

Zeitschrift: Helvetica Physica Acta
Band: 6 (1933)
Heft: III

Artikel: Konstant arbeitender Gleichstromverstärker
Autor: König, H.
DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-110273>

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: 23.02.2026

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

Konstant arbeitender Gleichstromverstärker

von H. König (Bern).

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

Es ist möglich, durch geeignete Auswahl der Röhren, geeignete Wahl der Schaltung, sorgfältigen Aufbau und mit Hilfe von Kompensationskreisen, die das Absinken der Gitter-, Anoden- und Heizspannung unschädlich machen, einen Gleichstrom-Zwischenverstärker zu schaffen, dessen restliche Inkonstanz über längere Zeiträume $< 0,1 \mu\text{V}$ (Eingangsspannung) pro Sekunde ist, und der ausserdem den ganzen Tonfrequenzbereich verzerrungsfrei überträgt.

Die Untersuchung der Ionisation durch Elementarstrahlen (1), die Registrierung langsamer elektrophysiologischer Vorgänge (2), überhaupt aller Vorgänge, bei denen kleine, langsam und rasch veränderliche Spannungen nebeneinander auftreten, erfordern eine durch die Wahl des Anzeigeeinstrumentes bestimmte, oft sehr beträchtliche Verstärkung aller im Vorgang enthaltenen Frequenzen ν einschliesslich $\nu = 0$. Dies leistet der Verstärker mit direkter Kopplung, meist Gleichstromverstärker genannt.

Jedoch hat sich trotz seiner guten Übertragungseigenschaften namentlich der mehrstufige Gleichstromverstärker in der Praxis wenig eingeführt. Die Gründe sind zweierlei Art. Der Arbeitspunkt jeder Stufe ist von den Arbeitspunkten in den vorangehenden Stufen abhängig, was den Aufbau des Verstärkers erschwert. Schlimmer ist, dass der Arbeitspunkt der Endröhre mit dem Absinken der Betriebsspannungen aus dem linearen Arbeitsbereich herauswandert. Man hat daher bisher womöglich nur eine, selten mehr als zwei Röhren benutzt und mit empfindlichen, mehr oder weniger trägen Instrumenten gearbeitet. Je höher man nämlich die Spannungsverstärkung treibt (z. B. auf 10^5), desto mehr wird des begrenzten Arbeitsbereiches (z. B. 100 V) der Endröhre wegen das eingangsseitige Arbeitsintervall eingeengt (im Beispiel auf 1 mV) und desto häufiger ist Nachregulierung nötig.

Ein erster wichtiger Schritt in der Ausschaltung der Betriebsspannungsschwankungen bedeutet die Gegeneinanderschaltung zweier gleichartiger Röhren, wobei das Anzeigeeinstrument als Nullinstrument wirkt (Röhrenbrücke) (3) (4) (5).

Man kann daran denken, einen Gleichstromverstärker von den Schwankungen der Spannungsquelle unabhängig zu machen, indem man von jeder unabhängigen Quelle, die auf das Gitter einer gewissen (z. B. der zweiten) Röhre wirkt, einen bestimmten Bruchteil der Spannungsschwankung auch der vorangehenden (ersten) Röhre zuführt, was der verstärkenden und spannungs-umkehrenden Wirkung der Röhren wegen möglich sein muss. Dieser Gedanke lässt sich in der Tat ohne weiteres durchführen, und zwar nicht nur für die Anoden- und Gitterspannungsquellen, wie PEEK (6) am Beispiel eines Schirmgitter-Dreiröhren-Verstärkers gezeigt hat, sondern auch für die Heizspannungsschwankungen.

Zum Verständnis für die schliesslich getroffene Wahl der Schaltung seien die wichtigsten bekannten Typen von direkt gekoppelten Verstärkern in Fig. 1 ... 6 kurz zusammengestellt. Als Hauptmerkmal eines Typs wird hier die Zahl z der unabhängigen, d. h. in keinem eindeutigen ursächlichen Zusammenhang stehenden Spannungsquellen angesehen¹⁾, insbesondere ihre Abhängigkeit von der Zahl n der Stufen. Weitere Merkmale zur Unterscheidung sind: Gemeinsame oder getrennte Heizung, evtl. Möglichkeit des Abgreifens aller Gitter- und Anodenspannungen an einem gemeinsamen Teiler. Jeder solchen Einteilung haftet natürlich eine gewisse Willkür an. Immerhin genügt sie, um das, worauf es hier ankommt, hinreichend deutlich hervortreten zu lassen. Die Zahl z ist deshalb besonders wichtig, weil für *jede* unabhängige Spannung, von deren Schwankung der Verstärker unabhängig gemacht werden soll, eine *besondere* Kompensationsschaltung nötig ist; z ist in den Figuren 1 ... 6 durch die Zahl der Pfeile gegeben.

