

**Zeitschrift:** Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins  
**Herausgeber:** Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke  
**Band:** 56 (1965)  
**Heft:** 2

**Artikel:** Berechnung der statischen Regeleigenschaften von transistorisierten Seriesticationschaltungen auf Grund von Vierpol- und Driftparametern  
**Autor:** Best, R.  
**DOI:** <https://doi.org/10.5169/seals-916329>

### **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:** 30.01.2025

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

Typ 102 eingeführt werden kann. Dieser sicherheitstechnische Nachteil scheint hingenommen werden zu können, weil er nur vorübergehender Natur ist und seine Auswirkung durch eine kurze Auslaufzeit für Apparate mit dem alten Apparatestecker beschränkt werden kann; immerhin gibt es Länder, die diesen Typ wegen dieses Nachteiles nicht einführen werden.

Der Typ Nr. 5 (1963), für 10 A/250 V, der als Ersatz für die von der CEE genormte, aber für die Schweiz nicht annehmbare Apparatesteckdose gemäss e) auf Seite 350 der Abhandlung von 1961 gedacht war, wurde weggelassen, nicht nur um die Typenzahl zu reduzieren, sondern auch um Abweichungen gegenüber den Anforderungen der CEE zu vermeiden. Die Berechtigung, diese für Apparate der Klasse 0I (für die keine Schutzmassnahme, also weder Nullung, Schutz-erdung oder Schutzschaltung noch Sonderisolierung verlangt wird) von der Schweiz früher vorgesehene Apparatesteckvorrichtung wegzulassen, erwächst aus dem Ergebnis der oben bereits erwähnten Untersuchung des FK 208, wonach auf Grund der neuesten in Ausarbeitung bzw. Revision befindlichen Vorschriften des SEV und der CEE für Haushaltapparate in nächster Zukunft mit einer wesentlichen Reduktion der Anzahl von Apparaten mit Apparatestecker, für die keine Schutzmassnahme verlangt wird, zu rechnen ist. Es soll daher der Versuch unternommen werden, für Apparate mit Apparatestecker einschliesslich ihrer Anschlußschnur in jedem Falle eine Schutzmassnahme zu verlangen, so dass keine Apparatesteckvorrichtungen für Apparate der Klasse 0I eingeführt werden müssten. Dem Vorteil der dadurch erreichten kleineren Typenzahl steht dann allerdings der Nachteil gegenüber, dass die Apparate der Klasse 0I künftig mit dreiadrigen statt mit zweiadrigen Anschlußschnüren bedient werden müssen, die während der Übergangszeit vom alten zum neuen Haushalt-Netzsteckvorrichtungssystem meistens mit dem Übergangsstecker Typ 14 ausgerüstet sind und somit in den nicht besonders gefährlichen Räumen auch an neue Steckdosen in der Regel ungeerdet gesteckt werden, so dass bei einem Schluss zwischen Schutzleiter und Polleiter berührbare Teile des Apparates unter Spannung kommen, ohne dass die Sicherung anspricht. Dieser sicherheitstechnische Nachteil scheint aber in Kauf genommen werden zu können, da er jetzt schon in stark vermindertem Umfange und in Zukunft immer seltener in Erscheinung treten wird.

Der Typ Nr. 6 (1963), für 10 A/250 V, von dem nur der Stecker aus der CEE übernommen war, während die Steck-

dose schweizerischerseits als Ergänzung dazugefügt wurde, soll vorläufig ganz weggelassen werden, weil der Bedarf hierfür noch äusserst klein ist.

Ferner wurde noch das Vorhaben, anstelle des bestehenden Typs 104 (S 24555) für 10 A/380 V schon jetzt eine neue Norm gemäss Nr. 7 (1963) aufzustellen, wieder fallen gelassen und diese Position im Normungsplan gestrichen. Sollte sich wider jetzigem Erwarten später ein Bedürfnis danach einstellen, so kann auf den Vorschlag von 1963 zurückgegriffen werden; inzwischen sollen allfällige Neukonstruktionen einzelner Hersteller mit diesem Vorschlag übereinstimmen oder sich von ihm deutlich abheben. Erwünscht ist aber vielmehr, dass die bestehende Apparatesteckvorrichtung für 380 V zu Gunsten des festen Schnuranschlusses am Apparat verlassen wird.

Der neue Normungsplan stimmt nunmehr in allen Punkten mit den CEE-Normen überein. Die CEE-Typen für 1 A, für 10 A ohne Schutzkontakt und für 16 A wurden einstweilen nicht in unseren Normungsplan einbezogen; sollten sich diese Typen später als unentbehrlich erweisen, so können sie ohne Nachteil nachgetragen werden. Die bereits erwähnte Apparatesteckdose mit Schutzkontaktöffnung, aber ohne Schutzkontakt, gemäss e), Seite 350 (1961), soll in der Schweiz grundsätzlich nicht eingeführt und auch nicht zugelassen werden, weil mit dieser Dose wie beim alten System von Haushalt-Apparate- und Netzsteckvorrichtungen schutzpflichtige Apparate ohne Schutzkontaktverbindung in den gewöhnlichen Räumen angeschlossen werden könnten, was den Hausinstallationsvorschriften widerspräche. Es ist übrigens gewiss, dass noch andere CEE-Länder die mit dieser Apparatesteckdose unlösbar zu verbindende Anschlußschnur nicht zulassen werden.

Schliesslich sei noch hervorgehoben, dass die nach dem neuen Plan vorgesehenen Apparatesteckvorrichtungen alle jetzt bestehenden genormten schweizerischen 250-V-Haushaltstypen 101 (S 24553), 102/102a (S 24549) und 103/103a (S 24547), enthalten in der Publ. 1012.1959 des SEV, mit einer angemessenen Übergangsfrist ersetzen werden.

Der vorliegende Vorschlag wurde von den Fachkollegien 211 des CES, Wärmeapparate, und 212 des CES, Motorapparate, eingehend geprüft und gutgeheissen. Das Sekretariat des SEV ersucht alle schweizerischen Interessenten, diesen Vorschlag sorgfältig zu prüfen, und allfällige Bemerkungen ihm (Seefeldstrasse 301, 8008 Zürich) bis zum 20. Februar 1965 schriftlich im Doppel zuzustellen.

