltungen muß die geeignete Schaltung so ausgewählt werden, daß sich die Vorteile ausprägen.

Von dem ersten Gesichtspunkt aus wurde die Herabsetzung der Verlustleistung des Durchlaßtransistors angestrebt, und zwar in der Weise, daß die Kompliziertheit der Schaltung im Vergleich zu den vorigen möglichst nicht größer wird. Der andere Gesichtspunkt war die Verminderung der Verlustleistung des Fühlers, die eine Verbesserung des Wirkungsgrades bewirkt. Es wird auch erwähnt, wie die zwei Grundtypen aufeinander umschaltbar sind, und wie die Möglichkeiten für den Parallelbetrieb zu verbessern sind. Bei allen Varianten wurde vor Auge gehalten, daß die Schaltungen möglichst einfach, zuverlässig und wirtschaftlich sein sollen.

### Literatur

1. F. CSÁKI—K. BARKI—K. GANSZKY—I. IPSITS: Ipari Elektronika, Tankönyvkiadó, Budapest, 1966.
2. F. CSÁKI—R. BARS: Automatika, Tankönyvkiadó, Budapest, 1972.
3. U. TIETZE—CH. SCHENK: Analóg és digitális áramkörök, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1973. (Halbleiter-Schaltungstechnik).
4. The voltage regulator applications handbook, fairchild semiconductor California, March 1974.

Szabolcs IVÁNCZY, H-1521 Budapest