Die Schaltungen Fig. 1, 2, 5, 6 sind also für vorliegenden Zweck ungeeignet. Bei den Schaltungen Fig. 3, 5 und 6 kann z durch Abgreifen der Spannungen E_g und E_a bzw. $E_1 \dots E_{2n-1}$ bzw. $E_1 \dots E_n$ an einem Teiler²⁾ auf $z' = 2$ bzw. $n + 1$ erniedrigt werden. Dieser Teiler bildet ein Rückkopplungselement und müsste bei hohen Verstärkungen ziemlich niederohmig sein, wenn jede Kippgefahr ausgeschlossen sein soll. Durch Vorversuche mit der Schaltung Fig. 6 wurde festgestellt, dass Verwendung von Teilern für die Anoden- und Gitterspannungen *nicht* zu empfehlen ist. Die Schaltung Fig. 4 hat den besondern Nachteil der allzu starken Verkettung aller Elemente. Beispielsweise hat eine Änderung des Glühfadenwiderstandes der letzten Röhre einen unmittelbaren Einfluss auf das Gitter der zweiten Röhre. Wir benutzten aus

¹⁾ Die Gittervorspannung der ersten Röhre wird nicht eingerechnet.

²⁾ Aus Widerständen aufgebaut; kein Glimmspannungsteiler!

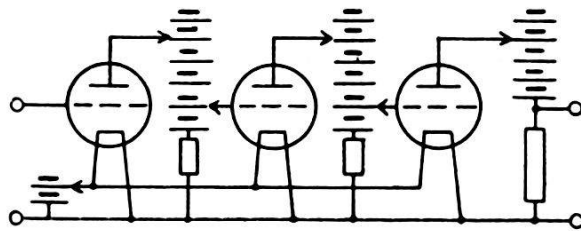
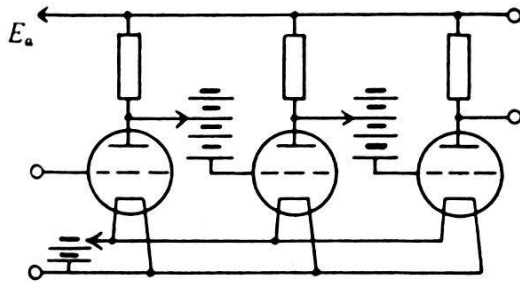
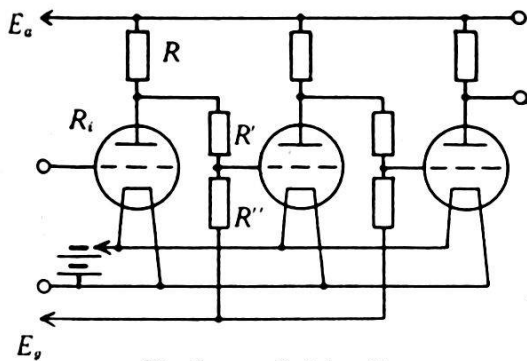
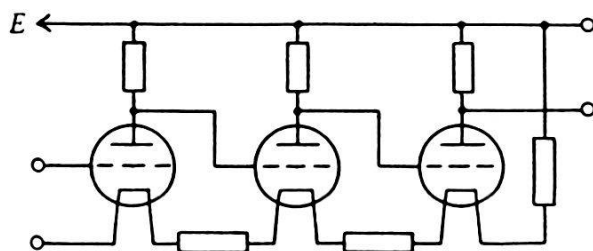
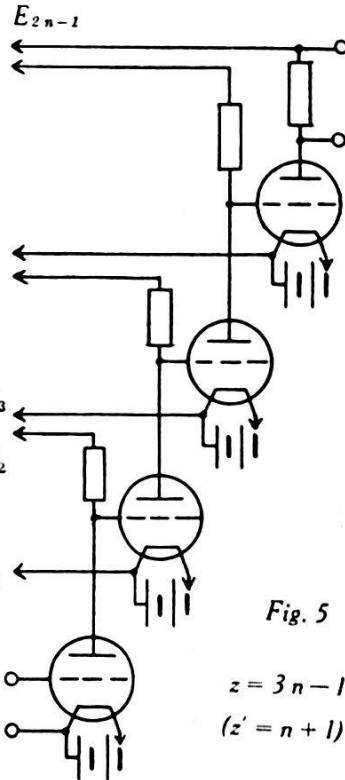
Fig. 1. $z = 2n$ Fig. 2. $z = n + 1$ Fig. 3. $z = 3$ ($z' = 2$)Fig. 4. $z = 1$ 