## Berechnung der statischen Regeleigenschaften von transistorisierten Seriesticationschaltungen auf Grund von Vierpol- und Driftparametern

Von R. Best, Basel

621 - 501.21 : 621.317.722.1

*Die allgemeine Seriesticationschaltung wird formal in zwei Blöcke, nämlich Serieregulator und Regelverstärker, aufgeteilt. Jeder dieser Blöcke wird durch ein Vierpolersatzschema dargestellt. Stabilisierungsfaktor  $k_S$  und Innenwiderstand  $R_i$  der Stabilsierschaltung werden als Funktionen dieser Vierpolparameter und der Belastung ausgedrückt. Durch Vernachlässigung kleiner Grössen werden einfache Näherungsformeln für  $k_S$  und  $R_i$  gewonnen, welche sich vorzüglich für die Dimensionierung und für die Optimalisierung von Stabilsierschaltungen eignen. Der Temperaturkoeffizient der stabilisierten Spannung wird auf Grund eines einfachen Driftersatzschemas ermittelt. Am Schluss wird ein numerisches Beispiel gerechnet. Die berechneten Grössen werden mit Messungen verglichen.*

*Le montage général de stabilisation en série comprend deux blocs: le régulateur série et l'amplificateur de réglage, chacun d'eux étant représenté par un schéma équivalent quadripolaire. Le facteur de stabilisation  $k_S$  et la résistance interne  $R_i$  du circuit sont exprimés en fonction de ces paramètres quadripolaires et de la charge. En négligeant de petites grandeurs, on obtient des formules approchées simples pour  $k_S$  et  $R_i$ , qui conviennent parfaitement pour le dimensionnement et l'optimalisation de circuits de stabilisation. Le coefficient de température de la tension stabilisée est déterminé en se basant sur un simple schéma équivalent de la dérivation. Pour terminer, l'auteur présente le calcul d'un exemple numérique et en compare les résultats avec ceux de mesures.*

## 1. Buchstabensymbole

Im Aufsatz werden folgende Buchstabensymbole verwendet:

$U_2$	Ausgangsspannung, stabilisiert
$U_{20}$	Sollwert der Ausgangsspannung
$U_1$	Eingangsspannung, unstabilisiert
$I_L$	Laststrom der Stabilisierschaltung
$k = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$	Spannungsteilverhältnis (Fig. 1) $0 < k \leq 1$
$h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}$	Vierpol- $h$ -Parameter des Serieregulators
$h'_{11}, h'_{12}, h'_{21}, h'_{22}$	Vierpol- $h$ -Parameter des Regelverstärkers
$h_{ie}, h_{fe}, h_{oe}$	(Wechselstrom-) $h$ -Parameter des Transistors in Emitterschaltung
$\alpha_{FE}$	Gleichstromverstärkung eines Transistors in Emitterschaltung
$k_S$	Stabilisierungsfaktor
$R_i$	Innenwiderstand
$I_{1r}, I_{2r}$	Eingangs- bzw. Ausgangsstrom des Regelverstärkers [Wechselstromgrößen]
$U_{1r}, U_{2r}$	Eingangs- bzw. Ausgangsspannung des Regelverstärkers
$I_{1s}, I_{2s}, U_{1s}, U_{2s}$	Eingangs- bzw. Ausgangsspannung des Serieregulators
$R_{iN}$	Innenwiderstand des unstabilisierten Netzgerätes
$n$	Anzahl in Serie geschalteter Transistoren im Serieregulator
$R_z$	differenzieller Widerstand der Zenerdiode
$\vartheta$	Temperatur
$U_{1r}, I_{1r}$	Eingangsgleichspannung bzw. -gleichstrom des Regelverstärkers.
$I_{CBO}$	Kollektorreststrom bei $I_E = 0$
$\omega$	Kreisfrequenz

## 2. Allgemeines und Definitionen

Die allgemeine Stabilisierung ist in Fig. 1 in Form eines geschlossenen Regelkreises dargestellt<sup>1)</sup>. Der Sollwert der Ausgangsspannung wird durch die Referenzspannung  $U_{ref.}$  be-

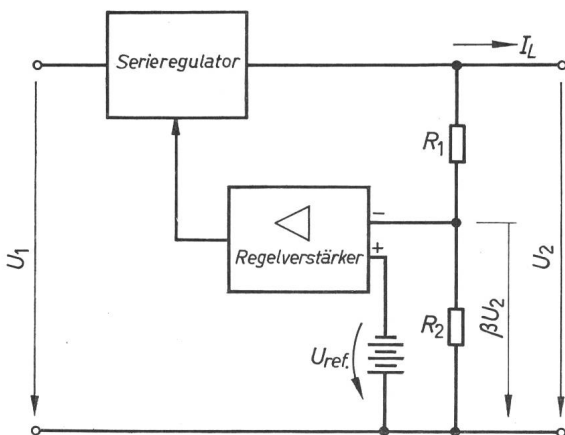


Fig. 1

### Prinzipschaltung der Seriesterilisierung

$U_1$  Eingangsspannung, unstabilisiert;  $U_2$  Ausgangsspannung, stabilisiert;  $U_{ref.}$  Referenzspannung;  $\beta$  Übertragungsfaktor des Spannungsteilers  $R_1, R_2$  unter Berücksichtigung der Eingangsimpedanz des Regelverstärkers;  $I_L$  Laststrom

<sup>1)</sup> Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes. Eine grundlegende mathematische Behandlung transistorisierter Stabilisierungsschaltungen findet sich in [6].

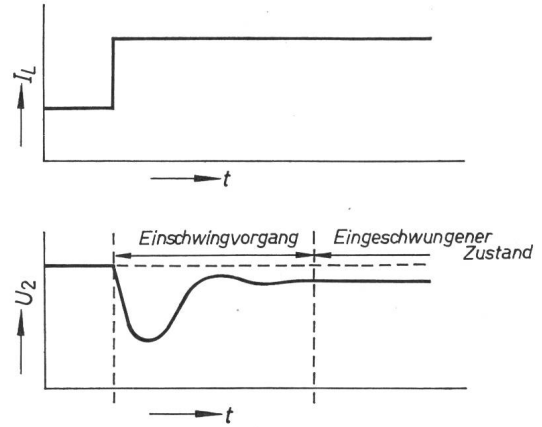


Fig. 2

Verlauf der Ausgangsspannung bei einer sprunghaften Änderung des Laststromes

$U_2$  Ausgangsspannung;  $I_L$  Laststrom;  $t$  Zeit

stimmt. Beträgt der Übertragungsfaktor des Spannungsteilers  $(R_1, R_2)\beta$ , so ist der Sollwert  $U_{20}$  gegeben durch:

$$U_{20} = \frac{U_{ref.}}{\beta} \quad (1)$$

Jede Abweichung der Ausgangsspannung vom Sollwert erzeugt am Eingang des differentiellen Regelverstärkers ein Fehlersignal. Der Ausgang des Regelverstärkers steuert die Impedanz des Serieregulators derart, dass die Ausgangsspannung stets annähernd auf dem Sollwert gehalten wird. Als Störgrößen treten in diesem Regelkreis die Änderungen der Eingangsspannung  $U_1$ , des Laststromes  $I_L$  und der Temperatur  $t$  auf. Verändert sich eine dieser Größen sprunghaft, so muss das Steuersignal des Serieregulators so geändert werden, dass die Ausgangsspannung annähernd konstant bleibt. Es tritt folglich zuerst ein Einschwingvorgang auf, wonach sich der neue stationäre Zustand einstellt. Man unterscheidet daher bei den charakteristischen Größen, welche die Eigenschaften eines Regelsystemes beschreiben, zwischen dynamischen und statischen Parametern. Die dynamischen Kenngrößen beschreiben den zeitlichen Verlauf der geregelten Variablen ( $U_2$ ) während des Einschwingvorganges, die statischen Kenngrößen hingegen geben Aufschluss über die Abweichung der geregelten Größe vom Sollwert im eingeschwungenen Zustand. Fig. 2 zeigt einen typischen Verlauf der Ausgangsspannung bei einer sprunghaften Änderung des Laststromes. Die relativ grossen dynamischen Regelabweichungen lassen sich jedoch weitgehend eliminieren, wenn man sprunghafte Änderungen von  $U_1$  und  $I_L$  vermeidet. Dies wird auf einfache Weise erreicht durch Vorschalten eines Tiefpassfilters vor den Regulator und durch Parallelschalten eines grossen Kondensators zur Last.

Es sollen infolgedessen nur die statischen Kenngrößen ermittelt werden.

Die Ausgangsspannung  $U_2$  ist allgemein eine Funktion der Variablen  $U_1, I_L$  und  $t$ :

$$U_2 = f(U_1, I_L, t) \quad (2)$$

Da im vorliegenden Fall nur die Abweichung der Ausgangsspannung von einem Sollwert  $U_{20}$  von Interesse ist, wird  $U_2$  um den Wert  $U_{20}$  in eine Taylorreihe entwickelt:

$$U_2 = U_{20} + \Delta U_2 = U_{20} + \frac{\partial U_2}{\partial U_1} \Delta U_1 + \frac{\partial U_2}{\partial I_L} \Delta I_L + \frac{\partial U_2}{\partial t} \Delta t + \dots \quad (3)$$

Darin bedeuten  $\Delta U_1$ ,  $\Delta I_L$  und  $\Delta t$  die Abweichungen der Variablen  $U_1$ ,  $I_L$  und  $t$  von ihrem Nennwert. Sind  $\Delta U_1$ ,  $\Delta I_L$  und  $\Delta t$  klein genug, so dass die Elemente der Stabilisierschaltung im linearen Gebiet ihrer Kennlinien arbeiten, so dürfen die höheren Glieder der Taylor-Entwicklung vernachlässigt werden, und es gilt:

$$\Delta U_2 \approx \frac{\partial U_2}{\partial U_1} \Delta U_1 + \frac{\partial U_2}{\partial I_L} \Delta I_L + \frac{\partial U_2}{\partial t} \Delta t \quad (4)$$

Es werden folgende statische Kenngrößen definiert:

Stabilisierungsfaktor  $k_S = \left(\frac{\partial U_2}{\partial U_1}\right)^{-1} \quad (5)$

Innenwiderstand  $R_i = -\frac{\partial U_2}{\partial I_L} \quad (6)$

Temperaturkoeffizient  $\alpha = \frac{\partial U_2}{\partial t \cdot U_{20}} \quad (7)$

Mit diesen Definitionen wird die Abweichung  $\Delta U_2$ :

$$\Delta U_2 \approx \frac{\Delta U_1}{k_S} - R_i \Delta I_L + \alpha U_{20} \Delta t \quad (8)$$

Da die Beziehung zwischen  $\Delta U_2$ ,  $\Delta U_1$  und  $\Delta I_L$  linear ist, dürfen die beiden Blöcke in Fig. 1 durch lineare Vierpole (Fig. 3) ersetzt werden.  $k_S$  und  $R_i$  werden aus dem Vierpolersatzschema berechnet, während der Temperaturkoeffizient später aus einem Driftersatzschema ermittelt werden soll.

### 3. Berechnung von $k_S$ und $R_i$

Fig. 3 zeigt das Vierpolersatzschema der Schaltung von Fig. 1. Serieregulator und Regelverstärker sind durch  $h$ -Parameter-Äquivalente ersetzt [1; 2].

Vorerst wird die Schaltung in Fig. 3 leicht modifiziert, und es werden einige vereinfachende Annahmen getroffen:

a) Die Sekundärrückwirkungen  $h_{12}$ ,  $h'_{12}$  dürfen mit guter Näherung vernachlässigt werden, da stets gilt  $h_{12} \cdot U_{2s} \ll h_{11} I_{1s}$ ,  $h'_{12} \cdot U_{2r} \ll h'_{11} I_{1r}$ .

b) Die Belastung des Ausgangs durch den Spannungsteiler  $R_1$ ,  $R_2$  und durch die Eingangsimpedanz  $h'_{11}$  des Regelverstärkers ist vernachlässigbar gegen den Laststrom  $I_L$ .

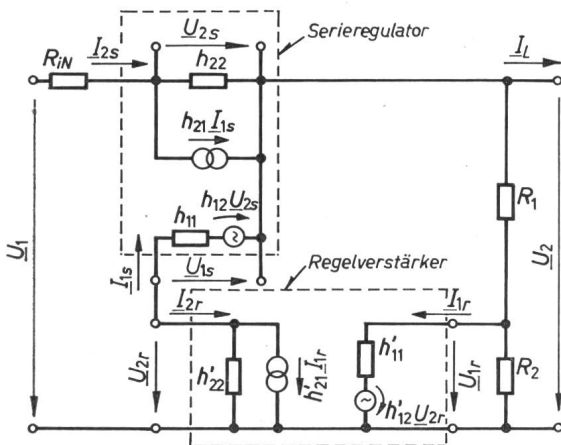


Fig. 3

#### Vierpolersatzschema für die Schaltung von Fig. 1

$U_1$  Eingangsspannung;  $U_2$  Ausgangsspannung;  $I_{1r}$ ,  $I_{2r}$  Eingangs- bzw. Ausgangsstrom des Regelverstärkers;  $U_{1r}$ ,  $U_{2r}$  Eingangs- bzw. Ausgangsspannung des Regelverstärkers;  $I_{1s}$ ,  $I_{2s}$ ,  $U_{1s}$ ,  $U_{2s}$  entsprechende Größen für den Serieregulator;  $h_{11}$ ,  $h_{12}$ ,  $h_{21}$ ,  $h_{22}$  Vierpol- $h$ -Parameter für den Serieregulator;  $H_{11}$ ,  $H_{12}$ ,  $H_{21}$ ,  $H_{22}$  Vierpol- $h$ -Parameter für den Regelverstärker;  $I_L$  Laststrom;  $R_1$ ,  $R_2$  Widerstand des Spannungsteilers;  $R_{iN}$  Innenwiderstand der unstabilisierten Spannungsquelle

