

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins
Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke
Band: 57 (1966)
Heft: 24

Artikel: Transitorisierte Stabilisierschaltungen mit kombinierter Konstantspannungs- und Konstantstromcharakteristik
Autor: Hug, R.
DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-916656>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. [Voir Informations légales.](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 17.03.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

BULLETIN

DES SCHWEIZERISCHEN ELEKTROTECHNISCHEN VEREINS

Gemeinsames Publikationsorgan des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins (SEV)
und des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätswerke (VSE)

Transistorisierte Stabilisierschaltungen mit kombinierter Konstantspannungs- und Konstantstromcharakteristik

Von R. Hug, Zürich

621.316.722.1

Anschliessend an einige allgemeine Grundgedanken über Stromquellen wird die als geschlossener Regelkreis aufgebaute, transistorisierte Stromquelle untersucht. Für Stabilisierschaltungen des Seriereglerstyps wird anhand einer allgemeinen Näherungsformel für den statischen Innenwiderstand R_i der Einfluss der verschiedenen funktionellen Einheiten des Regelkreises diskutiert. Als Beispiele werden drei praktische Stabilisierschaltungen mit kombinierter Konstantspannungs- und Konstantstromcharakteristik beschrieben und deren statischer Innenwiderstand R_i und damit die Statik der Konstantstromcharakteristik näherungsweise angegeben.

Faisant suite à quelques réflexions fondamentales générales sur les sources de courant, l'auteur examine la source de courant transistorisée formant un circuit de réglage fermé. Pour les couplages de stabilisation du type de régulateur en série, l'influence des diverses unités fonctionnelles du circuit de réglage est discutée sur la base d'une formule d'approximation générale se rapportant à la résistance interne statique R_i . Trois couplages de stabilisation pratiques avec caractéristiques à tension et à courant constant sont décrits à titre d'exemple et leur résistance interne statique R_i , de même que la statique de la caractéristique à courant constant sont indiquées de manière rapprochée.

1. Einleitung

Stabilisierte Gleichspannungsspeisegeräte sind heute praktisch stets mit einem elektronischen Kurzschluss- und Überlastschutz ausgestattet. Insbesondere für Laboratoriumsgeräte ist es darüberhinaus jedoch von grossem Vorteil, wenn das gleiche Gerät nicht nur als Konstantspannungs- sondern auch als Konstantstromquelle Verwendung finden kann. Angesichts der Tatsache, dass stabilisierte Spannungs- und Stromquellen analogen Aufbau besitzen, lassen sich durch gemeinsame Ausnutzung einer oder mehrerer funktioneller Einheiten günstige Lösungen für Stabilisiergeräte mit kombinierter Konstantspannungs- und Konstantstromcharakteristik erzielen. Dadurch besitzt das Gerät auch zugleich seinen Kurzschluss- und Überlastschutz. Die Strombegrenzerkennlinie ist in diesem Fall die exakt definierte Konstantstromkennlinie.

2. Grundbegriffe und Definitionen

Anhand des allgemeinen Ersatzschemas der Stromquelle (Fig. 1) seien zunächst einige wichtige Grundbeziehungen angegeben.

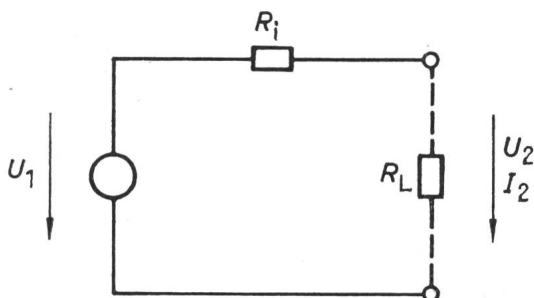


Fig. 1
Ersatzschema der Stromquelle

I_2 Ausgangsstrom; U_1, U_2 Ersatzspeisespannung bzw. Speisespannung, Ausgangsspannung; R_i Innenwiderstand; R_L Lastwiderstand

Der Ausgangsstrom I_2 der Stromquelle sei eine Funktion der beiden unabhängigen Variablen U_1 und U_2 . Dann lässt sich das totale Differential schreiben zu:

$$dI_2 = \frac{\partial I_2}{\partial U_1} dU_1 + \frac{\partial I_2}{\partial U_2} dU_2 \quad (1)$$

Man definiert nun allgemein:

$$R_m = \frac{\partial U_1}{\partial I_2} \quad (2)$$

$$R_i = \frac{\partial U_2}{\partial I_2} \quad (3)$$

Diese Definitionen eingesetzt in Gl. (1) ergibt:

$$dI_2 = \frac{1}{R_m} dU_1 + \frac{1}{R_i} dU_2 \quad (4)$$

Für die Stromquelle gilt: $R_i \gg R_L$. Der Widerstand R_m bestimmt den Einfluss der Speisespannung U_1 auf I_2 .

Da gilt:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{R_i + R_L}{R_L}$$

mit

$$R_i \gg R_L$$

so folgt für eine Stromquelle:

$$U_1 \gg U_2$$

Entsprechend obiger Beziehung ist es in den meisten Fällen praktisch unumgänglich, die Stromquelle nicht mittels eines grossen Vorwiderstandes, sondern auf elektronischem Wege zu erzeugen. Dadurch wird dann die erforderliche Speisespannung U_1 nur wenig grösser als die maximale Ausgangsspannung U_2 .

