

**Zeitschrift:** Helvetica Physica Acta  
**Band:** 13 (1940)  
**Heft:** V

**Artikel:** Mehrstufiger, kompensierter Differential-Gleichstromverstärker für Netzanschluss  
**Autor:** König, H.  
**DOI:** <https://doi.org/10.5169/seals-111070>

#### Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. 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. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

#### 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. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

#### 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. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

**Download PDF:** 17.01.2026

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

# **Mehrstufiger, kompensierter Differential-Gleichstromverstärker für Netzanschluss**

**von H. König (Bern).**

(Mitteilung aus dem Eidg. Amt für Mass und Gewicht.)

(26. IX. 40.)

Die äusseren Merkmale des beschriebenen Verstärkers sind:

1. Reine Gleichstromverstärkung,
2. Vollnetzbetrieb, Unabhängigkeit von Netzspannungs-Schwankungen,
3. Hohe Gegentaktverstärkung bei geringer Gleichtaktverstärkung (Verstärkung der Spannungsdifferenz zwischen zwei Polen ohne Störung durch weit höhere Spannungen dieser Pole gegen Erde).

Diese Eigenschaften werden erzielt durch Kombination der Prinzipien der Symmetrie, der Kompensation und der Kaskaden-Gegenkopplung.

*Warum Gleichstromverstärker?* Man kann den Frequenzbereich eines kapazitativ gekoppelten sog. *CR*-Verstärkers stets nach kleinen Frequenzen hin ausdehnen, wenn man die Zeitkonstanten *CR* der Übertragungskreise zwischen den Röhren genügend gross wählt. Bei einem *n*-stufigen Verstärker müssen die *CR* etwa *n*-mal so gross gewählt werden wie bei einem einstufigen Verstärker, wenn die gleiche Gesamt-Zeitkonstante erzielt werden soll. Dies führt beispielsweise bei einer unteren Grenzfrequenz von  $v = 1 \text{ Hz}$  zu Teil-Zeitkonstanten von mehreren Sekunden. Bedenkt man überdies, dass die letzte Stufe eines Verstärkers nach einer Übersteuerung erst dann wieder zur Ruhe kommen kann, wenn in den vorangehenden übersteuerten Stufen die Ausgleichsvorgänge fast vollständig abgelaufen sind, so gibt dies Erholungszeiten von oft weit über  $10 \text{ s}$ , während welchen mit dem Verstärker nichts anzufangen ist. Sofortige Betriebsbereitschaft gewährt nur der Gleichstromverstärker (*GV*). Wir haben daher auf Anregung von Prof. LIECHTI (Röntgeninstitut, Inselspital) die Frage eines *GV* für Elektrokardiographie aufgegriffen, und zwar eines *direkten GV*, da die Verstärkung durch Modulation eines mittel- oder hochfrequenten Trägers gegenüber der hier beschriebenen Lösung mehr Nachteile als Vorteile zu versprechen schien.

*Einige Begriffe.* Man verlangt heutzutage von einem Verstärker, der die Spannungsdifferenz an einem zweipoligen Objekt möglichst unabhängig von äusseren Störungen verstärken soll,

dass er beiden Polen gemeinsame Spannungsschwankungen „übersieht“. In linearer Hinsicht sollen sie überhaupt nicht verstärkt werden und in nichtlinearer Hinsicht sollen weder der Verstärker noch das Anzeigegerät übersteuert werden.

Die einfachste Lösung wäre der Gegentaktverstärker mit Differential-Transformatoren als Übertragungsgliedern. Für die hier interessierenden Frequenzen und mit Rücksicht auf die magnetische Störanfälligkeit lassen wir diese Möglichkeit jedoch ausser Betracht und beschränken uns aus den im 1. Abschnitt angegebenen Gründen auf den Fall des reinen  $GV$ .

Es ist nun nicht leicht, die Vorgänge in einem  $GV$  wie dem unten beschriebenen zu schildern, wenn nicht eine Reihe scharf gefasster Begriffe zur Verfügung stehen. Wir stellen daher einige Betrachtungen teils allgemein theoretischer, teils modellmässiger Natur voran.

Wir betrachten ein allgemeines lineares System mit zwei unabhängigen Eingangsspannungen  $\Delta e_{g_1}$  und  $\Delta e_{g_2}$ , welche zwei Ausgangsspannungen  $\Delta e_{a_1}$  und  $\Delta e_{a_2}$  eindeutig bestimmen:

$$\left. \begin{aligned} \Delta e_{a_1} &= a_{11} \Delta e_{g_1} + a_{12} \Delta e_{g_2} \\ \Delta e_{a_2} &= a_{21} \Delta e_{g_1} + a_{22} \Delta e_{g_2} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Die  $a_{ik}$  sind Konstanten. Mit der Schreibweise  $\Delta \dots$  ist auf das Arbeiten im geraden Teil der Charakteristik, mit den Indizes  $g$  und  $a$  auf „Gitter“ und „Anode“ angespielt. Wir definieren als