Fig. 5

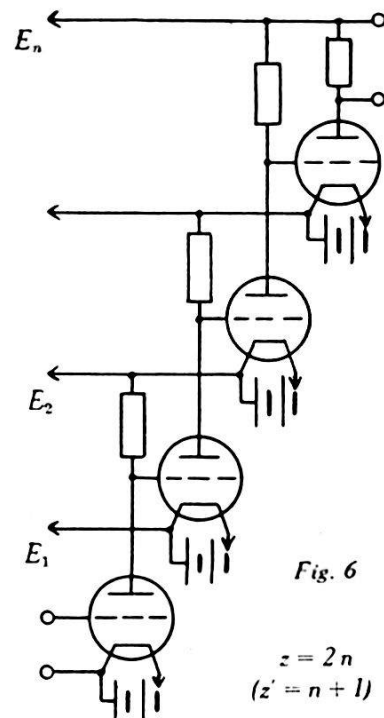


Fig. 6

Gleichstromverstärker.

 z bzw. $z' =$ Zahl der unabhängigen Spannungsquellen $n =$ Zahl der Stufen.

diesen Gründen wie PEEK die Schaltung Fig. 3, aber mit besonderer Gitter- und Anodenspannungsquelle ($z = 3$) als Ausgangspunkt.

PEEK (6) erstrebte die Konstruktion eines nicht zu viel Spannungsquellen erfordernden, evtl. sogar mit Anodengerät betreib-

baren Gleich- und Wechselstromverstärkers. Die Anodenspannung ist jeweils vom Gitter der folgenden Röhre in sinnreicher Weise durch Ausnutzung des kleinen differentiellen Widerstandes einer mit normalem Kathodenfall brennenden Glimmlampe zurückgehalten, indem in der Schaltung Fig. 3 R' durch eine solche ersetzt wird. Der Anschluss an die Spannung $E_g + E_a$ erfolgt über einen Spannungsteiler, also $z' = 2$. Von der zu neutralisierenden Spannungsschwankung $\delta(E_g + E_a)$ arbeitet ein bestimmter Bruchteil auf das Schirmgitter der Eingangsröhre. Das Absinken der Heizspannung wird nicht kompensiert.

Uns interessiert in erster Linie die bei PEEK offen gelassene Frage, ob sich die Kompensation durchführen lässt, ohne dass der für die ausgesuchten Röhren in günstigster Schaltung erreichbare Störspiegel unzulässig erhöht wird. Die Verwendung von Glimmlampen kommt daher natürlich nicht in Frage.

Entscheidend für den Aufbau des Verstärkers waren die Ergebnisse der Vorversuche über die Konstanz des Anodenstromes bei konstanter Gitterspannung für Röhren verschiedener Bauart und Herkunft, ausgeführt mit einer Röhre, einem empfindlichen Galvanometer und Kompensation des Anodenstromes. Untersucht wurden:

	Oxydfaden, dunkelbrennend	Hellbrennend
Schirmgitterröhre	RES 044	
Widerstandsverstärkerröhren .	RE 034 H 407	RE 054
Lautsprecherröhren	RE 134	RE 144