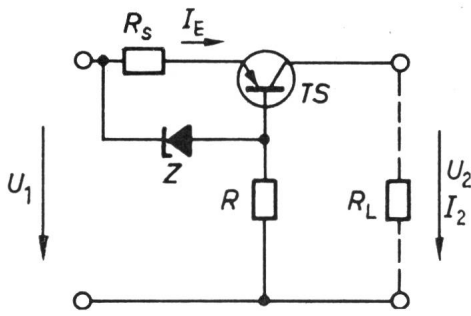


Fig. 2

Einfache Stromquelle

I_E Emitterstrom; R Vorwiderstand der Zenerdiode Z ; R_s Shunt zur Stromerfassung; Z Zenerdiode
Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 1

3. Einfaches Beispiel zur Bestimmung von R_i und R_m einer Stromquelle

Eine einfachste Schaltung zur Realisierung einer Stromquelle auf elektronischem Weg ist in Fig. 2 dargestellt.

Für das Ersatzschaltbild der Fig. 3 lässt sich für kleine Änderungen der variablen Größen schreiben:

$$\Delta I_2 \approx a \cdot \Delta I_E + \frac{1}{r_c} (\Delta U_R - \Delta U_2) \quad (5)$$

Unter Berücksichtigung von:

$$\Delta U_Z \approx \frac{r_z}{R + r_z} \Delta U_1 \quad (6)$$

$$\Delta U_R \approx \frac{R}{R + r_z} \Delta U_1 \quad (7)$$

$$\Delta I_E \approx \frac{\Delta U_Z}{R_s + r_e + r_b(1-a)} \quad (8)$$

und

$$r_e + r_b(1-a) \approx h_{11b}$$

$$\frac{1}{r_c} \approx h_{22b}$$

ergibt sich durch Einsetzen in Gl. (5):

$$\Delta I_2 \approx \Delta U_1 h_{22b} \left[\frac{R}{R + r_z} + a \frac{r_z}{(R_s + h_{11b})(R + r_z)} \right] - \Delta U_2 h_{22b} \quad (9)$$

$$\frac{1}{R_m}$$

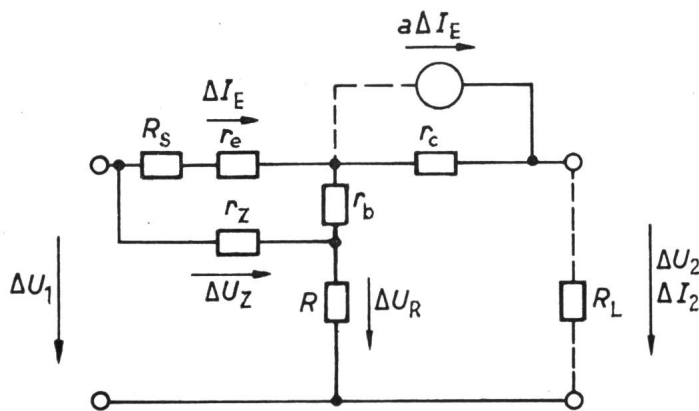


Fig. 3

Ersatzschaltbild der Stromquelle von Fig. 2

a Generatorverstärkung (Niederfrequenz -T- Einquellenersatzbild des Transistors in Basisschaltung); r_b Basiswiderstand; r_c Kollektorstromwiderstand; r_e Emitterwiderstand; r_z dynamischer Widerstand der Zenerdiode; U_R Spannung über Vorwiderstand R der Zenerdiode Z

Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 1 und 2

Der Vergleich der Beziehungen (4) und (9) liefert die Ausdrücke für R_i und R_m . Der Innenwiderstand R_i dieser Stromquelle ist gleich dem Kollektorstromwiderstand $r_c = 1/h_{22b}$ des Serientransistors. Die Zenerdiode Z bringt eine wesentliche Vergrößerung von R_m im Vergleich zur gewöhnlichen Basischaltung von TS und damit eine in manchen Fällen genügende Unabhängigkeit von I_2 gegenüber Schwankungen von U_1 . Tatsächlich wird in dieser einfachen Schaltung der Emitterstrom des Serientransistors ungefähr konstant gehalten.

4. Die Stromquelle als geschlossener Regelkreis

Stromquellen, die höheren Anforderungen genügen, sind praktisch stets als geschlossene Regelkreise ausgebildet, mit dem Ausgangsstrom I_2 als Regelgröße. In Fig. 4 ist das Prinzipschaltbild einer Seriestichter-Schaltung mit kombinierter Konstantspannungs- und Konstantstromcharakteristik dargestellt. Als Seriestichter bezeichnet man diejenigen Strom- und Spannungsquellen, deren Stellglied (I in Fig. 4) in Serie zur Last geschaltet ist. Die folgenden Gedanken be-

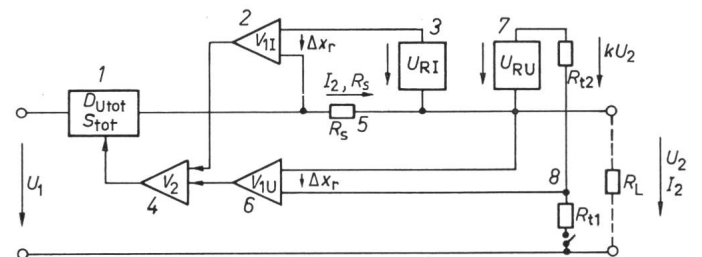


Fig. 4

Prinzipschaltbild einer Seriestichter-Schaltung mit Konstantspannungs- und Konstantstromcharakteristik