$$\text{Gegentakt-Verstärkungsgrad} \quad V_- = \frac{\Delta e_{a_1} - \Delta e_{a_2}}{\Delta e_{g_1} - \Delta e_{g_2}} \quad (2)$$

$$\text{Gleichtakt-Verstärkungsgrad} \quad V_+ = \frac{\Delta e_{a_1} + \Delta e_{a_2}}{\Delta e_{g_1} + \Delta e_{g_2}} ; \quad (3)$$

mit (1) wird

$$V_- = \frac{1}{2}(a_{11} - a_{12} - a_{21} + a_{22}) + \frac{1}{2}(a_{11} + a_{12} - a_{21} - a_{22}) \cdot \frac{\Delta e_{g_1} + \Delta e_{g_2}}{\Delta e_{g_1} - \Delta e_{g_2}} \quad (4)$$

$$V_+ = \frac{1}{2}(a_{11} + a_{12} + a_{21} + a_{22}) + \frac{1}{2}(a_{11} - a_{12} + a_{21} - a_{22}) \cdot \frac{\Delta e_{g_1} - \Delta e_{g_2}}{\Delta e_{g_1} + \Delta e_{g_2}} . \quad (5)$$

Um den einzelnen Faktoren jederzeit eine anschauliche Bedeutung beizumessen zu können, betrachten wir als einfaches Modell die in Fig. 1a wiedergegebene Schaltung. Es handelt sich um einen Sechspol, der in bezug auf Eingang ( $g$ ) und Ausgang ( $a$ ) den Charakter einer *geöffneten* Brücke (siehe Fig. 1b) mit

$$r_1 = \frac{r_1' r_1''}{r_1' + r_1''} , \quad r_2 = \frac{r_2' r_2''}{r_2' + r_2''} \quad (6)$$

als unteren Brückenzweigen, in bezug auf den Anodenanschluss  $A$  und die Erde  $E$  denjenigen einer *geschlossenen* Brücke aufweist (siehe Fig. 1c). Es ist nun schon aus der Theorie des Vierpols bekannt, dass die Eigenschaften allgemeinster Übertrager, wie sie durch Verstärker realisiert werden können, durch Modelle, welche aus Widerständen aufgebaut sind, nicht wiedergegeben werden können, und zwar auch wenn negative Widerstände zugelassen werden. Wir stellen aber ohne Beweis fest, dass der spezielle Charakter des Modells Fig. 1a bei den vorliegenden Betrachtungen nicht in Erscheinung tritt, weil uns nur die Spannungsverhältnisse, nicht aber die Energieverhältnisse ausserhalb des Übertragers und auch nicht die Frage des Betriebes des Übertragers von der Ausgangsseite aus berühren.

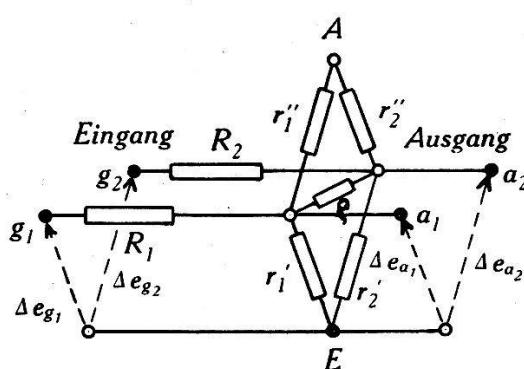


Fig. 1a.  
Modellschaltung.

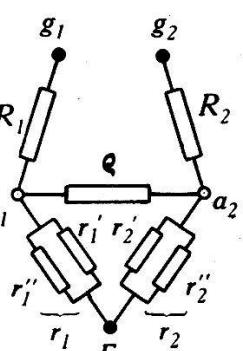


Fig. 1 b.  
Offene Brücke.

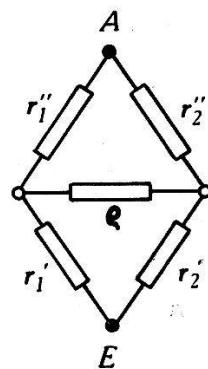


Fig. 1 c.  
Geschlossene Brücke.

Es ist keineswegs absurd, die Kopplung  $\varrho$  in Fig. 1a und die Teilwiderstände  $r_i$  oder  $R_i$  als negativ anzunehmen; es ist dies sogar notwendig, um dem Modell die gewünschten Verstärke-eigenschaften zu geben (z. B. so, dass  $1 + \frac{R_i}{r_i} < 1$  wird).