Die langsamen Schwankungen ($\nu = 0 \dots 1$) waren am geringsten bei ausgesuchten, noch nie stark belasteten, schwach unterheizten Exemplaren der Type RE 134. Im allgemeinen sind zwar für die Verstärkung kleiner Frequenzen Röhren mit hellbrennendem Faden, insbesondere diejenigen mit reinem Wolframfaden, den Oxydfadenröhren vorzuziehen, weil der auf Gasreste und Verunreinigungen zurückzuführende Funkeffekt (7) bei letzteren ausgeprägt, bei Wo-Fäden hingegen praktisch gar nicht vorhanden ist. Eine allgemein gültige Voraussage lässt sich aber nicht machen; der Störeffekt hängt zu sehr von der Herstellung der Röhren und ausserdem davon ab, wie stark die Raumladung, die bekanntlich den Funkeffekt sehr stark herabsetzt (8), ausgebildet ist. Beispielsweise sind bei den untersuchten Röhren H 407 (Tungsram,

Barium) die langsamen Schwankungen 10- bis 30mal grösser als bei den entsprechenden Telefunkenhöhren RE 034 (Barium) und RE 054 (Thorium). Jedoch arbeiteten die RE 144 nicht ruhiger als die RE 134.

Es ist natürlich wünschenswert, dass der Verstärker jedenfalls bis $\nu = 10^4$ verzerrungsfrei arbeitet. Massgebend für die lineare Verzerrung ist nun in der Hauptsache das Produkt aus der schädlichen Kapazität (d. i. die Kapazität zwischen Gitter und Anode einer Röhre, multipliziert mit dem Verstärkungsgrad dieser Stufe) und dem inneren Widerstand ϱ der vorangehenden Stufe, in den Bezeichnungen von Fig. 3 gegeben durch

$$\varrho = \frac{R'' \left(R' + \frac{R R_i}{R + R_i} \right)}{R'' + R' + \frac{R R_i}{R + R_i}}.$$

Da $R' \ll R''$ und $R_i \ll R$ sein wird, ist ϱ ungefähr gleich $R' + R_i$ ¹⁾. Wählt man etwa $R'/R'' = 1:5$, um nicht zuviel an Verstärkung einzubüssen, und will man andererseits mit nicht zu hohen Spannungen auskommen, so ist man gezwungen, Röhren zu verwenden, die bei etwa 30 V Anodenspannung einen nicht zu hohen inneren Widerstand aufweisen. Bei RE 034 wäre in diesem Arbeitsgebiet mit $R_i = 0,15 \dots 0,2 \text{ M}\Omega$ zu rechnen, während bei RE 134 R_i 30000 Ω nicht übersteigt. Es wurde daher, so unvernünftig es aufs erste Zusehen hin erscheint, auch für die Zwischenstufen der Typ RE 134 (Durchgriff $D = 10\%$) gewählt. Der geringe Verstärkungsgrad pro Stufe (im Mittel ca. 8 ohne, 6,5 mit Potentiometer) hält die schädliche Kapazität in bescheidenen Grenzen; ausserdem erleichtert er den Aufbau bzw. die Abgleichung des Verstärkers. RE 134 hat gegenüber RE 144 den Vorteil, dass der Anodenstrom weniger von der Heizspannung abhängt. RE 084 wäre als Zwischenröhre auch recht gut geeignet.

Die Unschädlichmachung der Anoden- und Gitterspannungsschwankungen erfolgt durch den in Fig. 7 mit T_a und T_g bezeichneten Doppelteiler, welcher auf die zur eigentlichen Eingangsrohre 1 parallel liegende Röhre 1a arbeitet. r' bzw. r'' werden so eingestellt, dass Ändern von E_g bzw. E_a um z. B. 2 V den Endstrom nicht ändert. Nach erstmaliger Abgleichung von T_a und anschliessend T_g muss nochmals an r' und hierauf r'' etwas nachreguliert werden; in zwei, höchstens drei Schritten ist man

¹⁾ Die diesbezügliche Bemerkung bei PEEK (6) S. 444 u., wonach R'' entscheidend sei, ist nicht richtig.