I Stellglied; 2 Istwert—Sollwertvergleich (Strom); 3 Sollwertgeber (Strom); 4 Regelverstärker; 5 Stromerfassung; 6 Istwert—Sollwertvergleich (Spannung); 7 Sollwertgeber (Spannung); 8 Spannungserfassung (Ausgangsspannungsteiler R_{t1} , R_{t2})
 D_U stat. Spannungsdurchgriff; 5 Steilheit; R_t Spannungsteilerwiderstand; kU_2 Abbild der Ausgangsspannung U_2 ; Δx_r Regelabweichung; V Verstärker

Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 1 und 2

schranken sich auf diesen wichtigsten Typ, wobei ausschliesslich dem Stromregelkreis Beachtung geschenkt werden soll. Dieser ist analog zum Spannungsregelkreis aufgebaut aus grundsätzlich 5 funktionellen Einheiten:

1. Stellglied (Serieregelglied)
2. Istwert-Sollwert-Vergleich (oft Differenzverstärker, Spannungsverstärkung v_{11})
3. Sollwertgeber, Referenzspannung U_{RI}
4. Regelverstärker (Spannungsverstärkung v_2)
5. Stromerfassung (Messshunt R_s)

Eine oder mehrere der obigen 5 Funktionen können in ein und demselben Element vereinigt sein. Im Prinzipschaltbild von Fig. 4 sind die Einheiten 1 und 4 für Strom- und Spannungsregelkreis gemeinsam. Meist werden auch die Sollwertgeber 3 und 7 von einer gemeinsamen Referenzspannungsquelle gespeist. Die wichtigste Kenngröße einer Stromquelle ist deren Innenwiderstand R_i . Mit R_i ist auch die Neigung der Konstantstromcharakteristik und damit deren Statik bekannt. Zur Berechnung von R_i und R_m der Stromquelle von Fig. 2 wurden die Halbleiterelemente durch die entsprechenden Ersatzschaltungen für kleine Änderungen der Spannungen und Ströme ersetzt. Diese Methode führt jedoch bei komplizierteren Schaltungen zu recht umfangreichen Rechnungen, insbesondere wenn der Einfluss von Temperaturänderungen kritischer Elemente in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt auch berücksichtigt

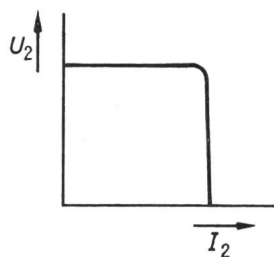
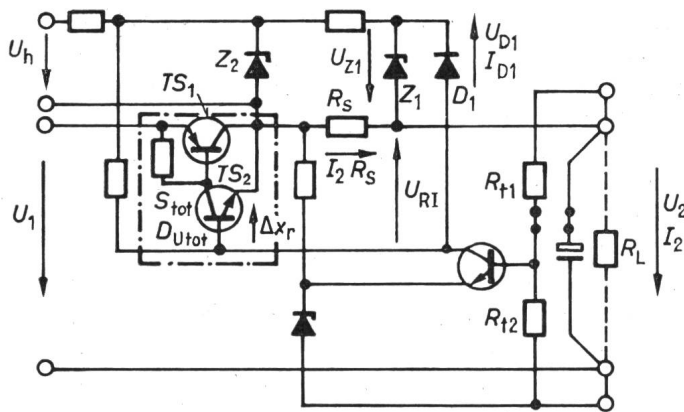


Fig. 5
Einfache Konstantspannungsquelle
mit kombinierter Konstantstromcharakteristik
Bezeichnungen siehe im Text

werden muss. Dies ist überall dort notwendig, wo der Arbeitspunkt sich langsam längs der ganzen Konstantstromkennlinie bewegt. Die Spannung über den Serieregultransistoren (Stellglied; I in Fig. 4) ist dann stark variabel und damit bei konstantem Ausgangsstrom auch die in den Serieregultransistoren vernichtete Verlustleistung. Daraus resultiert eine stark veränderliche Junctiontemperatur der Serieregultransistoren und damit infolge des negativen Temperaturkoeffizienten der Basis-Emitterstrecken bei gleichem Strom eine Verkleinerung bzw. Vergrößerung der Basis-Emitterspannungen, je nachdem, ob die Verlustleistung zu- oder abnimmt. Dies ist der Grund, weshalb der statisch gemessene Spannungsdurchgriff D_U eines Transistors stets grösser oder gleich dem dynamisch ermittelten Wert h_{12} ist. D_U hängt stark vom Kollektorstrom und den Kühlverhältnissen des Transistors ab. Erfahrungsgemäss wird die statisch gemessene Konstantstromcharakteristik wesentlich durch D_U bestimmt. Demgegenüber sind die anderen Einflüsse bei einer zweckmässig dimensionierten Schaltung gering. Bei Berücksichtigung obiger Bemerkungen lässt sich für den statischen Innenwiderstand R_i eine praktische Näherungsformel aufstellen. Zu deren Herleitung wird die Stromquelle als geschlossener Regelkreis betrachtet.