Für das Modell ergeben einfache Zwischenrechnungen

$$\begin{aligned} a_{11} &= \frac{\eta - \frac{r_1 R_1}{r_1 + R_1}}{\eta \left(1 + \frac{R_1}{r_1}\right)} & a_{12} &= \frac{\frac{r_1 R_1}{r_1 + R_1}}{\eta \left(1 + \frac{R_2}{r_2}\right)} \\ a_{21} &= \frac{\frac{r_2 R_2}{r_2 + R_2}}{\eta \left(1 + \frac{R_1}{r_1}\right)} & a_{22} &= \frac{\eta - \frac{r_2 R_2}{r_2 + R_2}}{\eta \left(1 + \frac{R_2}{r_2}\right)} \end{aligned} \quad (7)$$

worin

$$\eta = \varrho + \frac{r_1 R_1}{r_1 + R_1} + \frac{r_2 R_2}{r_2 + R_2} \quad (8)$$

den Widerstand des Kreises  $E - a_1 - a_2 - E$  darstellt, wenn die Eingänge  $g_1$  und  $g_2$  an Erde gelegt bzw. auf konstanter Spannung gehalten werden.  $\eta = 0$  bedeutet die Möglichkeit von Strömen ohne Eingangsspannungen, also die Eigenschwingung des Systems.  $1/\eta$  ist offenbar ein Mass für den Verstärkungsgrad. Wir geben noch die zunächst etwas undurchsichtig erscheinenden Formeln für  $V_+$  und  $V_-$ :

$$V_- = \frac{\varrho}{2\eta} \left( \frac{1}{1 + \frac{R_1}{r_1}} + \frac{1}{1 + \frac{R_2}{r_2}} \right) + \frac{\varrho}{2\eta} \left( \frac{1}{1 + \frac{R_1}{r_1}} - \frac{1}{1 + \frac{R_2}{r_2}} \right) \cdot \frac{\Delta e_{g_1} + \Delta e_{g_2}}{\Delta e_{g_1} - \Delta e_{g_2}} \quad (9)$$

$$V_+ = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{1 + \frac{R_1}{r_1}} + \frac{1}{1 + \frac{R_2}{r_2}} \right) - \frac{\delta}{2\eta} \left( \frac{1}{1 + \frac{R_1}{r_1}} - \frac{1}{1 + \frac{R_2}{r_2}} \right) + \left[ \frac{1}{2} \left( \frac{1}{1 + \frac{R_1}{r_1}} - \frac{1}{1 + \frac{R_2}{r_2}} \right) - \frac{\delta}{2\eta} \left( \frac{1}{1 + \frac{R_1}{r_1}} + \frac{1}{1 + \frac{R_2}{r_2}} \right) \right] \cdot \frac{\Delta e_{g_1} - \Delta e_{g_2}}{\Delta e_{g_1} + \Delta e_{g_2}}, \quad (10)$$

worin

$$\delta = \frac{r_1 R_1}{r_1 + R_1} - \frac{r_2 R_2}{r_2 + R_2} \quad (11)$$

eingeführt wurde.

An den durch (1) beschriebenen Verstärker kann man folgende Forderungen stellen:

I) Gleichtakt-Empfindlichkeit (nicht zu verwechseln mit Gleichtakt-Verstärkung!) = 0, d. h.  $\Delta e_{a_1} - \Delta e_{a_2}$  Funktion von  $\Delta e_{g_1} - \Delta e_{g_2}$  allein, also  $V_-$  unabhängig von  $\Delta e_{g_1} + \Delta e_{g_2}$ :

$$a_{11} + a_{12} - a_{21} - a_{22} = 0, \quad (12)$$

für das Modell:

$$\frac{R_1}{r_1} = \frac{R_2}{r_2} \quad \left( = \frac{R}{r} \text{ gesetzt} \right). \quad (13)$$

Es liegt daher nahe, die Erfüllung dieser Forderung allgemein als *Abgleichung der offenen Brücke zu bezeichnen*. Im Falle dieser Forderung gilt

$$V_- (\text{abgegl.}) = a_{11} - a_{21} = a_{22} - a_{12} \quad (14)$$

$$V_+ (\text{abgegl.}) = a_{11} + a_{12} + (a_{11} - a_{22}) \frac{\Delta e_{g_1} - \Delta e_{g_2}}{\Delta e_{g_1} + \Delta e_{g_2}}; \quad (15)$$

für das Modell:

$$V_- \text{ (abgegl.)} = \frac{\varrho}{\eta} \frac{1}{1 + \frac{R}{r}} \quad (16)$$

$$V_+ \text{ (abgegl.)} = \frac{1}{1 + \frac{R}{r}} - \frac{\delta}{\eta} \frac{1}{1 + \frac{R}{r}} \cdot \frac{\Delta e_{g_1} - \Delta e_{g_2}}{\Delta e_{g_1} + \Delta e_{g_2}}. \quad (17)$$

