

DEUTSCHE DEMOKRATISCHE REPUBLIK  
AMT FÜR ERFINDUNGS- UND PATENTWESEN

# PATENTSCHRIFT 158302

**Ausschließungspatent**

Erteilt gemäß § 5 Absatz 1 des Änderungsgesetzes zum Patentgesetz

In der vom Anmelder eingereichten Fassung veröffentlicht

			Int. Cl. <sup>3</sup>
(11) 158 302	(44) 05.01.83	3(51) H 04 N 5/52	H 03 G 3/32
(21) AP H 04 N / 229 455 2	(22) 23.04.81		
(31) 143032	(32) 23.04.80	(33) US	

---

(71) siehe (73)

(72) Harford, Jack R., New Jersey, US

(73) RCA CORP, New York, US

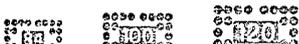
(74) Patentanwaltsbüro Berlin, 1130 Berlin, Frankfurter Allee 286

---

(54) Verstärkerschaltung mit steuerbarem Verstärkungsgrad

---

(57) Der Verstärker steuerbaren Verstärkungsgrades hat einen großen Verstärkungsgrad- oder Regelbereich, der durch Steuerung der Kollektorimpedanz eines in Emitterschaltung arbeitenden Verstärkertransistors 10 durchlaufen wird. Die Kollektorarbeitsimpedanz des Transistors enthält eine Einrichtung 14 steuerbaren Widerstandes, welche eine mit der Kollektorelektrode des Verstärkertransistors 10 gekoppelte Basiselektrode, eine mit einem veränderlichen Verstärkungsgrad-Steuerstrom gespeiste Emittierelektrode und eine mit einem Bezugspotentialpunkt gekoppelte Kollektorelektrode aufweist. Bei Signalfrequenzen wirkt der Basis-Emitter-Übergang der Einrichtung 14 als Widerstand, der sich invers zum Fluß des Verstärkungsgrad-Steuerstromes durch die Kollektor-Emitter-Strecke der Einrichtung ändert. Die Änderung des Widerstandes des Basis-Emitter-Überganges der Einrichtung 14 ändert die Kollektorarbeitsimpedanz des Verstärkertransistors, wodurch wiederum der Verstärkungsgrad des Transistors infolge der Änderung seiner Arbeitskennlinie als Funktion des spezifischen Wechselstromwiderstandes der Einrichtung geändert wird. Die Kollektor-Emitter-Strecke der Einrichtung 14, durch die der Verstärkungsgrad-Steuerstrom fließt, ist von der Vorspannungsschaltung 18, 22, 26, 30 des Verstärkertransistors getrennt, so daß die Steuerung der Einrichtung 14 die Gleichvorspannung des Verstärkertransistors 10 nicht beeinträchtigt. — Fig.2 —



1

5

RCA 74897 Dr.v.B/E

10

Verstärkerschaltung mit steuerbarem Verstärkungsgrad

15

Anwendungsgebiet der Erfindung;

Die vorliegende Erfindung betrifft eine Verstärkerschaltung gemäß dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1. Insbesondere betrifft die Erfindung eine Transistor-Verstärkerschaltung, deren Verstärkungsgrad durch Änderung der Ausgangsimpedanz des Verstärkers veränderbar ist.

20

Charakteristik der bekannten technischen Lösungen:

— Ein Verstärker mit steuerbarem Verstärkungsgrad, z.B. der Zwischenfrequenzverstärker (ZF-Verstärker) eines Fernsehempfängers soll den unterschiedlichsten, einander oft widersprechenden Anforderungen genügen. Beispielsweise soll ein solcher Verstärker in einem großen Bereich von Eingangssignalamplituden linear arbeiten. Der Verstärkungssteuerbereich (Regelbereich) soll genügend groß sein, so daß das Ausgangssignal im ganzen Amplitudenbereich des Eingangssignales konstant gehalten werden kann. Diese beiden Anforderungen stehen oft miteinander im Konflikt, da der Gleichvorspannungsbereich für ein optimales lineares Arbeiten bei einem Transistorverstärker typischerweise ziemlich klein ist. Wenn die Verstärkung des Transistors geregelt wird, z.B. durch Erhöhung oder Verringerung der Emittergegenkopplung des Transistors, ändert sich die Gleichvorspannung mit der Emitterimpedanz. Das lineare Arbeiten des Verstärkers kann daher durch die Verstärkungsregelung beeinträchtigt werden.

25

30

35

1 Es ist bei bestimmten Verstärkerschaltungen möglich, die sich ändernden  
Gleichspannungseigenschaften des gesteuerten Emitterwiderstandes in  
einem durch Emittergegenkopplung verstärkungsgeregelten Verstärker  
durch eine kapazitive Kopplung abzublocken. Eine andere Möglichkeit  
5 besteht darin, diese Gleichstromänderungen durch einen dem Verstärker  
zugeführten Kompensationsstrom zu kompensieren. Die Verwendung einer  
kapazitiven Kopplung ist jedoch unerwünscht, da durch den kapazitiven  
Blindwiderstand ein frequenzabhängiges Element in den Verstärker  
eingeführt wird, das dazu neigt, den Dynamikbereich des Verstärkers  
10 zu begrenzen. Außerdem wird die Herstellung des Verstärkers als inte-  
grierte Schaltung bei Verwendung von Kondensatoren komplizierter,  
da die Kondensatoren oft als diskrete Bauelemente angeschaltet werden  
müssen. Auch die Stromkompensation soll vermieden werden, da sie die  
Konstruktion des Verstärkers komplexer macht und zusätzliche Störungen  
15 in das Ausgangssignal einführt.