Das Stellglied (I in Fig. 4) ist meist aus mehreren Transistoren aufgebaut (siehe Fig. 5, 6, 7), die sich jedoch stets darstellen lassen als ein einziger Ersatztransistor mit der totalen Steilheit S_{tot} , sowie dem totalen Spannungsdurchgriff $D_{U_{tot}}$. Für diesen Ersatztransistor gilt allgemein:

$$dI_2 = S_{tot} \cdot dU_{BE} + U_{BE} \cdot dS_{tot} \quad (10)$$

Aus den Beziehungen

$$S \sim I_E$$

und

$$I_E = \text{konst.} \quad (\text{Konstantstromcharakteristik})$$

folgt:

$$dS_{tot} \approx 0$$

Gl. (10) vereinfacht sich somit zu:

$$dI_2 \approx S_{tot} dU_{BE} \Big|_{U_1, t_a = \text{konst.}} \quad (11)$$

Für das Prinzipschema der Fig. 4 gilt:

$$U_{BE} = f(U_2, I_2, U_1, t_a) \quad (12)$$

und da der Stromregelkreis geschlossen ist:

$$dU_{BE} \Big|_{U_1, t_a = \text{konst.}} = dU_2 D_{U_{tot}} - dI_2 R_s | v | \quad (13)$$

Gl. (13) eingesetzt in Gl. (11) und aufgelöst nach R_i liefert:

$$R_i = \frac{\partial U_2}{\partial I_2} \Big|_{U_1, t_a = \text{konst.}} \approx \frac{1 + R_s | v | S_{tot}}{D_{U_{tot}} S_{tot}} \quad (14)$$

Somit gilt auch:

$$\frac{\partial I_2}{\partial U_2} \Big|_{U_1, t_a = \text{konst.}} \approx \frac{\partial U_2 D_{U_{tot}} S_{tot}}{1 + R_s | v | S_{tot}} \quad (15)$$

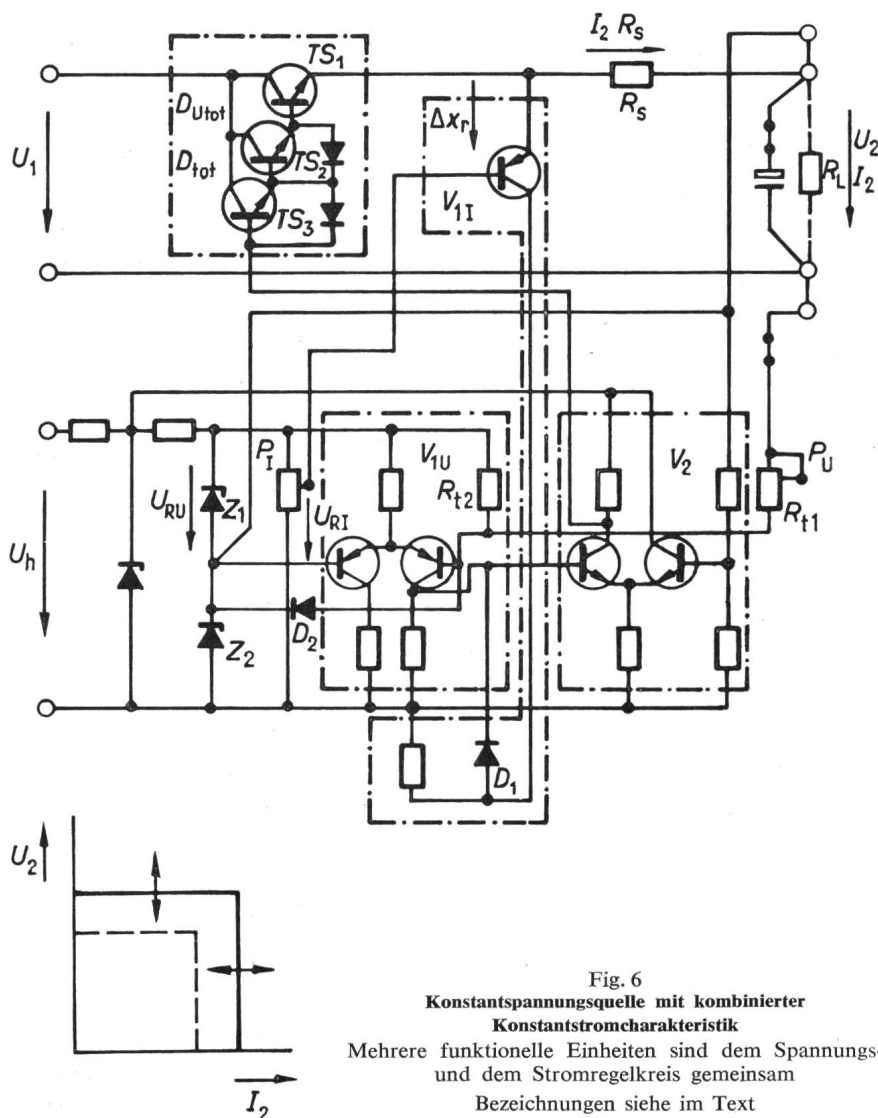


Fig. 6
Konstantspannungsquelle mit kombinierter
Konstantstromcharakteristik
Mehrere funktionelle Einheiten sind dem Spannungs-
und dem Stromregelkreis gemeinsam
Bezeichnungen siehe im Text

In Gl. (14) und (15) ist für die totale Spannungsrückwirkung des Serieregul-Ersatztransistors nicht der dynamisch gemessene Spannungsdurchgriff, sondern der beim jeweiligen Strom massgebende statische Wert $D_{U_{tot}}$ einzusetzen. Dieser ist meist wesentlich grösser als der dynamisch ermittelte Wert, da die Junction-Temperaturänderungen und damit die Temperaturkoeffizienten der Basis-Emitter-Strecken der Serieregultransistoren wirksam werden.

