

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins :
gemeinsames Publikationsorgan des Schweizerischen
Elektrotechnischen Vereins (SEV) und des Verbandes Schweizerischer
Elektrizitätswerke (VSE)

Band: 56 (1965)

Heft: 2

Artikel: Berechnung der statischen Regeleigenschaften von transistorisierten
Seriestabiliserschaltungen 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: 09.11.2024

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 genommene, 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
α_{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
ϑ	Temperatur
U_{1r}, I_{1r}	Eingangsgleichspannung bzw. -gleichstrom des Regelverstärkers.
I_{CBO}	Kollektorreststrom bei $I_E = 0$
ω	Kreisfrequenz

2. Allgemeines und Definitionen

Die allgemeine Stabilisierung ist in Fig. 1 in Form eines geschlossenen Regelkreises dargestellt¹⁾. Der Sollwert der Ausgangsspannung wird durch die Referenzspannung $U_{ref.}$ be-

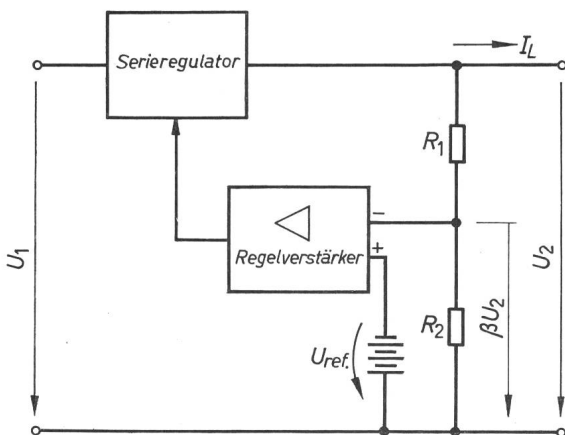


Fig. 1

Prinzipschaltung der Seriesterilisierung

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

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

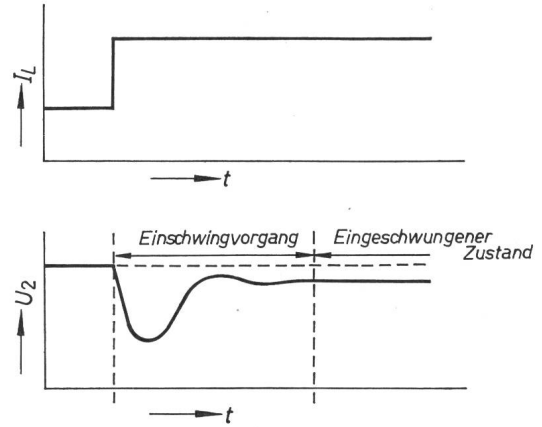


Fig. 2

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 ΔU_1 , ΔI_L und Δt die Abweichungen der Variablen U_1 , I_L und t von ihrem Nennwert. Sind ΔU_1 , ΔI_L und Δt 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 ΔU_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 ΔU_2 , ΔU_1 und ΔI_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 .

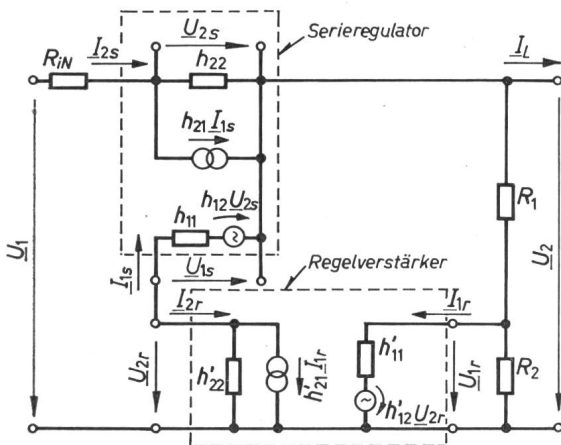


Fig. 3

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

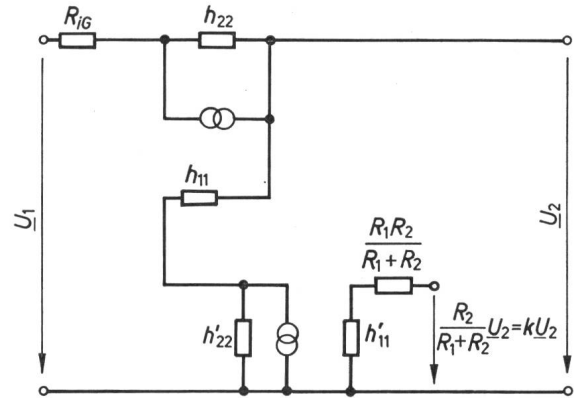


Fig. 4

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:

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

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

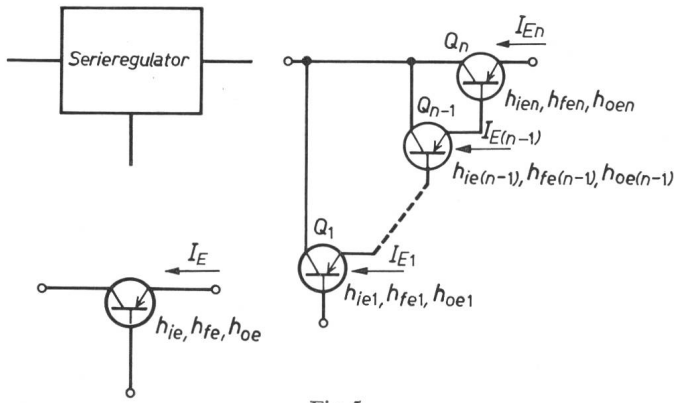


Fig. 5

Ausführungsformen des Serieregulators

I_E Emittterstrom; h_{ie} Eingangsimpedanz; h_{fe} Stromverstärkung in Vorwärtsrichtung; h_{oe} Ausgangsadmittanz der Emitterschaltung; n Anzahl der in Kaskade geschalteten Emittterfolger; $Q_1 \dots Q_n$ 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 Emittterfolger besteht.

Die h -Parameter eines Transistors lassen sich in grober Näherung explizite durch den Emittterstrom 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 Emittterströme der n Seriemitoren folgt nach Fig. 5:

$$\begin{aligned} I_{En} &= I_L \\ I_{E(n-1)} &= \frac{I_L}{1 + \alpha_{FE(n)}} \\ &\vdots \\ I_{E1} &= \frac{I_L}{(1 + \alpha_{FE(n)}) \dots (1 + \alpha_{FE2})} \end{aligned} \quad (24)$$

Wird vereinfachend angenommen, dass die wechselstrommässige Stromverstärkung h_{fe} gleich gross ist für alle n Seriemitoren, 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 Seriemitoren berechnet werden²⁾. Für die Abhängigkeit vom Laststrom gelten folgende Beziehungen:

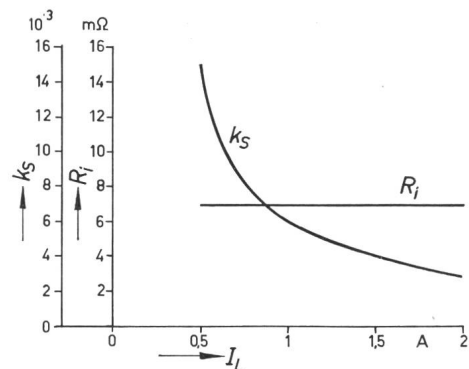


Fig. 6

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

²⁾ Bei der Dimensionierung von n sollte darauf geachtet werden, dass der Transistor Q_1 in Fig. 5 mit einem genügend grossen Emittterstrom betrieben wird, da bei sehr kleinen Emittterströmen die Stromverstärkung α_{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 α

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:

ΔU_{ref} Änderung der Zenerspannung U_{ref} bei einer Temperaturänderung von Δt

ΔU_{1r} Eingangsspannungsdrift bei Temperaturänderung von Δt

ΔI_{1r} Eingangsstromdrift bei Temperaturänderung von Δt .

Die Änderung ΔU_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 α 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 α ist folgendes zu berücksichtigen:

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

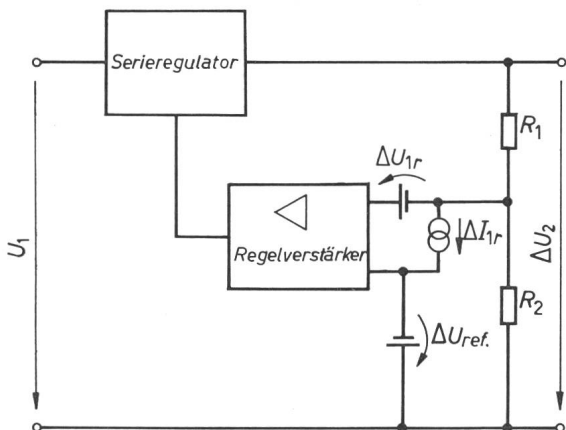


Fig. 7

Driftersatzschema für die Schaltung von Fig. 1

U_2 Änderung der Ausgangsspannung bei einer Temperaturänderung von Δt ; 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 μ 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 α 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 Ω

$h_{fe3} = 61$

$h_{oe3} = 44 \cdot 10^{-6}$ 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 differentieller Widerstand der Zenerdiode = 4 Ω)