II) Symmetrie, d. h. Invarianz gegen Vertauschung der Indizes 1 und 2, verlangt:

$$a_{11} = a_{22}, a_{12} = a_{21}; \quad (18)$$

für das Modell folgt:

$$r_1 = r_2, R_1 = R_2; \delta = 0. \quad (19)$$

$\delta$  ist offenbar als Mass für die Unsymmetrie anzusehen. Forderung II umfasst die Forderung I, geht aber darüber hinaus. Während bei I nur der Gegentakt-Verstärkungsfaktor eine Konstante wird, gilt dies hier für beide Faktoren:

$$V_- \text{ (symm)} = a_{11} - a_{12} \equiv a_{22} - a_{21}, \text{ unabhängig von } \Delta e_{g_1} + \Delta e_{g_2}, \quad (20)$$

$$V_+ \text{ (symm)} = a_{11} + a_{12} \equiv a_{22} + a_{21}, \text{ unabhängig von } \Delta e_{g_1} - \Delta e_{g_2}; \quad (21)$$

für das Modell:

$$V_- \text{ (symm)} = \frac{\varrho}{\eta} \frac{1}{1 + \frac{R}{r}}, \quad V_+ \text{ (symm)} = \frac{1}{1 + \frac{R}{r}}. \quad (22) \quad (23)$$

Es wird sich zeigen, dass diese Forderung nur näherungsweise gestellt werden muss.

III) Entkopplung. Wir verstehen hierunter das voneinander unabhängige Arbeiten des ersten und zweiten Zweiges. Allgemein bedeutet dies:

$$a_{12} = a_{21} = 0 \quad (24)$$

und im Modell

$$\varrho = \eta = \infty, \quad \lim_{\varrho \rightarrow \infty} \frac{\varrho}{\eta} / \frac{1}{1 + \frac{R}{r}} = 1. \quad (25)$$

Es wird:

$$V_- \text{ (entk)} = \frac{1}{2}(a_{11} + a_{22}) + \frac{1}{2}(a_{11} - a_{22}) \cdot \frac{\Delta e_{g_1} + \Delta e_{g_2}}{\Delta e_{g_1} - \Delta e_{g_2}} \quad (26)$$

$$V_+ \text{ (entk)} = \frac{1}{2}(a_{11} + a_{22}) + \frac{1}{2}(a_{11} - a_{22}) \cdot \frac{\Delta e_{g_1} - \Delta e_{g_2}}{\Delta e_{g_1} + \Delta e_{g_2}}. \quad (27)$$

Diese Ausdrücke sind, wie zu erwarten, bei sinngemässer Vertauschung der Vorzeichen gleichwertig. Hieraus wie auch aus (20) . . .

(23) erkennt man deutlich die Kopplungsglieder als Ursache des Unterschiedes zwischen  $V_-$  und  $V_+$ , der, wie wir sehen werden, sehr gross sein muss. Forderung III wird also gerade *nicht* gestellt werden dürfen.

IV) Unabhängigkeit von Betriebs-Spannungsschwankungen.  
Da dem Verstärker bis auf die Heizung, die möglichst symmetrisch erfolgen soll, grundsätzlich keine andere Spannung als diejenige zwischen  $A$  und  $E$  in Fig. 1a zugeführt werden soll, muss das System, als *geschlossene Brücke* im Sinne von Fig. 1c betrachtet, abgeglichen sein:

$$\frac{r_1'}{r_1''} = \frac{r_2'}{r_2''}.$$

Soviel über die benötigten Begriffe, ihre formelmässige Fassung und modellmässige Bedeutung.

*Prinzip des Verstärkers.* Fig. 2 zeigt das perspektivische Schaltbild des gebauten GV.

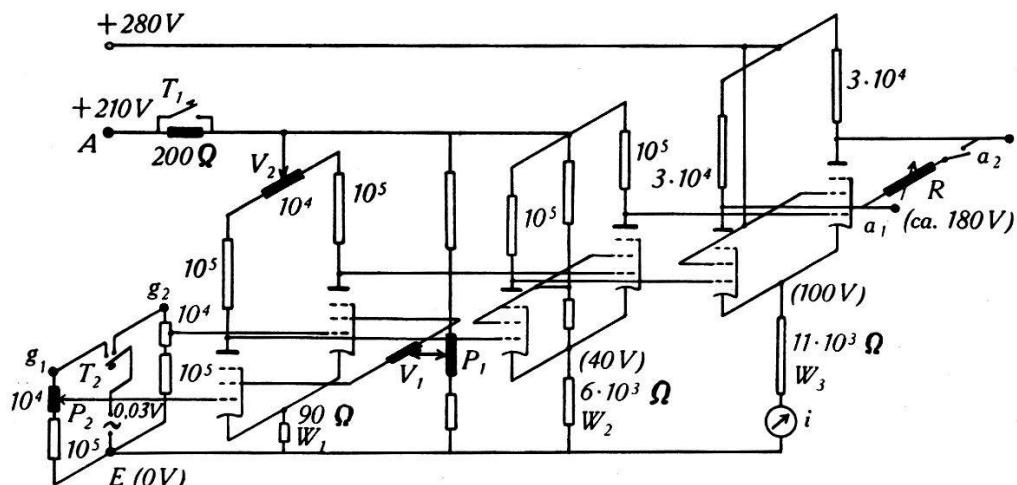


Fig. 2.