Die Striche unter den Buchstaben bedeuten, dass es sich um Wechselstromgrößen (Zeiger) handelt

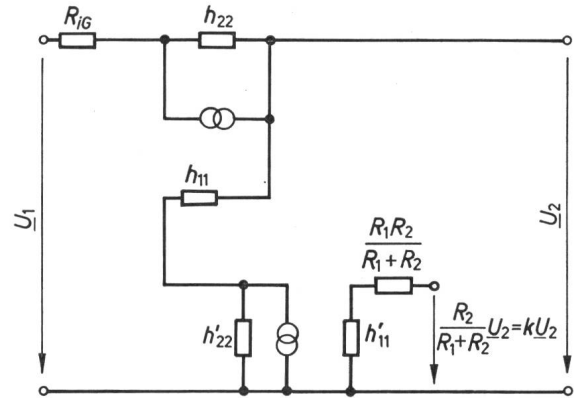


Fig. 4

#### Vereinfachung der Schaltung in Fig. 3

$$k = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \text{Spannungsteilerverhältnis von } R_1, R_2 \text{ in Fig. 3}$$

$$H'_{11} = h'_{11} + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \text{äquivalente Eingangsimpedanz des Regelverstärkers}$$

Weitere Symbole siehe Fig. 3

c) Die Kaskadenschaltung des Spannungsteilers  $R_1$ ,  $R_2$  und der Eingangsimpedanz  $h'_{11}$  wird durch das Ersatzschema von Thévenin ersetzt (Fig. 4). Der Ausdruck  $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$  wird gleich  $k$  gesetzt.

Die äquivalente Eingangsimpedanz beträgt dann:

$$H'_{11} = h'_{11} + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (9)$$

Zusätzlich wird noch der Innenwiderstand  $R_{iN}$  der unstabilisierten Spannungsquelle berücksichtigt. Für  $k_S$  und  $R_i$  erhält man:

$$k_S = \frac{1 + h'_{22} \left( R_{iN} + h_{11} + \frac{1 + h_{21}}{h_{22}} \right) + \frac{h'_{21} k}{H'_{11}} \left( R_{iN} + \frac{1 + h_{21}}{h_{22}} \right)}{1 + h'_{22} h_{11}} \quad (10)$$

$$R_i = \frac{R_{iN} + h_{11} R_{iN} h'_{22} + \frac{1 + h'_{22} h_{11}}{h_{22}}}{1 + h'_{22} \left( R_{iN} + h_{11} + \frac{1 + h_{21}}{h_{22}} \right) + \frac{h'_{21} k}{H'_{11}} \left( R_{iN} + \frac{1 + h_{21}}{h_{22}} \right)} \quad (11)$$

Diese Formeln können stark vereinfacht werden, da stets die folgenden Voraussetzungen erfüllt sind:

$$R_{iN} \ll \frac{1 + h_{21}}{h_{22}} \quad (12a)$$

$$h_{11} \ll \frac{1 + h_{21}}{h_{22}} \quad (12b)$$

$$h'_{22} \ll \frac{H_{21} k}{H'_{11}} \quad (12c)$$

$$R_{iN} \ll \frac{1}{h_{22} h_{11} h'_{22}} \quad (12d)$$

$$\frac{h'_{21} k (1 + h_{21})}{h'_{11} h_{22}} \gg 1 \quad (12e)$$

Somit gelten näherungsweise:

$$k_S \approx \frac{h'_{21} k}{H'_{11}} \cdot \frac{1 + h_{21}}{1 + h'_{22} h_{11}} \quad (13)$$

$$R_i \approx \frac{H'_{11} (1 + h'_{22} h_{11})}{k h'_{21} (1 + h_{21})} \quad (14)$$

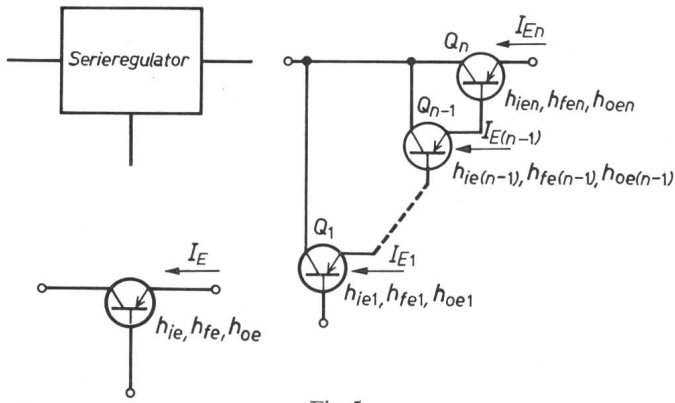


Fig. 5

**Ausführungsformen des Serieregulators**

$I_E$  Emittierstrom;  $h_{ie}$  Eingangsimpedanz;  $h_{fe}$  Stromverstärkung in Vorwärtsrichtung;  $h_{oe}$  Ausgangsadmiltanz der Emitterschaltung;  $n$  Anzahl der in Kaskade geschalteten Emittierfolger;  $Q_1 \dots Q_n$  Transistoren

Durch einige weitere Vereinfachungen können diese Ausdrücke in eine für qualitative Aussagen besser geeignete Form gebracht werden. Fig. 5 zeigt, dass der Serieregulator im allgemeinen aus einem einzigen Transistor oder aus einer Anzahl  $n$  in Serie geschalteter Emittierfolger besteht.

Die  $h$ -Parameter eines Transistors lassen sich in grober Näherung explizite durch den Emittierstrom  $I_E$  ausdrücken:

$$h_{ie} \approx \frac{k_1(1 + h_{fe})}{I_E} \quad (k_1 \approx 0,03 \text{ V}) \quad (15)$$

$$h_{fe} \approx \text{const.} \quad (16)$$

$$h_{oe} \approx k_2 I_E \quad (k_2 \approx 0,02 \text{ V}^{-1}) \quad (17)$$

Besteht der Serieregulator aus einem einzigen Transistor, so gilt für die  $h$ -Parameter des Serieregulators:

$$h_{11} = h_{ie} \quad (18)$$

$$h_{21} = h_{fe} \quad (19)$$

$$h_{22} = h_{oe} \quad (20)$$

Setzt sich der Serieregulator aus einer Anzahl  $n$  in Serie geschalteter Transistoren zusammen, so gilt näherungsweise (siehe Fig. 5):

$$h_{11} \approx h_{ie1} + h_{ie2}(1 + h_{fe1}) + \dots + h_{ien}(1 + h_{fe1})(1 + h_{fe2}) \dots (1 + h_{fe(n-1)}) \quad (21)$$

$$1 + h_{21} \approx (1 + h_{fe1})(1 + h_{fe2}) \dots (1 + h_{fen}) \quad (22)$$

$$h_{22} \approx h_{oe1}(1 + h_{fe2}) \dots (1 + h_{fen}) + \dots + h_{oe(n-1)}(1 + h_{fen}) + h_{oen} \quad (23)$$