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

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

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

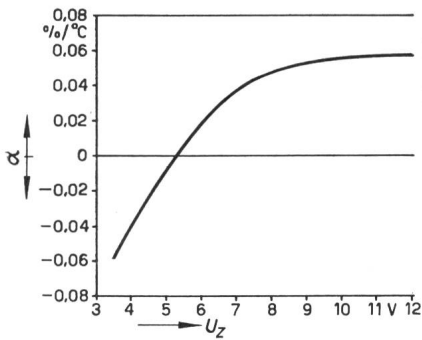


Fig. 8
Abhängigkeit des Temperaturkoeffizienten von Silizium-Zenerdioden als Funktion der Zenerspannung bei einem Zenerstrom von $I_Z = 10 \text{ mA}$

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

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 α wird für eine Umgebungstemperatur von 20°C berechnet. Aus Datenblättern und Messungen erhält man die Werte:

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

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

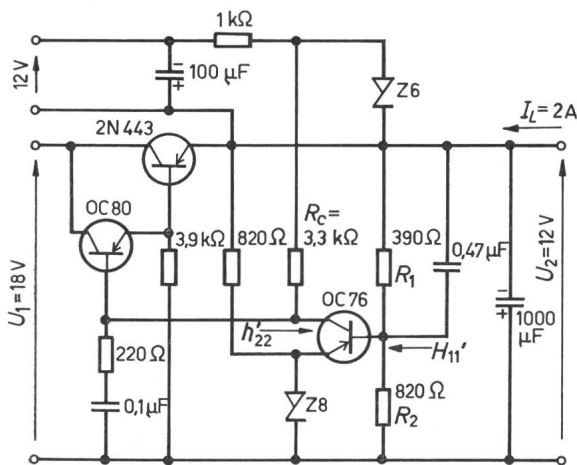


Fig. 9

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 α 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)

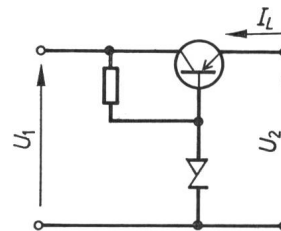


Fig. 10
Seriestichtersaltung ohne Regelverstärker
Bezeichnungen siehe Fig. 9

bestimmen, indem man in Fig. 4 den Ausgang des Regelverstärkers kurzschliesst bzw. in Gl. (10) und (11) h'_{22} gegen ∞ 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

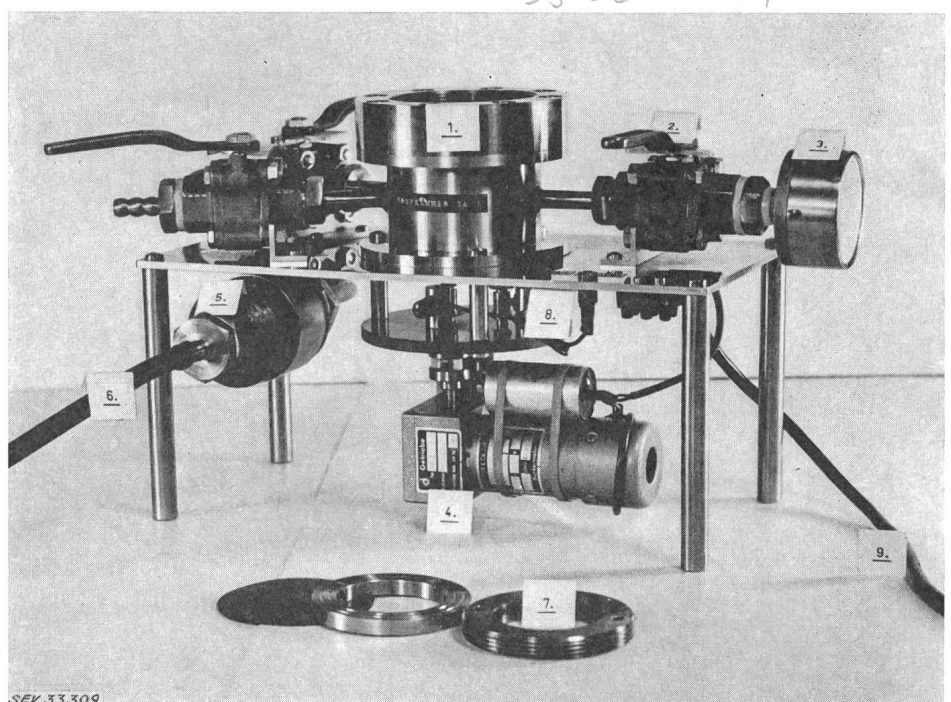


Fig. 1

Prüfkammer TA 1

- 1 Prüfkammer aus rostfreiem Stahl;
- 2 3 Worcester R-1-Hähne; 3 Manometer, 0...0,3 kp/cm², 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