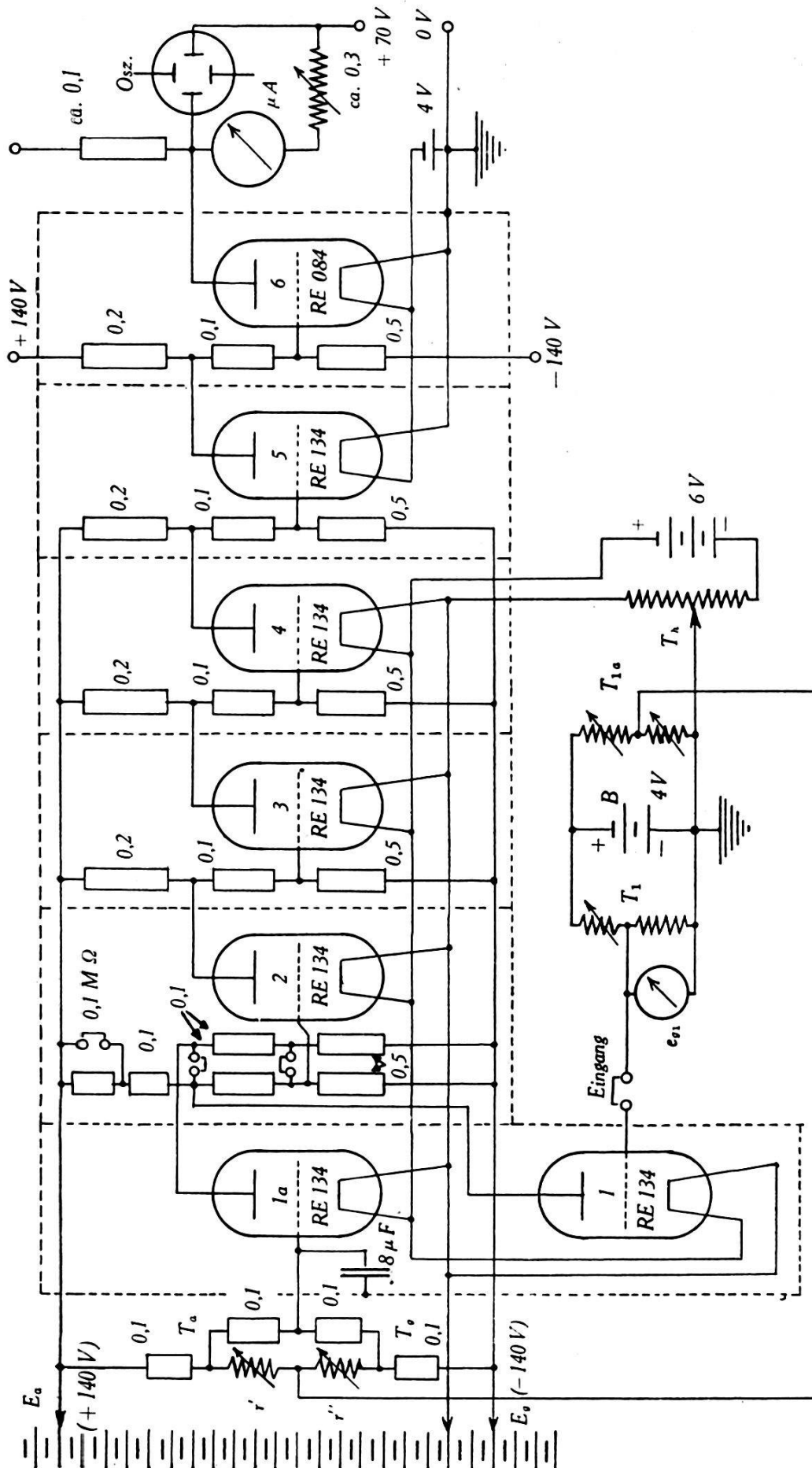


Fig. 7. Kompensierter Gleichstrom-Zwischenverstärker.

am Ziel. Der an T_a abzugreifende Bruchteil von E_a berechnet sich aus dem Verstärkungsfaktor

$$F = \frac{1}{2D} \cdot \frac{R''}{R' + R''} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_i(R + R' + R'')}{R(R' + R'')}}}$$

der symmetrisch vorausgesetzten Eingangs-Doppelstufe zu

$$K_a = 2D \cdot \frac{1 + \frac{R_i(R + R' + R'')}{R(R' + R'')}}{1 + \frac{R(R_i + R' + R'')}{R_i(R' + R'')}}}$$