### Grundsätzliches Schaltbild des Gleichstromverstärkers.

Regulierungen: Mit  $V_1$  und  $P_1$ : Arbeitspunkt,  
                  mit  $V_2$  und  $T_1$ : Abgleich der geschlossenen Brücke (Forderung IV),  
                  mit  $P_2$  und  $T_2$ : Abgleich der offenen Brücke (Forderung I),  
                  mit  $V_1$  (fein): Überwachung des Arbeitspunktes.

Die Symmetrie ist weitgehend gewahrt. Das Hauptinteresse verdienen die Gegenkopplungswiderstände  $W_i$ , insbesondere  $W_2$  und  $W_3$ . Sie sind nicht nur dazu da, die nötigen Gittervorspannungen entstehen zu lassen. Ein ohmischer Widerstand  $W$  in der Kathodenleitung einer einzelnen Röhre bewirkt Herabsetzung des Verstärkungsfaktors durch Gegenkopplung. Dasselbe gilt für Gleichtakt-Spannungsschwankungen bei 2 parallel geschalteten

Röhren mit gemeinsamem Kathodenwiderstand  $W$ . Für Gegenakt-Spannungsschwankungen heben sich jedoch die Wirkungen der Gegenkopplung in  $W$  auf.

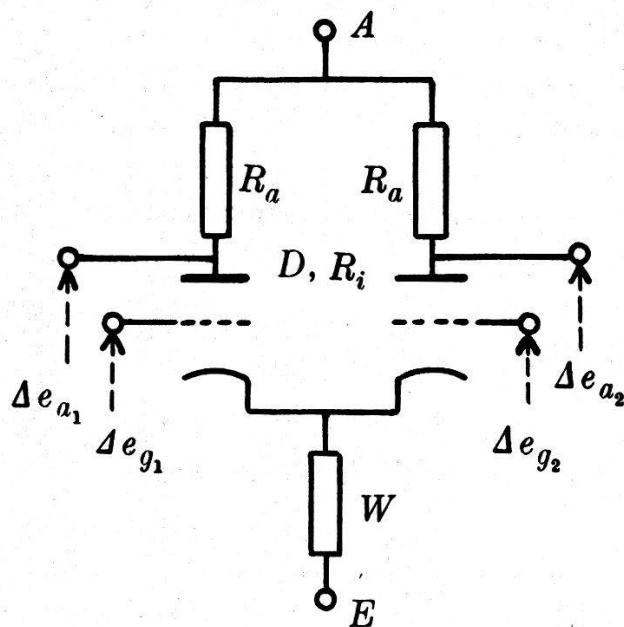


Fig. 3.  
Zur Theorie der Gegenaktorschaltung mit Gegenkopplung.

Zur Erläuterung der allgemeinen Zusammenhänge geben wir als Beispiel die zu (20) ··· (23) analogen Formeln für den Fall der (symmetrischen) Schaltung gemäss Fig. 3:

$$a_{11} = a_{22} = -\frac{1}{2D} \cdot \left( \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{2(1+D)W}{DR_a}} + \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R_a}} \right) \quad (28)$$

$$a_{12} = a_{21} = -\frac{1}{2D} \cdot \left( \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{2(1+D)W}{DR_a}} - \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R_a}} \right) \quad (29)$$

$$V_- = -\frac{1}{D} \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R_a}}, \quad V_+ = -\frac{1}{D} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{2(1+D)W}{DR_a}}. \quad (30) \quad (31)$$

( $D$  = Durchgriff,  $R_i$  = innerer Widerstand der Röhre.)  
In der Tat kommt  $W$  in  $V_-$  nicht vor.  $V_+$  dagegen wird um so kleiner, je grösser  $W$ .

Auf diese Art wurde bei einer Versuchsschaltung erreicht, dass  $V_+$  (abgegl.,  $\Delta e_{g1} - \Delta e_{g2} = 0$ ) für die erste Stufe 50, für die zweite Stufe 4, total 200 war. Nun dient als Anzeigegerät stets ein Kathodenstrahl-Oszilloskop, dessen Strahl sich zwar nur nach Massgabe der Spannungsdifferenz  $\Delta e_{a1} - \Delta e_{a2}$  (maximal ca. 100 V)

\*

bewegt, jedoch durch gemeinsame Spannungen  $\frac{1}{2}(\Delta e_{a_1} + \Delta e_{a_2})$  von 10 V schon leicht defokussiert wird. Andererseits sollen symmetrische Eingangsspannungen von  $\frac{1}{2}(\Delta e_{g_1} + \Delta e_{g_2}) = 0,1$  V, welche 100 mal grösser als die Herz-Spannungen ( $\Delta e_{g_1} - \Delta e_{g_2} \approx 10^{-3}$  V) sind, keine Übersteuerung bewirken. Dies verlangt, dass bei einem  $V_-$  (abgegl.,  $\Delta e_{g_1} + \Delta e_{g_2} = 0$ ) des ganzen Verstärkers von  $10^2 : 10^{-3} = 10^5$  das  $V_+$  (abgegl.,  $\Delta e_{g_1} - \Delta e_{g_2} = 0$ ) des ganzen Verstärkers maximal  $= 10 : 10^{-1} = 10^2$  sein darf, dass also nach Früherem die dritte Stufe sogar schwächen muss!