Bei raschen, periodischen Änderungen des Lastwiderstandes R_L am Ausgang, bleibt die Junction-Temperatur der Serieregultransistoren konstant. Der in diesem Betrieb wirksame dynamische Innenwiderstand $R_{i_{dyn}}$ ist im unteren Frequenzbereich grösser als der entsprechende statische Wert, nimmt jedoch mit steigender Frequenz infolge der sich verkleinernden Regelverstärkung ab. Für das Stellglied können die statischen Kenngrössen S_{tot} und $D_{U_{tot}}$ des entsprechenden Ersatztransistors unter Berücksichtigung der vorangehenden Bemerkungen nach den gewohnten Methoden ermittelt werden. $|v|$ ist der Betrag der totalen Gleichspannungsverstärkung des Regelverstärkers.

Der Einfluss der Eingangsspannung U_1 auf den Ausgangsstrom I_2 wird ausgedrückt durch R_m . Da in praktischen Stabilisierungsschaltungen neben der Eingangsspannung U_1 oft noch eine oder gar mehrere Hilfsspannungen benötigt werden, deren Variation ebenfalls auf die Grösse des Ausgangsstromes I_2 einwirkt, gilt unter der Annahme voneinander unabhängiger Spannungen U_1, U_{h1}, U_{h2} :

$$\left. \frac{dI_2}{R_L, t_a = \text{konst.}} \right| = \frac{\partial I_2}{\partial U_1} dU_1 + \frac{\partial I_2}{\partial U_{h1}} dU_{h1} + \frac{\partial I_2}{\partial U_{h2}} dU_{h2} \quad (16)$$

Mit:

$$R_{m1} = \frac{\partial I_2}{\partial U_1} \quad R_{mh2} = \frac{\partial U_{h2}}{\partial I_2}$$

$$R_{mh1} = \frac{\partial U_{h1}}{\partial I_2}$$

Meist werden die Spannungen U_1, U_{h1}, U_{h2} usw. jedoch über einen Transformator vom Netz her geliefert; diese stellen somit keine unabhängigen Grössen mehr dar. Deren Variationen lassen sich vielmehr direkt ausdrücken durch die Netzspannungsschwankung dU_N . Somit lässt sich für diesen häufigsten Fall schreiben:

$$\left. \frac{dI_2}{R_L, t_a = \text{konst.}} \right| = \frac{\partial I_2}{\partial U_N} dU_N \quad (17)$$

Mit:

$$R_{mN} = \frac{\partial U_N}{\partial I_2} \quad (18)$$

Für R_{mN} kann man nicht wie für R_i eine allgemein gültige Formel angeben, da der Ausdruck zur Berechnung von R_{mN} stark von der Schaltung abhängig ist. Dieser wird nach analogen Überlegungen wie zur Bestimmung von R_i , jedoch unter Berücksichtigung des Einflusses der Hilfsspannungen errechnet.

5. Drei praktische Schaltungsbeispiele

von kombinierten Konstantspannungs-Konstantstromquellen

Die Figuren 5 und 6 zeigen zwei Schaltungsbeispiele mit automatischem Übergang von Konstantspannungs- auf Kon-

stantstromregelung und umgekehrt. Dem Spannungs- und dem Stromregelkreis ist in Fig. 5 das Stellglied gemeinsam. In Fig. 6 dagegen werden in beiden Regelkreisen mehrere funktionelle Einheiten gemeinsam ausgenutzt, nämlich: der Sollwertgeber, die zweite Stufe des Regelverstärkers und das Stellglied. In beiden Schaltungen leitet die Diode D_1 den Übergang von der Konstantspannungs- auf die Konstantstromcharakteristik ein, wobei das Knie mit der Schaltung von Fig. 6 wesentlich schärfer wird als mit derjenigen von Fig. 5. In dieser Schaltung befindet sich D_1 nämlich in der Masche des Istwert-Sollwertvergleichs für den Strom I_2 , wodurch sich die im Übergangsbereich von Spannungsquelle zu Stromquelle mit anwachsendem Strom I_{D1} variable Vorwärtsspannung der Diode D_1 zur Zenerspannung U_{Z1} addiert und mit dieser zusammen die Referenzspannung für den Strom I_2 bildet. In der Schaltung von Fig. 6 wird die variable Vorwärtsspannung von D_1 durch die Verstärkerstufe V_{11} weitgehend ausgeregelt. Der Spannungsteiler zur Istwertaufnahme der Ausgangsspannung ist genügend hochohmig zu dimensionieren oder im Konstantstrombetrieb vom Ausgang wegzuschalten, damit der Stromquellenwiderstand nicht unzulässig verkleinert wird (vergl. Fig. 4). Die Diode D_2 übernimmt bei Betrieb auf der Konstantstromcharakteristik die Aufgabe, den Strom durch die Referenzdiode Z_1 und somit auch durch Z_2 konstant zu halten, unabhängig von Variationen der Ausgangsspannung U_2 und damit des Stromes im Ausgangsspannungsteilerwiderstand R_{t1} . Bei Konstantspannungsregelung ist D_2 gesperrt.