Für die Emittierströme der  $n$  Serietransistoren folgt nach Fig. 5:

$$\begin{aligned} I_{En} &= I_L \\ I_{E(n-1)} &= \frac{I_L}{1 + \alpha_{FE n}} \\ &\vdots \\ I_{E1} &= \frac{I_L}{(1 + \alpha_{FE n}) \dots (1 + \alpha_{FE 2})} \end{aligned} \quad (24)$$

Wird vereinfachend angenommen, dass die wechselstrommässige Stromverstärkung  $h_{fe}$  gleich gross ist für alle  $n$  Serietransistoren, dass ferner  $h_{fe} = \alpha_{FE}$  und dass  $h_{fe} \gg 1$  ist, erhält man durch Einsetzen von Gl. (15), (16), (17) in Gl. (21), (22), (23):

$$h_{21} \approx h_{fe}^n \quad (25)$$

$$h_{11} \approx \frac{k_1 h_{fe}^n}{I_L} \quad (26)$$

$$h_{22} \approx n k_2 I_L \quad (27)$$

Setzt man diese Ausdrücke in die Gl. (13) und (14) ein, so erhält man Formeln für  $k_S$  und  $R_i$ , in welchen ausser den  $h$ -Parametern des Regelverstärkers lediglich  $n$  und  $I_L$  auftreten:

$$k_S \approx \frac{k h_{21} h_{fe}^n}{k_2 H'_{11} n} \cdot \frac{1}{I_L + h_{22} k_1 h_{fe}^n} \quad (28)$$

$$R_i \approx \frac{H'_{11}}{k h_{21} h_{fe}^n} \left( 1 + \frac{h_{22} k_1 h_{fe}^n}{I_L} \right) \quad (29)$$

Diese Näherungen sind bedeutend gröber als in Gl. (13) und (14), haben aber den Vorteil, dass sie die Abhängigkeit von  $I_L$  und  $n$  wiedergeben. Vor allem ist aus Gl. (28) und (29) ersichtlich, dass die Variable  $n$  weitaus den grössten Einfluss auf  $k_S$  und  $R_i$  ausübt.

In einem praktischen Entwurf strebt man danach,  $k_S$  möglichst gross und  $R_i$  möglichst klein zu machen.

Kleine äquivalente Eingangsimpedanz:

$$H'_{11} = h'_{11} + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Grosse Stromverstärkung  $h'_{21}$  und grosses Spannungsteilerverhältnis ( $k \rightarrow 1$ ) wirken sich günstig für  $k_S$  und  $R_i$  aus.

Eine kleine Eingangsimpedanz erweist sich jedoch, wie später gezeigt wird, ungünstig für den Temperaturdrift. Der Einfluss der Ausgangsimpedanz  $h_{22}$  lässt sich nur in Verbindung mit  $n$  feststellen. Die Rechnung ergibt, dass  $k_S$  für ein bestimmtes  $n = n_{opt}$  ein Maximum aufweist, während  $R_i$  monoton mit wachsendem  $n$  fällt und für  $n \rightarrow \infty$  asymptotisch einem Minimalwert zustrebt. Es zeigt sich, dass für  $n = n_{opt}$  dieser Minimalwert von  $R_i$  schon nahezu erreicht ist und folglich zweckmässigerweise  $n = n_{opt}$  gewählt wird.

$n_{opt}$  ist durch die transzendente Gleichung:

$$\frac{h_{22} k_1}{I_L} h_{fe}^{n_{opt}} = n_{opt} \ln h_{fe} - 1 \quad (30)$$

gegeben, welche leicht graphisch gelöst werden kann. Bei gegebenen  $I_L$ ,  $h_{22}$  und  $h_{fe}$  kann mittels Gl. (30) die optimale Anzahl von Serietransistoren berechnet werden<sup>2)</sup>. Für die Abhängigkeit vom Laststrom gelten folgende Beziehungen:

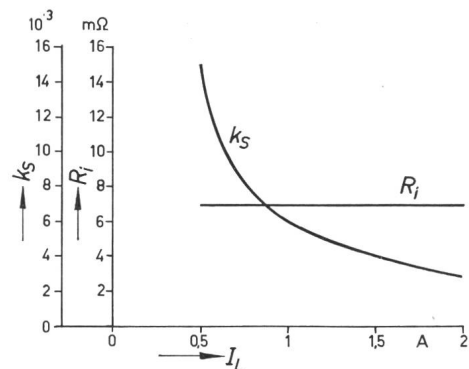


Fig. 6

**Messung des Stabilisierungsfaktors und des Innenwiderstandes als Funktion des Laststromes**

Die Messung wurde anhand der Schaltung von Fig. 8 durchgeführt  $S$  Stabilisierungsfaktor;  $R_i$  Innenwiderstand;  $I_L$  Laststrom

<sup>2)</sup> Bei der Dimensionierung von  $n$  sollte darauf geachtet werden, dass der Transistor  $Q_1$  in Fig. 5 mit einem genügend grossen Emittierstrom betrieben wird, da bei sehr kleinen Emittierströmen die Stromverstärkung  $\alpha_{FE}$  der meisten Transistoren beträchtlich abfällt. Aus diesem Grund muss oft  $n$  kleiner als  $n_{opt}$  gewählt werden.

$$k_s \sim \frac{1}{I_L + \text{const.}} \quad (31)$$

$$R_i \sim 1 + \frac{\text{const.}}{I_L} \quad (32)$$

Man beachte, dass  $R_i$  mit abnehmendem Laststrom stark ansteigt, aber für grössere Ströme konstant ist. Es empfiehlt sich daher, die Stabilisierschaltung vorzubelasten, was durch den Spannungsteiler ( $R_1, R_2$ ) leicht möglich ist. Fig. 6 zeigt an Hand der später diskutierten Stabilisierschaltung von Fig. 9 gemessenen Verlauf von  $k_s$  und  $R_i$  in Funktion des Laststromes.

#### 4. Temperaturkoeffizient $\alpha$

Der Temperaturkoeffizient (TK) der Ausgangsspannung  $U_2$  bestimmt sich aus dem TK der Referenzspannung sowie aus dem Temperaturdrift des Regelverstärkers. Der Temperaturdrift des Serieregulators macht sich nur in vermindertem Masse bemerkbar, und zwar umso weniger, je höher die Verstärkung des Regelverstärkers ist. Die Berechnung des TK der Ausgangsspannung erfolgt auf Grund eines Driftersatzschemas gemäss Fig. 7.

Darin bedeuten:

$\Delta U_{ref}$  Änderung der Zenerspannung  $U_{ref}$  bei einer Temperaturänderung von  $\Delta t$

$\Delta U_{1r}$  Eingangsspannungsdrift bei Temperaturänderung von  $\Delta t$

$\Delta I_{1r}$  Eingangsstromdrift bei Temperaturänderung von  $\Delta t$ .