Man erreicht dies durch Gegenkopplung im Verein mit der Tatsache, dass bei einer Röhre mit Schirmgitter (Index  $s$ ) eine negative Steilheit:

$$\left( \frac{\partial i_s}{\partial e_a} \right)_{e_g = \text{konstant}, e_s = \text{konstant}} = \text{negativ} \quad (32)$$

auftreten kann. Es ist daher möglich, dass in der dritten Stufe bei steigender Gitterspannung die gesamte Stromzunahme ( $\Delta i_a + \Delta i_s$ ) in  $W$  durch das Schirmgitter abgesogen wird, dass also der Strom im Anodenwiderstand und damit das Potential der Anode trotz steigendem Potential der Kathode konstant bleibt. Wir unterlassen es, hier die ganze diesbezügliche Theorie wiederzugeben. Es lässt sich mit ELL 1 (Philips-Doppel-Endpenthode) bei den in Fig. 2 angedeuteten Widerstandswerten leicht erreichen, dass die dritte Verstärkerstufe Gleichtaktspannungen auf  $1/10$  schwächt, dass also für den ganzen Verstärker

$$V_+ (\text{abgegl.}, \Delta e_{g_1} - \Delta e_{g_2} = 0) = \frac{200}{10} = 20$$

ist. Man erkennt, dass die Erreichung eines so niedrigen  $V_+$  nur durch Bekämpfung der Gleichtakt-Verstärkung in *jeder* Stufe, also durch Kaskaden-Gegenkopplung möglich war.

Die Gegentakt-Verstärkung der ersten und zweiten Stufe ist rund je 100, der dritten Stufe 10, total  $10^5$ .

In der Sprache unseres Modells ausgedrückt, gilt im abgeglichenen Zustand:

$$\frac{1}{1 + \frac{R}{r}} = 20 \quad (\text{nach (17)}) \quad (33)$$

$$\frac{\varrho}{\eta} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R}{r}} = 10^5 \quad (\text{nach (16)}) \quad (34)$$

$$\frac{\varrho}{\eta} = 5 \cdot 10^3 \quad (\text{nach (33) und (34)}). \quad (35)$$

Im schlimmsten Fall ist

$$\frac{\Delta e_{g_1} - \Delta e_{g_2}}{\Delta e_{g_1} + \Delta e_{g_2}} = 10^{-2}. \quad (36)$$

Wir sahen, dass maximal

$$V_+ = 100 \quad (37)$$

sein darf. Aus (17) (33) (36) (37) folgt für die obere Grenze von  $\delta/\eta$

$$\frac{\delta}{\eta} = 500. \quad (38)$$

Ferner ist mit (35)

$$\frac{\delta}{\varrho} = 10^{-1}. \quad (39)$$

Diese Grösse misst nun die relative Unsymmetrie des Systems, denn wegen  $\eta \ll \varrho$ , (8) und (11) ist

$$\left| \frac{\delta}{\varrho} \right| \approx \left| \frac{\delta}{\eta - \varrho} \right| = \left| \frac{\frac{r_1 R_1}{r_1 + R_1} - \frac{r_2 R_2}{r_2 + R_2}}{\frac{r_1 R_1}{r_1 + R_1} + \frac{r_2 R_2}{r_2 + R_2}} \right|. \quad (40)$$

Das System braucht also auch im abgeglichenen Zustand nicht symmetrisch zu sein, doch soll die relative Unsymmetrie im Hinblick auf die durch die Gegentakt-Spannungen nach (17) erzeugten Gleichtakt-Spannungen nach (39) nicht mehr als einige Prozent betragen. Dieser Satz darf ohne weiteres vom Modell auf den GV übertragen werden. Nicht exakt symmetrisieren zu müssen, bedeutet experimentell einen grossen Vorteil. Der GV muss nämlich noch im Sinne der oben aufgestellten Forderung IV als geschlossene Brücke abgeglichen sein.

