

Mehrstufiger, kompensierter Differential-Gleichstromverstärker für Netzanschluss

Autor(en): **König, H.**

Objektyp: **Article**

Zeitschrift: **Helvetica Physica Acta**

Band (Jahr): **13 (1940)**

Heft V

PDF erstellt am: **21.07.2024**

Persistenter Link: <https://doi.org/10.5169/seals-111070>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Inhalten der Zeitschriften. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern.

Die auf der Plattform e-periodica veröffentlichten Dokumente stehen für nicht-kommerzielle Zwecke in Lehre und Forschung sowie für die private Nutzung frei zur Verfügung. Einzelne Dateien oder Ausdrucke aus diesem Angebot können zusammen mit diesen Nutzungsbedingungen und den korrekten Herkunftsbezeichnungen weitergegeben werden.

Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Die systematische Speicherung von Teilen des elektronischen Angebots auf anderen Servern bedarf ebenfalls des schriftlichen Einverständnisses der Rechteinhaber.

Haftungsausschluss

Alle Angaben erfolgen ohne Gewähr für Vollständigkeit oder Richtigkeit. Es wird keine Haftung übernommen für Schäden durch die Verwendung von Informationen aus diesem Online-Angebot oder durch das Fehlen von Informationen. Dies gilt auch für Inhalte Dritter, die über dieses Angebot zugänglich sind.

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 $\nu = 1$ 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 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 Anzeigergerät 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 Δe_{g_1} und Δe_{g_2} , welche zwei Ausgangsspannungen Δe_{a_1} und Δe_{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 beimessen zu können, betrachten wir als einfachstes Modell die in Fig. 1 a wiedergegebene Schaltung. Es handelt sich um einen Sechspol, der in bezug auf Eingang (g) und Ausgang (a) den Charakter einer *geöffneten* Brücke (siehe Fig. 1 b) 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 Brückenzeigen, 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 allgemeinsten 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. 1 a 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.

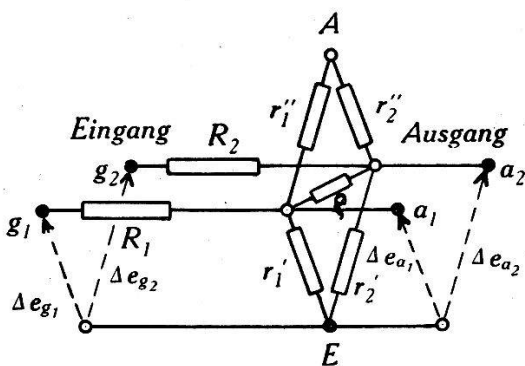


Fig. 1a.
Modellschaltung.

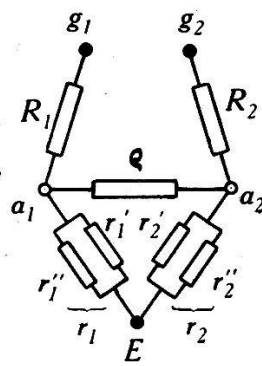


Fig. 1b.
Offene Brücke.

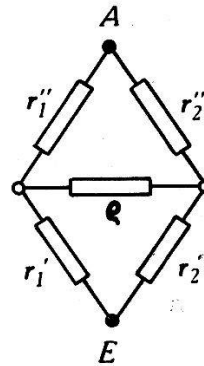


Fig. 1c.
Geschlossene Brücke.

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

Für das Modell ergeben einfache Zwischenrechnungen

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

worin

$$\eta = \varrho + \frac{r_1 R_1}{r_1 + R_1} + \frac{r_2 R_2}{r_2 + R_2} \tag{8}$$

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:

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

δ 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

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

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) . . .

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

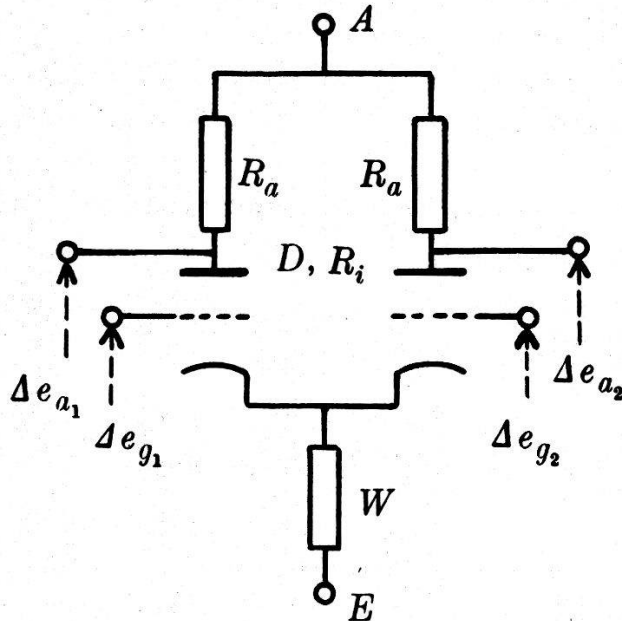


Fig. 3.

Zur Theorie der Gegentaktschaltung 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., $\Delta e_{g_1} - \Delta e_{g_2} = 0$) für die erste Stufe 50, für die zweite Stufe 4, total 200 war. Nun dient als Anzeigegerät stets ein Kathodenstrahl-Oszillograph, dessen Strahl sich zwar nur nach Massgabe der Spannungsdifferenz $\Delta e_{a_1} - \Delta e_{a_2}$ (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 100mal 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 δ/η

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

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:

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

Der Ausdruck α 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 Gleichtakt-Eingangsspannung von 0,1 V 1%, also 10^{-3} 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 Kathodenstrahloszillograph 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 Wechselstromrichtung, 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 Bedienungsanleitung 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...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 $\Delta e_{g_1} = \Delta e_{g_2} = 30 \text{ mV}_{\text{eff}}$ ($\Delta e_{g_1} - \Delta e_{g_2} = 0$) 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 abgeglicher 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 Δe_{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 Kompensation einer Neben-Eingangsröhre zugeführt wurde¹⁾. 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.

PEEK²⁾ hat einen ähnlichen unsymmetrischen, mehrstufigen GV für Netzanschluss entwickelt, wobei die Funktion der Neben-Eingangsröhre 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 Brückenmessungen haben wir später den Gedanken des CR -Verstärkers für Spannungsdifferenzen verwirklicht, und zwar mit 2 Eingangsröhren und einer Umkehröhre und anschliessend einer unsymmetrischen Endstufe³⁾. Die Umkehröhre 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 $0,1 V_{\text{eff}}$ unempfindlich.

WHEATCROFT⁴⁾ gibt einen unsymmetrischen kompensierten, netzgespiesenen, dreistufigen GV für Eingangsspannungen für maximal $0,1 V$ 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 Umkehröhre und unsymmetrischem Endverstärker kehrt wieder bei KARAJAN⁵⁾. 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.

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