Durch geeignete Wahl der Zenerdiode Z_2 ist es möglich, den Temperaturkoeffizienten der Basis-Emitterstrecke des Transistors der Verstärkerstufe V_{11} zu kompensieren. Diese Massnahme ist besonders wichtig, weil bei der normalerweise kleinen Spannung über dem Shunt R_s zur Stromerfassung der Temperaturgang der Verstärkerstufe V_{11} prozentual stark ins Gewicht fällt. Der Widerstand R_{mN} ist in der Schaltung von Fig. 5 hauptsächlich durch $D_{U_{tot}}$ und in geringerem Masse durch die Güte der Vorstabilisierung der Speisespannung der Referenzdiode Z_1 bestimmt. Bei der Schaltung von Fig. 6 dagegen wird der Beitrag von $D_{U_{tot}}$ an R_{mN} durch die Regelverstärkung $V_{11} \cdot V_2$ stark reduziert, so dass R_{mN} vorwiegend durch die Qualität der Vorstabilisierung der Speisespannung der Zenerdioden Z_1 und Z_2 gegeben ist.

Zur Verbesserung von R_{mN} müsste hier angesetzt werden. Der statische Stromquelleninnenwiderstand R_i lässt sich mit Hilfe der abgeleiteten Näherungsformel (14) bestimmen. Für die Schaltung von Fig. 5 ergibt sich unter der Voraussetzung, dass der Ausgangsspannungsteiler weggeschaltet und R genügend gross ist:

$$R_i \approx \frac{1 + R_s S_1}{\left[h_{12e2} + \frac{I_2}{\alpha_{FE1}} K_{1-a2} \alpha_{TS2} \right] S_1} \quad (19)$$

Ist jedoch automatischer Übergang zwischen Konstantspannungs- und Konstantstrombetrieb verlangt, so kann der Ausgangsspannungsteiler nicht weggeschaltet werden. Dann verkleinert sich der tatsächlich wirksame Stromquelleninnenwiderstand R_i an den Ausgangsklemmen gemäss:

$$\frac{1}{R_i'} \approx \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_{t1} + R_{t2}} \quad (20)$$

Entsprechend findet man für die Schaltung der Fig. 6 bei weggeschaltetem Ausgangsspannungsteiler:

$$R_i \approx \frac{1 + R_s |v_{1I}| \cdot |v_2| \frac{S_1}{3}}{\left[h_{12e1} + h_{12e2} + h_{12e3} + I_2 \left(K_{j-a1} \alpha_{TS1} + \frac{1}{\alpha_{FE1}} K_{j-a2} \alpha_{TS2} + \frac{1}{\alpha_{FE1} \alpha_{FE2}} K_{j-a3} \alpha_{TS3} \right) \right] \frac{S_1}{3}} \quad (21)$$

Mit Ausgangsspannungsteiler:

$$\frac{1}{R_i'} \approx \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_{1I}} \quad (22)$$

Wird die Stromquelle dynamisch belastet, so muss selbstverständlich der Elektrolytkondensator am Ausgang wegfallen, ansonst man statt der gewünschten Stromquelle eine schlechte Spannungsquelle besäße.

Die Schaltung von Fig. 6 lässt sich dadurch noch weiter verbessern, dass die erste Regelverstärkerstufe V_{1I} analog zu V_{1U} als Differenzstufe ausgebildet wird. Insbesondere der Temperaturgang ist auf diese Art wesentlich besser zu beherrschen.

In Fig. 7 ist eine solche Schaltung dargestellt. Die prinzipielle Funktionsweise der Schaltung ist analog derjenigen von Fig. 6. Den Istwert-Sollwertvergleich des Ausgangsstromes besorgt die als Differenzverstärker ausgebildete Regelverstärkerstufe V_{1I} . Bei Verwendung von gut gepaarten Transistoren für den Differenzverstärker V_{1I} kann dessen thermische Drift sehr klein gehalten werden. (z. B. BCY 55: $\Delta(U_{BE1} - U_{BE2})/\Delta t \approx 1 \mu V/^\circ C$ und $\Delta(I_{B1} - I_{B2})/\Delta t \approx 0,5 \text{ nA}/^\circ C$).

Eine Kompensation des Temperaturkoeffizienten der Verstärkerstufe V_{1I} durch geeignete Wahl des Referenzelementes, wie dies in der Schaltung von Fig. 6 durchgeführt wird, ist infolge Streuung stets nur in begrenztem Rahmen möglich

($\approx 0,05 \% \cdot I_2/^\circ C$). In der Schaltung von Fig. 7 dagegen fällt die Notwendigkeit der Kompensation der Temperaturkoeffizienten dahin. Für Z_2 kann nun ein Referenzelement mit verschwindendem Temperaturkoeffizienten verwendet werden. So lässt sich das Temperaturverhalten wesentlich besser beherrschen. ($\approx 0,01 \% \cdot I_2/^\circ C$ und besser, je nach Grösse und Toleranzen der Temperaturkoeffizienten der für den Temperaturgang entscheidenden Elemente v_{1I} , Z_2 , P_I , R_{t3} , R_s). Bei weggeschaltetem Ausgangsspannungsteiler ergibt sich für den statischen Innenwiderstand der Stromquelle unter der Voraussetzung, dass die Restströme klein und R_1 , R_2 gross seien:

$$R_i \approx \frac{1 + R_s |V_{1I}| \cdot |V_2| S_1}{\left[h_{12e3} + \frac{I_2}{\alpha_{FE1} \alpha_{FE2}} K_{j-a3} \alpha_{TS3} \right] S_1} \quad (23)$$

Der Einfluss des Ausgangsspannungsteilers wird nach Gl. (22) berücksichtigt.

Ein Vergleich der Ausdrücke für R_i zeigt die Überlegenheit des als Kombination von NPN- und PNP-Transistoren aufgebauten Serieregliedes gegenüber der gewöhnlichen Darlingtonschaltung. Tatsächlich ist die totale Steilheit S_{tot} grösser und der resultierende statische Spannungsdurchgriff D_{Utot} kleiner bei einer NPN-PNP-Kombination als für eine entsprechende Darlingtonschaltung. Von diesem Standpunkt aus empfiehlt sich somit die Verwendung ersterer Schaltung.