Entsprechend muss von E_g der Bruchteil

$$K_g = 2D \cdot \frac{R' + R''}{R''} \cdot \frac{1 + \frac{R_i(R + R' + R'')}{R(R' + R'')}}{1 + \frac{R''}{R' + \frac{R R_i}{R + R_i}}}$$

wirken. Der Einfluss auf die 3., 4. ... Röhre wird miterfasst, wenn man statt K_a bzw. K_g die Bruchteile

$$k_a = K_a - K_a^2 + K_a^3 - \dots = \frac{K_a}{1 + K_a} \quad \text{bzw.} \quad k_g = \frac{K_g}{1 + K_g}$$

wirken lässt. Im vorliegenden Fall sind pro Röhre $R_i \approx 0,025$, $R = 0,2$, $R' = 0,1$, $R'' = 0,5 \text{ M}\Omega$, $D \approx 10\%$; $F \approx 3,5$, $k_a \approx 0,025$ und $k_g \approx 0,05$. Gemessen wurde $F = 3,3$, $r' = 5300$, $r'' = 10500 \Omega$. Wegen $R_i \ll R$ ist k_a nahe proportional R_i . Die Erhaltung der Abgleichung verlangt daher, dass die Röhren stets in den gleichen Arbeitspunkten beansprucht werden. Dies erreicht man zweckmässig dadurch, dass die Gittervorspannung e_{g1} konstant gelassen und die durch Veränderung von r' bzw. r'' bewirkte Verlagerung der Arbeitspunkte am Teiler T_{1a} ausgeglichen wird. Wie Fig. 7 andeutet, gestattet die Konstruktion des Verstärkers, mit doppeltem oder einfachem Eingang zu arbeiten.

Das Kompensieren des Absinkens der Heizspannung erfolgt so, dass die Röhren über einen gemeinsamen Widerstand an 6 Volt gelegt werden. Als Erddpunkt und zugleich Bezugspunkt für e_{g1} bzw. die Eingangsspannung benutzt man nun nicht den

Minuspol der Heizfäden, sondern einen gewissen Punkt am oben-erwähnten Heizwiderstand, der die Eigenschaft hat, dass der Verstärker von kleinen Änderungen der Heizspannung unabhängig wird. Letztere bewirkt nämlich eine Abnahme der Emission, die eine Abnahme des Anodenstromes zur Folge haben würde, wenn nicht die Verkleinerung des negativen Spannungsabfalles am Widerstand (also Erhöhung der Gitterspannung) entgegenwirken würde. Zur Abgleichung erzeugt man eine künstliche Heizspannungsänderung durch Zuschalten von Widerstand vor die Batterie. Bei unterheizten oder hellbrennenden Kathoden sind im allgemeinen mehr als 2 V Mehrspannung nötig. Auf diese Art bilden die Röhren 1, 1a ... 4 einen kompensierten Zwischenverstärker mit dem Verstärkungsgrad $3,3 \cdot 6,5 \cdot 6,5 \cdot 6,5 \approx 900$.

Auch nach sorgfältiger Einstellung der Teiler mehrere Stunden nach dem Einschalten ist oft noch ein langsames Wandern zu beobachten, das wahrscheinlich von der Eingangsspannung (T_1, B), vom Temperaturgang im Zimmer und von Veränderungen der Heizfäden herrührt. Durch etwas geänderte Einstellung von T_a oder T_g kann dieser Gang durch das Absinken von E_a bzw. E_g kompensiert werden, so dass für einen mässigen Zeitraum (z. B. $\frac{1}{4}$ h) die Konstanz noch etwas erhöht wird. Dass sie nur eine beschränkte Zeit anhält, darf nicht wundern, da das gegenseitige Aufheben der Gänge kein ursächliches, sondern ein zufälliges ist.

Ursprünglich war der Teiler aus hochohmigen sog. Hochkonstantwiderständen (9) ohne irgendwelche Kondensatoren aufgebaut. Der Störspiegel war aber ein Mehrfaches über dem normalen Wert ($20 \dots 30 \mu\text{V}$ statt $6 \mu\text{V}$). Dies lässt sich nicht durch den Wärmeeffekt, wohl aber durch eine Inkonzanz der Teilerwiderstände von einigen Millionsteln ihres Betrages deuten. Solche Schwankungen, die (im Gegensatz zum Wärmeeffekt) mit dem den Widerstand durchfliessenden Strom anwachsen, lassen sich mit einer Wheatestone'schen Brücke leicht nachweisen. Nach Ersatz aller dieser Widerstände durch gute Metalldrahtwiderstände entsprach der Störspiegel fast dem erreichbaren Minimum. Für die Bedienung ist es angenehm, wenn die Kurbelwiderstände r' und r'' des Teilers nicht in ein Gehäuse eingebaut werden müssen. Frei aufgestellt bildet der Teiler aber einen Aufhänger äusserer Störungen. Es wurde daher im Interesse möglicher Störfreiheit auf den Betrieb mit Anodengerät verzichtet und der Teiler gemäss Fig. 7 mit $8 \mu\text{F}$ abgeblockt. Die Kompensation wirkt also nur bei kleinsten Frequenzen amplituden- und phasengetreu; Frequenzen $\nu < 0,1$ kommen aber bei Batterien (benutzt

wurden Akkumulatoren [Kapazität 2 Ah] oder frische Trockenbatterien) nicht in störendem Masse vor, wie besondere Versuche zeigten.