Die Änderung  $\Delta U_2$  berechnet sich nach Fig. 7 zu:

$$\Delta U_2 = (\Delta U_{ref} + \Delta U_{1r}) \frac{1}{k} + R_1 \Delta I_{1r} \quad (33)$$

Für  $\alpha$  gilt somit:

$$\alpha = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta U_2}{\Delta t U_{20}} = \frac{dU_2}{dt U_{20}} = \frac{1}{U_{20}} \left[ \left( \frac{\partial U_{ref}}{\partial t} + \frac{\partial U_{1r}}{\partial t} \right) \frac{1}{k} + R_1 \frac{\partial I_{1r}}{\partial t} \right] \quad (34)$$

Zur Erreichung eines kleinen Temperaturkoeffizienten  $\alpha$  ist folgendes zu berücksichtigen:

1. Kleiner TK der Referenzspannung. Meist werden Zenerdioden als Referenzelemente verwendet. Der TK der Zenerdioden hängt

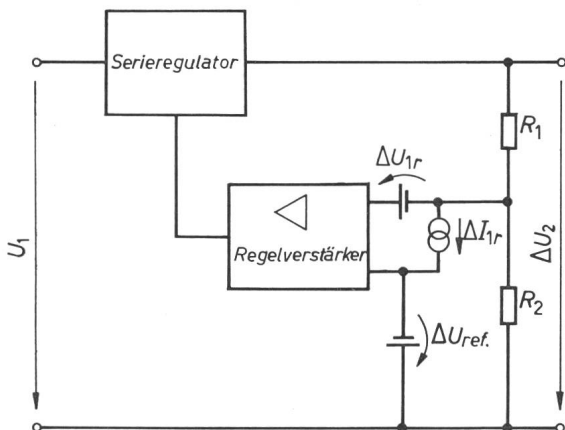


Fig. 7

Driftersatzschema für die Schaltung von Fig. 1

$U_2$  Änderung der Ausgangsspannung bei einer Temperaturänderung von  $\Delta t$ ;  $R_1, R_2$  Spannungsteiler  
Weitere Bezeichnungen siehe im Text

von der Zenerspannung ab (siehe Fig. 8). Zenerdioden mit  $U_z = 5,6$  V haben einen TK, der nahe bei Null liegt. Ist z. B. eine Referenzspannung von 16,8 V erwünscht, verwendet man mit Vorteil drei Zenerdioden mit einer Zenerspannung von 5,6 V statt einer einzigen mit einer Zenerspannung von ca. 17 V. Noch bessere Referenzelemente erhält man durch Kombinieren ausgesuchter Zenerdioden mit positiven und negativen TK [3].

2. Kleine Spannungsdrifts  $\partial U_{1r}/\partial t$  erreicht man durch Verwendung eines symmetrischen Differenzverstärkers [2; 4]. Kleine Stromdrifts  $\partial I_{1r}/\partial t$  sind möglich durch die Verwendung von Siliziumtransistoren mit sehr kleinen Kollektorrestströmen  $I_{CBO}$ , welche mit kleinen Kollektorströmen (ca. 10...200  $\mu$ A) betrieben werden [2]. Die Eingangsimpedanz  $h'_{11}$  wird in diesem Falle relativ gross, was sich für die Grössen  $k_s$  und  $R_i$  eher ungünstig auswirkt [siehe Gl. (13) und (14)].

3. Grosses Spannungsteilerverhältnis  $k$ , kleiner Widerstand  $R_1$ . Der Spannungsdrift fällt desto weniger ins Gewicht, je näher  $k$  bei 1 liegt. Die Auswirkung des Stromdrift ist umso geringer, je kleiner der Widerstand  $R_1$  ist (grosse Werte für  $k$  sowie niedrige Werte für  $R_1$  und  $R_2$  erwiesen sich auch für  $k_s$  und  $R_i$  günstig).

#### 5. Numerisches Beispiel

$k_s, R_i$  und  $\alpha$  werden für die Schaltung von Fig. 9 bestimmt. Der Laststrom  $I_L$  betrage 2 A. Zunächst werden die Gleichstromarbeitspunkte sämtlicher Transistoren bestimmt:

Transistor  $Q_2$ :  $I_{E2} = 2$  A

$$U_{CE2} = -6$$
 V

$$(\alpha_{FE2} = 57)$$

Transistor  $Q_1$ :  $I_{E1} = \frac{I_{E2}}{1 + \alpha_{FE2}} = \frac{2}{1 + 57} = 34,5$  mA

$$U_{CE1} \approx U_{CE2} = -6$$
 V

Transistor  $Q_3$ :  $I_{E3} = 2$  mA

$$U_{CE3} = -4$$
 V

In diesen Arbeitspunkten werden die  $h$ -Parameter  $h_{ie}, h_{fe}$  und  $h_{oe}$  aller Transistoren gemessen oder gegebenenfalls den Datenblättern entnommen:

$Q_1$ :  $h_{ie1} = 152$   $\Omega$

$$h_{fe1} = 152$$

$$h_{oe1} = 0,85 \cdot 10^{-3}$$
 S

$Q_2$ :  $h_{ie2} = 2,8$   $\Omega$

$$h_{fe2} = 37,2$$

$$h_{oe2} = 20 \cdot 10^{-3}$$
 S

$Q_3$ :  $h_{ie3} = 1,0$  k $\Omega$

$$h_{fe3} = 61$$

$$h_{oe3} = 44 \cdot 10^{-6}$$
 S

Für die  $h$ -Parameter des Regelverstärkers und des Serieregulators ergeben sich folgende Werte:

$$h'_{11} = h_{ie3} + (1 + h_{fe3}) R_z = 1248$$
  $\Omega$

$$(R_z \text{ differentieller Widerstand der Zenerdiode} = 4$$
  $\Omega)$

$$H'_{11} = h'_{11} + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 1512$$
  $\Omega$

$$h'_{21} = h_{fe3} = 61$$

$$h'_{22} = h_{oe3} + \frac{1}{R_C} = 0,344 \cdot 10^{-3}$$
 S

$$h_{11} = h_{ie1} + (1 + h_{fe1}) h_{ie2} = 580$$
  $\Omega$

$$1 + h_{21} = (1 + h_{fe1}) (1 + h_{fe2}) = 5850$$

$$h_{22} = h_{oe1} (1 + h_{fe2}) + h_{oe2} = 52,5 \cdot 10^{-3}$$
 S



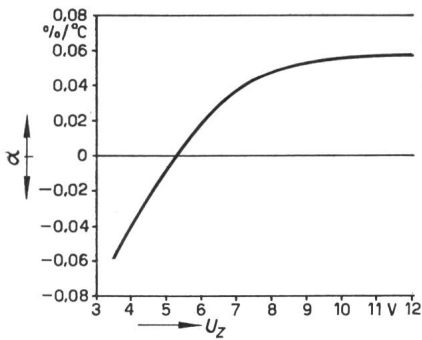


Fig. 8  
Abhängigkeit des Temperaturkoeffizienten von Silizium-Zenerdioden als Funktion der Zenerspannung bei einem Zenerstrom von  $I_Z = 10 \text{ mA}$

$$k = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0,678$$

$k_S$  und  $R_i$  werden nach den genaueren Näherungsformeln in den Gl. (13) und (14) bestimmt:

$$k_S = \frac{h'_{21} k \frac{1 + h_{21}}{h_{22}}}{H'_{11} (1 + h'_{22} h_{11})} = 2600$$

$$R_i = \frac{H'_{11} (1 + h'_{22} h_{11})}{k h'_{21} (1 + h_{21})} = 7,5 \cdot 10^{-3} \Omega$$