Der Widerstand R_{mN} hängt dank der Verstärkung des Regelverstärkers praktisch nur noch von der Vorstabilisierung der Speisung der Zenerdioden Z_1 und Z_2 ab. Diese wurde in der Schaltung von Fig. 7 gegenüber derjenigen von Fig. 6 entscheidend verbessert und damit auch R_{mN} wesentlich erhöht.

6. Buchstabensymbole

Die in diesem Aufsatz verwendeten jedoch nicht besonders erläuterten Buchstabensymbole bedeuten:

Parameter des Niederfrequenz-T-Einquelelersatzbildes des Transistors:

- r_e Emitterwiderstand
- r_b Basiswiderstand
- r_c Kollektorwiderstand
- a Generatorstromverstärkung in Basisschaltung
- r_z dynamischer Widerstand der Zenerdiode
- t_a Umgebungstemperatur
- S_1 Steilheit von Transistor TS_1
- K_{j-a1}, K_{j-a2} thermischer Widerstand zwischen Junction und Umgebung von Transistor TS_1, TS_2 usw.
- $\alpha_{TS1}, \alpha_{TS2}$ Temperaturkoeffizient der Basis-Emitterstrecke von TS_1, TS_2 usw.

$$\alpha_{TS} = \frac{\partial U_{BE}}{\partial t}$$

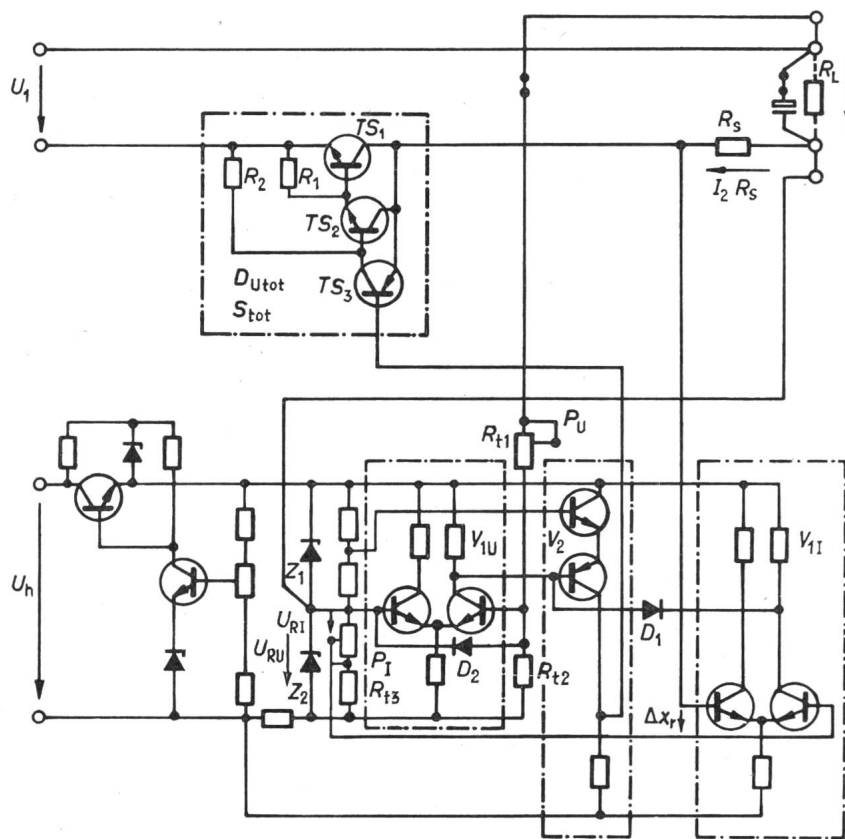


Fig. 7

Kombinierte Konstantspannungs- und Konstantstromquelle

Die Regelverstärkerstufe V_{1I} ist als Differenzverstärker ausgebildet, zwecks Erreichung eines möglichst temperaturunabhängigen Istwert-Sollwertvergleichs für den Ausgangsstrom I_2

Bezeichnungen siehe im Text

h_{12e1}, h_{12e2} , usw. Spannungsrückwirkung bei offenem Eingang von Transistor TS_1, TS_2 usw. in Emitterschaltung. h -Vierpolparameter für Aussteuerung mit kleinem Signal

h_{11b} Eingangswiderstand bei kurzgeschlossenem Ausgang. Transistor in Basisschaltung. h -Vierpolparameter für Aussteuerung mit kleinem Signal

h_{22b} Ausgangsleitwert bei offenem Eingang. Transistor in Basisschaltung. h -Vierpolparameter für Aussteuerung mit kleinem Signal

$\alpha_{FE1}, \alpha_{FE2}$, usw. Stromverstärkung vorwärts im statischen Betrieb von Transistor TS_1, TS_2 usw.

k Ausgangsspannungsteilerverhältnis

$$k \approx \frac{R_{t2}}{R_{t1}}$$

Δx_r Regelabweichung

Literatur

- [1] H. Danklefsen und U. Hitz: Eine transistorgeregelte Gleichstromquelle hoher Konstanz. *Elektronik* 9(1960)1, S. 25...26.
- [2] S. W. Wagner: Stromversorgung elektronischer Schaltungen und Geräte. Verlag G. Schenk, Hamburg 1964.
- [3] J. Baugher: Using Constant Current Power Supplies. *Electronic Industries* 21(1962)10, S. 148...152.