Die Frage ist noch zu beantworten, wie sich der GV im nicht abgeglichenen Zustand verhält. Wir greifen aus (10) das 2. Glied heraus und setzen ihm nach (37) als obere Grenze 100:

$$\frac{\delta}{2\eta} \left[ \frac{\frac{1}{1 + \frac{R_1}{r_1}} - \frac{1}{1 + \frac{R_2}{r_2}}}{\frac{1}{1 + \frac{R_1}{r_1}} + \frac{1}{1 + \frac{R_2}{r_2}}} \right] \cdot \frac{2}{1 + \frac{R}{r}} = 100. \quad (41)$$

Der Ausdruck  $\alpha$  in eckiger Klammer, den wir als relative Abweichung von der Abgleichung anzusehen haben, bekommt mit (33) und (38) den Wert

$$\alpha = 10^{-2}. \quad (42)$$

Bei einer solchen Abweichung  $\alpha = 1\%$  von der Abgleichung tritt von einer Gleichakt-Eingangsspannung von  $0,1 \text{ V } 1\%$ , also  $10^{-3} \text{ V}$  als Gegentakt-Eingangsspannung in Erscheinung, steuert somit den Verstärker voll aus. (42) besagt nun, dass damit gerade der Bereich genügender Fleckschärfe ebenfalls ausgesteuert sei. Die verschiedenen Begrenzungsbedingungen passen offenbar recht gut zueinander.

*Konstruktives.* Bei einer Ausführung des *GV* durch das Röntgen-Institut des Inselspitals sind in einem Gehäuse von etwa 30/30/50 cm der Netzteil samt Transformator, der *GV*, der Kathodenstrahlzosillograph und das Zeitablenkgerät ohne nennenswerte gegenseitige Störung untergebracht.

Die Röhren der 1. und 2. Stufe sind Pentoden EF 6 (Philips), indirekt über Eisen-Wasserstoff-Widerstände geheizt. Die Anodenstromversorgung erfolgt über einen Glimmspannungsteiler.

Die Zulässigkeit einer gewissen Unsymmetrie (siehe (39)) hat den Vorteil, dass ein Röhrenersatz möglich ist. Wir haben unter 6 Röhren EF 6 zwei Paare gefunden, die als 1. Stufe brauchbar sind; in der 2. Stufe ist jede Röhre des gleichen Typs brauchbar.

Der Gegentakt-Verstärkungsgrad ist  $2 \cdot 10^5$ , entsprechend 10 cm Auslenkung pro 1 mV. Es ist notwendig, die Röhren der 1. Stufe (und, zweckmäßig, auch diejenigen der 2. Stufe) einzulöten. Dann wandert der Fleck während einer Viertelstunde um nicht mehr als 1 cm weg. Die tonfrequente Unruhe der Nulllinie entspricht etwa 10 Mikrovolt, wovon ein beträchtlicher Teil auf magnetisch induzierte Oberwellen entfällt.

In Fig. 2 der Übersichtlichkeit halber nicht gezeichnet sind die Schaltelemente für Gleichstrom- und Wechselstrommeichung, sowie ein Wechselstromkompensator, der gestattet, in Serie zum Eingang eine Netzspannung von beliebiger Grösse (bis 0,2 mV) und Phase einzukoppeln und so die Grundwelle der netz-synchronen Störungen zu kompensieren. Einbrenndauer: einige Minuten.

Die *Wirkungsweise der Regelvorrichtungen* wird am besten anhand der Bedienungsvorschrift und Fig. 2 erläutert.

Der *GV* sei vollständig dejustiert. Man nimmt vor:

- 1) Einstellung des Arbeitspunktes an Schirmgitterverteiler  $V_1$  und Potentiometer  $P_1$ .

Der Gesamtstrom  $i$  der dritten Stufe wird durch Grob- und Fein-Regulierung an  $V_1$  auf ein Minimum eingestellt. Damit erreicht man gleichartiges Arbeiten beider Zweige. Der Fleck kommt ins Gesichtsfeld. Obiges Minimum wird nun mittelst  $P_1$  auf  $9 \dots 10$  mA eingestellt. Dies entspricht günstigen Arbeitsbedingungen für die Doppel-Endpenthode. Da die Regelvorrichtungen  $V_1$  und  $P_1$ , wie der Mathematiker sagen würde, „fast orthogonal“ zueinander funktionieren, ist es nunmehr nur noch nötig, mittelst  $V_1$  (fein) den Fleck in die Mitte zu bringen.

2) Abgleichung der offenen Brücke gemäss Forderung I: Taster  $T_2$  drücken und an  $P_2$  auf Verschwinden des Ausschlages einstellen.

Mit  $T_2$  wird auf beide Eingänge dieselbe Wechselspannung von  $\Delta e_{g_1} = \Delta e_{g_2} = 30$  mV<sub>eff</sub> ( $\Delta e_{g_1} - \Delta e_{g_2} = 0$ ) gegeben.

3) Abgleichung der geschlossenen Brücke gemäss Forderung IV: Verteiler  $V_2$  anders einstellen, Arbeitspunkt neu suchen, bis beim Tasten von  $T_1$  kein Ausschlag mehr entsteht.