Die Schaltung wurde aufgebaut;  $k_S$  und  $R_i$  experimentell bestimmt. Die gemessenen Werte betragen:

$$k_S = 3000$$

$$R_i = 7 \cdot 10^{-3} \Omega$$

Diese decken sich innerhalb der Messgenauigkeit mit den theoretischen Werten.  $k_S$  und  $R_i$  wurden ferner als Funktion des Laststromes gemessen (Fig. 6). Die in Gl. (27) und (28) angegebenen theoretischen Verläufe der beiden Funktionen werden durch die Messungen verifiziert.

Der Temperaturkoeffizient  $\alpha$  wird für eine Umgebungstemperatur von  $20^\circ\text{C}$  berechnet. Aus Datenblättern und Messungen erhält man die Werte:

$$\frac{\partial U_{ref}}{U_{ref} \partial t} = 6 \cdot 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$$

$$\frac{\partial U_{1r}}{\partial t} = -2,3 \text{ mV } ^\circ\text{C}^{-1}$$

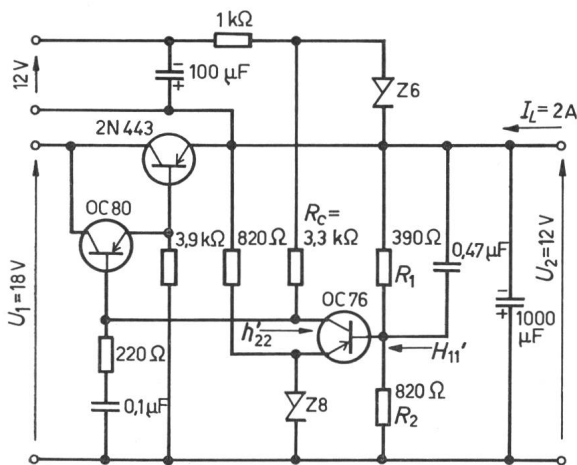


Fig. 9

**Beispiel einer Seriestichtersaltung**

$U_1$  Eingangsspannung, unstabilisiert;  $U_2$  Ausgangsspannung, stabilisiert;  $I_L$  Laststrom;  $H'_{11}$  äquivalente Eingangsimpedanz des Regelverstärkers;  $h'_{22}$  Ausgangsadmittanz des Regelverstärkers

Der Stromdrift berechnet sich wie folgt:

$$\frac{\partial I_{1r}}{\partial t} = -I_B \frac{\partial \alpha_{FE}}{\alpha_{FE} \partial t} - \frac{\partial I_{CBO}}{\partial t}$$

Messungen ergeben für den Transistor  $Q_3$  im gegebenen Arbeitspunkt die folgenden Werte:

$$\frac{\partial \alpha_{FE}}{\alpha_{FE} \partial t} = 0,018 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1} \quad (I_B = 35 \text{ } \mu\text{A})$$

$$\frac{\partial I_{CBO}}{\partial t} = 1,4 \text{ } \mu\text{A } ^\circ\text{C}^{-1}$$

Daher wird:

$$\frac{\partial I_{1r}}{\partial t} = -2 \text{ } \mu\text{A } ^\circ\text{C}^{-1}$$

(ferner  $k = 0,678$   $R_1 = 390 \Omega$ )

Für den TK der Ausgangsspannung ergibt sich folglich:

$$\alpha = 2,88 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$$

Die Messung ergibt:

$$\alpha = 2,42 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$$

und stimmt innerhalb der Messgenauigkeit mit dem errechneten Wert überein. Zu diesem Beispiel muss noch bemerkt werden, dass  $I_{CBO}$  exponentiell mit der Temperatur anwächst und folglich  $\alpha$  selbst temperaturabhängig wird.

**Anhang**

**Stabilisierungsfaktor und Innenwiderstand einer Seriestichtersaltung ohne Regelverstärker**

Für viele Anwendungen sind Seriestichtersaltungen ohne Regelverstärker genügend (Fig. 10).  $k_S$  und  $R_i$  einer solchen Schaltung lassen sich ebenfalls aus Gl. (10) und (11)

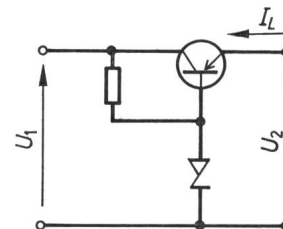


Fig. 10  
Seriestichtersaltung ohne Regelverstärker  
Bezeichnungen siehe Fig. 9

bestimmen, indem man in Fig. 4 den Ausgang des Regelverstärkers kurzschliesst bzw. in Gl. (10) und (11)  $h'_{22}$  gegen  $\infty$  streben lässt. Der Grenzübergang  $h'_{22} \rightarrow \infty$  liefert, ebenfalls mit den in Gl. (12) getroffenen Voraussetzungen:

$$k_S \approx \frac{1 + h_{21}}{h_{11} h_{22}}$$

$$R_i \approx \frac{h_{11}}{1 + h_{21}}$$

Im Fall von Fig. 10 lassen sich die äusserst einfachen Beziehungen anschreiben

$$k_S \approx \frac{1}{h_{ib} h_{oe}}$$

$$R_i \approx h_{ib}$$

Abschliessend sei *J. Maier* für die Durchführung der Messungen und Versuche herzlich gedankt.

## Literatur

- [1] *General Electric*: Transistor Manual. 1960.
- [2] *Texas Instruments Incorporated*: Transistor Circuit Design. McGraw-Hill New York 1963.
- [3] *G. Lohrmann*: Zenerdioden-Referenzelemente mit  $TK \approx 0$ . Schweiz. Techn. Z. 60(1963), S. 49...54.
- [4] *G. B. B. Chaplin* und *A. R. Owens*: Some Transistor Input Stages for High-Gain D. C. Amplifiers. Proc. IEE 105 B(1958), S. 249...257.