Adresse des Autors:

Roman Hug, dipl. Elektroingenieur ETH, Philips AG, Binzstrasse 38, 8045 Zürich.

Das Regelverhalten von Zweipunktreglern

Von H. Rudolphi, Zug

62 - 551.3

Ausgehend von der Übergangsfunktion einer Regelstrecke, charakterisiert durch eine Totzeit und eine Zeitkonstante, werden die Kenngrößen der Regelschwankung einer Anlage mit Zweipunktregelung formelmässig dargestellt. Die in der Handhabung etwas mühsamen Formeln sind in einem «kotierten Dreieck» graphisch dargestellt. Zusammen mit Nomogrammen zur Bildung von Ersatzübergangsfunktionen für den Messfühler und zur Ermittlung der Extremwerte der Regelschwankung wird das «kotierte Dreieck für Zweipunktregler» zu einem praktischen Hilfsmittel zur Beurteilung entsprechender Regelprobleme. Anhand von Beispielen ist die Brauchbarkeit der Methode dargelegt.

Partant de la fonction de transition d'une installation réglée, caractérisée par un temps mort et une constante de temps, les caractéristiques des variations de réglage d'une installation avec régulateur à deux paliers sont exprimées par des formules. Les formules un peu difficile à manier sont représentées graphiquement par un «triangle coté». Complété par des nomogrammes servant à la formation de fonction de transition de la sonde de mesure et à la détermination des valeurs extrêmes des variations de réglage, le «triangle coté pour régulateurs à deux paliers» constitue un auxiliaire pratique, facilitant le jugement des problèmes de réglage correspondants. Des exemples illustrent l'utilité de cette méthode.

1. Einleitung

Der Zweipunktregler ist vor allem in thermischen Anlagen ein häufig eingesetzter Apparat. Seine einfache Funktionsweise hat aber für den Regelvorgang Konsequenzen, die in vielen Fällen eine Überprüfung der Zulässigkeit der erwarteten Regelschwankung erforderlich macht, um Schäden an der Anlage zu verhüten. Aber auch die Erfüllung der geforderten Regelgenauigkeit ist beim Einsatz von Zweipunktreglern, die mit einer inhärenten Schwankung der Regelgrösse behaftet sind, nicht immer selbstverständlich. Die theoretische Regeltechnik bietet für solche Betrachtungen zwar geeignete Methoden an, die in ihrem Aufwand aber nicht immer dem zu lösenden Problem angemessen sind.

Auch die in dieser Arbeit angewendete, auf der Übergangsfunktion der Anlage beruhende Methode zwingt zu Rechnungen, die für den praktischen Betriebstechniker häufig eine Behinderung sind. Es war deshalb naheliegend, die rechnerisch ermittelten Formelgrößen graphisch darzustellen und als Nomogramm zu einer praktischen Arbeitsunterlage zu formen. Dass bei der Anwendung solcher Nomogramme nur mit sorgfältig ermittelten Eingangsgrößen gearbeitet werden sollte, ist klar. Die Ermittlung dieser Eingangsgrößen, nämlich die mathematischen Kennzahlen der messtechnisch aufgenommenen Übergangsfunktionen, ist deshalb entscheidend für die Zuverlässigkeit der ganzen regeltechnischen Betrachtung. Die Methoden der Messung einer Übergangsfunktion und ihrer Auswertung werden bei der Untersuchung der Einflüsse der Fühlerträgheit nur indirekt behandelt. Grundsätzlich werden die Übergangsfunktionen aber als bekannt vorausgesetzt. Hin-

gegen wird dem Einfluss der Messverzögerung alle Beachtung geschenkt, und der allgemeinen Behandlung des Zweipunktreglers folgt eine ausführliche Darstellung des Einbezugs der Fühlerträgheit in die regeltechnische Untersuchung. Insgesamt ist aber die vorgelegte Methode als ein Näherungsverfahren zu klassifizieren.

2. Regelverhalten eines Zweipunktreglers ohne Rückführung und ohne Messverzögerung

Es werden folgende Buchstabensymbole verwendet:

t	Zeit
T_c	Zeitkonstante
T_{cs}	Zeitkonstante der Regelstrecke
T_{cm}	Zeitkonstante des Messorgans
T_{ce}	Ersatzzeitkonstante einer zusammengesetzten Übergangsfunktion
T_t	Totzeit
T_{ts}	Totzeit der Regelstrecke
T_{te}	Ersatztotzeit einer aus zwei Zeitkonstanten zusammengesetzten Übergangsfunktion
T_E	Einschaltzeit; Impulsdauer
T_A	Ausschaltzeit; Ausschaltdauer
T_Z	Zyklusdauer; Impulsabstand
x_r	Regelgrösse am Ausgang der Regelstrecke
\dot{x}_r	Änderungsgeschwindigkeit der Regelgrösse
\bar{x}_r	Mittelwert der Regelgrösse x_r
$\Delta^0 X_r$	Bleibende mittlere Regelabweichung
X_a	Stellbereich in Einheiten der Regelgrösse
x_d	Einstellwert
Δx_{rd}	Schaltdifferenz
x_m	von einem Messorgan (Fühler) gemessener Wert der Regelgrösse X .
\hat{X}	Scheitelwert einer Schwingung
\check{X}	Sohlenwert einer Schwingung
ΔX	Schwingungswerte