Noch einige Bemerkungen zur definitiven Schaltung (Fig. 7). Um die rückkoppelnde Wirkung des gemeinsamen Heizwiderstandes (T_h) nicht unnötig zu erhöhen, sind Minuspol von E_a und Pluspol von E_g nicht an Erde, sondern an das negative Ende der Heizfäden gelegt. Die zwei Röhren des Nachverstärkers werden zweckmässig von einem mit Glimmspannungsteiler stabilisierten Anodengerät betrieben und auch besonders geheizt; der Verstärker pfeift sonst leicht. Im ganzen Verstärker kommen *keine* Schleifkontakte vor, nur Kurbelkontakte, gute Klemmkontakte und Lötstellen. Nur die Röhren und Kopplungswiderstände sind statisch geschützt. Kondensatoren parallel zu E_g und E_a erweisen sich als meistens unnötig. Starke mechanische Erschütterungen bewirken dauernde Verlagerung des Arbeitspunktes. Als Anzeigeeinstrumente dienen gleichzeitig ein Kathodenstrahloszillograph und ein Mikroamperemeter; Spannungsverstärkung 70000; 1 p am Galvanometer = $3 \mu\text{V}$ Eingangsspannung.

Es sei noch bemerkt, dass bei hoher Röhrenzahl und hoher Spannungsverstärkung das Anlegen einer konstanten Spannung am Eingang einen Ausschlag bewirkt, der nach 0,2 ... 1 sec um einige, manchmal bis 30% zurückgeht. Die Ursachen dieser Erscheinung und ihre Abhängigkeit von den Betriebsbedingungen sind noch nicht ganz geklärt.

Mit der oben beschriebenen Anordnung und bei einigermaßen sorgfältiger Abgleichung der Teiler mehr als eine Stunde nach dem Einschalten ergibt sich für die noch übrigbleibenden Schwankungen folgendes *Resultat*:

Tonfrequente Störungen ($\nu = 10 \dots 10^4$): $\sqrt{e^2} \approx 6 \mu\text{V}_{\text{eff}}$;

Langsame Schwankungen ($\nu \approx 1$): $2 \mu\text{V}_{\text{eff}}$;

Gelegentliche Eruptionen bis zu $10 \mu\text{V}$ (Scheitelwert);

Wandern für Messintervalle von mehreren Sekunden: $\frac{1}{2} \mu\text{V}$ pro sec,

Wandern für Messintervalle von einigen Minuten: z. B. $\frac{20 \mu\text{V}}{5 \text{ min}}$
 $\approx 0,07 \mu\text{V}$ pro sec;

Konstante Spannungsänderungen auf durchschnittlich $4 \mu\text{V}$ genau messbar;

Neueinregulierung des Arbeitspunktes ein- bis zweimal stündlich nötig.

Zur Veranschaulichung der Angabe $0,07 \mu\text{V}/\text{sec}$ sei an die Versuche erinnert, die zur Messung kleinster Ströme mit Röhren mit hochisoliertem Gitter ausgeführt werden können, nämlich mit der Bernstein-Röhre (10), der Röhre FP-54 der General Electric Co. (11) und der neuerdings von Philips gebauten Elektrometerröhre 4060. DUBRIDGE (5) hat mit FP-54 für ein Messintervall von einigen Minuten eine Inkonstanz von $5 \cdot 10^{-18}$ Ampere ($= 30$ Elektronen pro sec) des Stromes, der die Gitterkapazität (ca. 10^{-11} F) auflädt, festgestellt; das bedeutet also einen Gang von $5 \cdot 10^{-18} \cdot 10^{+11} = 0,5 \mu\text{V}$ pro sec. Der beschriebene Zwischenverstärker kann jedenfalls die Leistungsfähigkeit der FP-54 voll ausschöpfen, da sein Gang $< 0,1 \mu\text{V}$ pro sec beträgt. Mit einer idealen Vorröhre (frei von natürlichen Störungen, ideale Gitterisolation) vom Verstärkungsgrad 1 würde ein Strom von

$$> \frac{20 \mu\text{V}}{300 \text{ sec}} \cdot 10^{-11} F = 4 \text{ Elektronen pro sec nachweisbar sein!}$$