- [5] *S. W. Holcomb*: Dual Transistors in Low Level Circuits. Texas Instruments Applications Note Nr. 224, Juli 1963.
- [6] *E. Baldinger* und *W. Czaja*: Über stabilisierte Netzgeräte mit Transistoren. Z. angew. Math. Physik. 9(1958), S. 1...25.

### Adresse des Autors:

Roland Best, dipl. Elektroingenieur ETH, Pharmazeutische Forschungslaboratorien, Sandoz AG, 4000 Basel 13.

## Eigensicherheit elektrischer Stromkreise

Von P. Wehrli, Basel

621.316.36 : 621-213.44

### 1. Einleitung

Eigensicher ist ein Stromkreis mit so einem kleinen Energieinhalt, dass die Zündung explosionsfähiger Gas-Luft- oder Dampf-Luft-Gemische weder durch Funken bei Kurzschluss oder Stromunterbrechung noch durch andere Wärmeentwicklung eintreten kann.

Da bis zum heutigen Zeitpunkt in der Schweiz keine Vorschriften für Eigensicherheit bestehen, hat man Versuche über die Eigensicherheit elektrischer Stromkreise durchgeführt.

Zu diesem Zweck wurde in der physikalischen Abteilung der F. Hoffmann-La Roche & Co. AG. in Basel eine Prüfkammer hergestellt, die in ihren wesentlichen Teilen mit der von der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt, Braunschweig, empfohlenen Prüfkammer TA 1 identisch ist.

Das Prüfgerät besteht aus einem Kontaktmechanismus in einer Explosionskammer, die mit dem zu prüfenden Gas-Luft-Gemisch gefüllt wird. Mit dem Kontaktmechanismus wird der zu prüfende Stromkreis geschlossen oder unterbrochen und dabei festgestellt, ob die entstandenen Schaltfunken das Prüfgas entzünden. Der Aufbau der Kammer ist aus Fig. 1 ersichtlich.

Um die Verbrennung eines explosionsfähigen Gemisches durch elektrische Funken einzuleiten, ist die Zuführung eines bestimmten Energieinhaltes im Zündfunken erforderlich. Die Grösse dieser Zündenergie ist unter anderem von der Art des brennbaren Stoffes und seinem Mischungsverhältnis mit Luft abhängig. Bei sonst gleichen Bedingungen können z. B. in einem Aethyläther-Luft-Gemisch wesentlich grössere Ströme geschaltet werden als in einem Wasserstoff-Luft-Gemisch, ohne dass es durch den Schaltfunken zur Zündung kommt. Die Wahrscheinlichkeit einer Zündung von explosionsfähigen Gemischen durch elektrische Funken hängt — gleiche

Verhältnisse vorausgesetzt — stark von den Kontaktmaterialien und von der Ausbildung der Elektroden ab, an denen die Funken erzeugt werden. Bei der Prüfkammer gemäss Fig. 1 wurden als Kontaktmaterialien Wolfram und Cadmium verwendet. Treten zwischen diesen beiden Kontaktmaterialien elektrische Funken auf, so ist die Zündwahrscheinlichkeit von explosiven Gas-Luft-Gemischen sehr gross.

### 2. Mindestzündenergie und Eigensicherheit

#### 2.1 Mindestzündenergie

Als Mindestzündenergie wird die kleinstmögliche Energie eines aufgeladenen Kondensators bezeichnet, die das zündwilligste Gas-Luft-Gemisch bei einem Ausgangsdruck von 760 Torr und einer Gemischtemperatur von 20°C gerade noch zu zünden vermag.

Die Energie eines aufgeladenen Kondensators kann mit folgender Gleichung bestimmt werden:

$$W = \frac{1}{2} CU^2$$

$C$  Kapazität [F];  $U$  Spannung [V];  $W$  Energie [Ws]

Aus Tabelle I können die Mindestzündenergien für einige Gas-Luft-Gemische bei der jeweils zündwilligsten Gemischkonzentration entnommen werden. Es ist jedoch besonders zu vermerken, dass die angegebenen Mindestzündenergien mit kleinen Kapazitäten (ca. 10 pF) und sehr grossen Spannungen

33'309-321

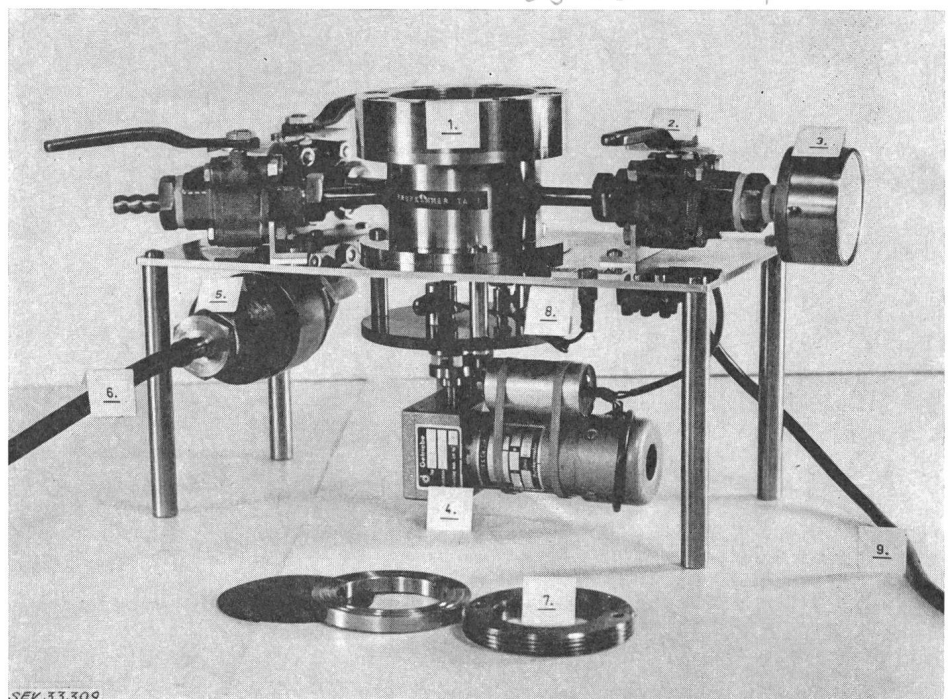


Fig. 1

Prüfkammer TA 1

- 1 Prüfkammer aus rostfreiem Stahl;
- 2 3 Worcester R-1-Hähne; 3 Manometer, 0...0,3 kp/cm<sup>2</sup>, überdrucksicher;
- 4 Motor mit Getriebe; 5 AGA-Sintermetall-Sicherung FR/3800; 6 Zuleitung von Gasflasche; 7 Gummi-Membran und Druckringe; 8 Anschluss für Teststromkreis; 9 Netzkabel

SEV 33309