Dass nach jeder Veränderung an  $V_2$  der Arbeitspunkt gemäss 1) neu gesucht werden muss, ist verständlich. Wegen der weitgehenden Symmetrie und der starken Gegenkopplung macht die durch Tasten von  $T_1$  bewirkte Änderung der Anodenspannung um 4 V auch bei nicht abgeglichener geschlossener Brücke weniger aus als  $\frac{1}{2}$  mV Gegentakt-Eingangsspannung. Eine rohe Abgleichung genügt daher.

4) Elimination der Grundwelle aus den (inneren oder äusseren) netzfrequenten Störungen mittelst Kompensator (Amplituden- und Phasenregulierung).

5) Eichen mit Gleich- oder Wechselspannung.

Auf  $g_2$  wird eine Spannung  $\Delta e_{g_2}$  gegeben,  $\Delta e_{g_1} = 0$ . Der Verstärkungsgrad kann an  $R$  reguliert werden.

Die Einregulierung des vollständig dejustierten Verstärkers nimmt 2 Minuten in Anspruch.

Der hier beschriebene GV hat sich praktisch bewährt.

*Vergleichende Betrachtungen.* Wir haben seinerzeit versucht, das Problem der mehrstufigen Gleichspannungs-Verstärkung durch eine normale einfache Hintereinanderschaltung von Röhren, also durch einen unsymmetrischen Aufbau zu lösen, wobei von den unerwünschten Anoden- und Heiz-Spannungsschwankungen ein passender Bruchteil mit passendem Vorzeichen zwecks Kompen-sation einer Neben-Eingangsrohre zugeführt wurde<sup>1)</sup>. Bei diesem Verstärker wirkten naturgemäss Betriebs-Spannungsschwankungen nicht „orthogonal“ zu der Messspannung, was eine sorgfältige Vermeidung schlechter Kontakte, bessere thermische Stabilität und

sorgfältigeren Störabgleich verlangte, als dies beim hier beschriebenen *GV* der Fall ist. Jener *GV* war übrigens für einseitig geerdete Messspannungen bestimmt und arbeitete ausschliesslich mit Batterien.

PEEK<sup>2)</sup> hat einen ähnlichen unsymmetrischen, mehrstufigen *GV* für Netzanschluss entwickelt, wobei die Funktion der Neben-Eingangsrohre durch das Schirmgitter der ersten Röhre übernommen wurde, doch fehlen in seiner Arbeit leider ausreichende Angaben über den Grad der Störfreiheit.

Für elektro-physiologische Zwecke und für Brückennachrichten haben wir später den Gedanken des *CR*-Verstärkers für Spannungsdifferenzen verwirklicht, und zwar mit 2 Eingangsrohren und einer Umkehrrohre und anschliessend einer unsymmetrischen Endstufe<sup>3)</sup>. Die Umkehrrohre übt hier diejenige Funktion aus, die beim Transformator-Gegentaktverstärker der Transformator mit seinen gegeneinander geschalteten Wicklungshälften übernehmen würde. Dieser für Laboratoriumszwecke bestimmte Verstärker, gebaut für Batteriebetrieb, ist im Tonfrequenzbereich gegenüber Gleichtakt-Spannungen von  $0,1 \text{ V}_{\text{eff}}$  unempfindlich.

WHEATCROFT<sup>4)</sup> gibt einen unsymmetrischen kompensierten, netzgespiesenen, dreistufigen *GV* für Eingangsspannungen für maximal  $0,1 \text{ V}$  an. Allerdings ist bei ihm der Gedanke der Netzspeisung nicht konsequent durchgeführt, indem zur Erreichung der Unabhängigkeit von Betriebs-Spannungsschwankungen irgendwo eine Gitterbatterie eingeführt werden muss.

Der Gedanke der Gegentakt-Spannungsmessung mit Umkehrrohre und unsymmetrischem Endverstärker kehrt wieder bei KARAJAN<sup>5)</sup>. Sein *CR*-Verstärker ist für Elektrokardiographie bestimmt. Bei KARAJAN steht der Gedanke des Vollnetzanschlusses eines für den Arzt bestimmten Apparates im Vordergrund. Die Störfreiheit scheint befriedigend zu sein.

Der in vorliegender Arbeit beschriebene *GV* stellt einen Versuch zur Vereinigung all der genannten messtechnisch vorteilhaft erscheinenden Gesichtspunkte dar.

#### Literatur.

- <sup>1)</sup> KÖNIG, Helv. Phys. Acta **6**, 218 (1933).
- <sup>2)</sup> PEEK, Archiv f. Elektrotechnik **26**, 443 (1932).
- <sup>3)</sup> KÖNIG, Helv. Phys. Acta **11**, 507 (1938).
- <sup>4)</sup> WHEATCROFT, Journ. of Scientific Instruments **15**, 333 (1938).
- <sup>5)</sup> KARAJAN, Radio-Amateur 1939, H. 8, 10; 1940, H. 3.