Die natürlichen Störungen (Wärmeeffekt, Schroteffekt, Funkeffekt) teilt man zweckmässig ein in die eigentlichen inneren Störungen des Verstärkers gemessen bei kurzgeschlossenem Eingang (von *diesen* war oben stets die Rede), die inneren Störungen des Eingangskreises (innere Gitterableitung der ersten Röhre; Störung sehr klein, nicht mit Sicherheit nachgewiesen) und die natürlichen Störungen des Aussenzweiges des Gitterkreises, dessen Widerstand r sei. Für letzteren beträgt die Störspannung infolge Brown'scher Bewegung (Wärmeeffekt) allein schon

$$\sqrt{e^2} = \sqrt{4 k T \Delta \nu \cdot r}.$$

Für Zimmertemperatur, Tonfrequenzbereich ($\Delta \nu = 10^4$) und $r = 10^5$ bzw. 10^6 Ohm folgt hierfür ein Störspiegel von 4 bzw. $13 \mu\text{V}_{\text{eff}}$ ($k = \text{Boltzmann'sche Konstante}$).

In einer gewöhnlichen Widerstandsverstärker-Schaltung mit sehr guter Siebung lag für RES 044 und RE 034 der eigentliche innere Störspiegel bei $3 \mu\text{V}_{\text{eff}}$, für RE 134 bei etwa $4 \mu\text{V}_{\text{eff}}$. Parallelschaltung zweier gleicher Röhren drückt die Amplitude der Schwankungen ihrer statistischen Unabhängigkeit wegen auf $\sqrt{\frac{1}{2}}$, den Verstärkungsgrad aber auf $\frac{1}{2}$ herunter, so dass die Störungen $\sqrt{2}$ mal grösser erscheinen. In der Tat betragen sie etwa $6 \mu\text{V}_{\text{eff}}$ für den neuen Verstärker. In dieser Hinsicht verdient PEEKS Gedanke der Verwendung von Schirmgitterröhren den Vorzug. Doch verwischt sich der Unterschied, wenn die Störungen des Aussenzweiges des Eingangskreises $5 \mu\text{V}_{\text{eff}}$ übersteigen, da sich die Störspannungen quadratisch zusammensetzen. Man kann, wie hier nicht näher ausgeführt sei, auch bei Eingitter-

röhren, trotz der Teiler T_a und T_g , mit einfachem Eingang arbeiten; die Abgleichung der Teiler ist dann aber nicht mehr so einfach. Die Störungen sind dann $\sqrt{2}$ mal kleiner.

Zweifelloos lässt sich das gesteckte Ziel auf verschiedenen Wegen erreichen. Wir begnügen uns mit der Feststellung, dass der hier beschriebene Weg ohne Schwierigkeit gangbar ist.

Literaturverzeichnis.

- (1) ORTNER und STETTER, Z. f. Physik **54**, 449, 1929.
 - (2) SCHMITZ, Pflügers Archiv f. Physiologie **232**, H: 1., 1933.
 - (3) BRENTANO, Nature **108**, 532, 1921.
 - (4) GREINACHER, Ionen und Elektronen, S. 54 (Teubner 1924).
 - (5) DUBRIDGE, Phys. Rev. **37**, 392, 1931.
 - (6) PEEK, Archiv f. Elektrotechnik **26**, 443, 1932.
 - (7) JOHNSON, Phys. Rev. **26**, 71, 1925.
 - (8) KOZANOWSKI und WILLIAMS, Phys. Rev. **36**, 1314, 1930.
 - (9) HARTMANN und DOSSMANN, Z. f. techn. Physik **9**, 434, 1928.
 - (10) HAUSSE, JAEGER und VAHLE, Wiss. Veröff. a. d. Siemens-Konzern **2**, 325, 1922.
 - (11) METCALF and THOMPSON, Phys. Rev. **36**, 1489, 1930.
-