Ein weiterer wichtiger Gesichtspunkt ist der Störabstand des Verstär-  
kers (Verhältnis von Signal zu Rauschen), insbesondere unter Verhält-  
nissen, bei denen das vom Fernsehempfänger empfangene Signal stark  
20 ist. Bei schwachem Eingangssignal arbeiten sowohl der Tuner als auch  
der ZF-Verstärker mit hohem Verstärkungsgrad. Bei einem durch Emit-  
tergegenkopplung verstärkungsgeregelten ZF-Verstärker wird der Emit-  
terwiderstand, der eine Rauschquelle im Verstärker darstellt, ver-  
ringert, um den Verstärkungsgrad des Verstärkers hoch zu machen. Mit  
25 einem auf diese Weise herabgesetzten, Rauschstörungen erzeugenden  
Widerstand wird der ZF-Verstärker daher ein zufriedenstellendes Sig-  
nal-zu-Rauschen-Verhalten aufweisen. Bei schwachem Signal wird außer-  
dem der Tuner normalerweise mit einem Verstärkungsgrad in der Größen-  
ordnung von 40 dB arbeiten. Der Störabstand des Systems aus Tuner  
30 und ZF-Teil wird dann daher durch den Störabstand im Tuner bestimmt.

Ziel der Erfindung:

Wenn jedoch die Stärke des empfangenen Fernsehsignales zunimmt, wird  
der Verstärkungsgrad des ZF-Verstärkers herabgesetzt, wie durch Er-  
höhung des Emitterwiderstandes des Verstärkers, was die Emittergegen-  
35 kopplung vergrößert. Durch die Erhöhung des Emitterwiderstandes  
werden die Rauschquellen im System vergrößert und dadurch der Stör-

- 1 abstand im ZF-Signal beeinträchtigt. Wenn das empfangene Signal weiter ansteigt, wird der Tuner heruntergeregelt und es kann ein Punkt erreicht werden, bei dem das Verhältnis von Signal zu Rauschen im ZF-Teil über das Verhältnis von Signal zu Rauschen im Tuner dominiert.
- 5 Es ist daher wünschenswert, den ZF-Verstärker so zu konstruieren, daß das Verhältnis von Signal zu Rauschen bei Bedingungen mit starkem Signal, bei denen das Rauschverhalten des ZF-Teiles das Verhältnis von Signal zu Rauschen im Tuner-Zwischenfrequenzteil-System bestimmt, optimal ist.

10 Darlegung des Wesens der Erfindung:

Durch die Erfindung wird diese Aufgabe mit den im kennzeichnenden Teil des Patentanspruchs 1 angegebenen Maßnahmen gelöst.

- Weiterbildungen und vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung sind
- 15 Gegenstand von Unteransprüchen.

- Durch die Erfindung wird also ein hinsichtlich des Verstärkungsgrades steuerbarer Verstärker angegeben, der einen großen Steuer- oder Regelbereich hat, der durch Änderung der Kollektorimpedanz eines in
- 20 Emitterschaltung arbeitenden Verstärkertransistors durchlaufen werden kann. Die Kollektor-Arbeitsimpedanz des Transistors enthält insbesondere eine Einrichtung mit steuerbarem Widerstand, welche eine mit der Kollektorelektrode des Verstärkertransistors gekoppelte Basis-
- 25 gespeiste Emittierelektrode und eine mit einem Bezugspotentialpunkt gekoppelte Kollektorelektrode enthält. Bei Signalfrequenzen wirkt der Basis-Emitter-Übergang der Einrichtung wie ein Widerstand, der sich invers zum Fluß des Verstärkungsgrad-Steuerstroms durch die Kol-
- 30 lektor-Emitterstrecke der Einrichtung ändert. Bei der Änderung des Widerstandes des Basis-Emitter-Überganges der Einrichtung ändert sich die Kollektor-Arbeitsimpedanz oder -Lastimpedanz des Verstärker-
- 35 transistors, wodurch der Verstärkungsgrad des Transistors durch die Änderung der Arbeitskennlinie als Funktion des Wechselstromwiderstandes der Einrichtung geändert wird. Die Kollektor-Emitterstrecke der Einrichtung, durch die der den Verstärkungsgrad steuernde Strom fließt, ist von der Vorspannungs- oder Stromversorgungsschaltung des Transistors getrennt und die Steuerung der Verstärkungsgrad-

4  
229455 2

1 steuereinrichtung wird daher die Gleich- oder Ruhevorspannung des Ver-  
stärkertransistors nicht beeinflussen. Bei Verhältnissen mit starkem  
Signal wird die steuerbare Kollektorarbeitsimpedanz auf einen Minimal-  
wert herabgesetzt, um den Verstärkungsgrad maximal herabzusetzen,  
5 so daß die Rauschquellen ab Ausgang des Verstärkers weitestgehend  
herabgesetzt werden.

Der Verstärkertransistor des bezüglich des Verstärkungsgrades gesteu-  
erten Verstärkers weist typischerweise eine Kollektor-Basis-Kapazität  
10 gewisser Größe auf, die das Verhalten des Verstärkers nachteilig  
beeinflussen kann, z.B. wenn der Verstärker im ZF-Teil eines Fern-  
sehempfängers verwendet wird. Dem ZF-Verstärker eines Fernsehemp-  
fängers ist normalerweise eine frequenzselektive Schaltungsanordnung  
vorgesaltet, die das ZF-Band bestimmt. Wenn die ZF-Signale von  
15 einer solchen Schaltung auf die Basis des Verstärkertransistors ge-  
koppelt werden, wirkt die effektive Eingangskapazität, welche eine  
Funktion der Kollektor-Basis-Kapazität und der Spannungsverstärkung  
des Verstärkertransistors ist, am Ausgang der frequenzselektiven  
Schaltung als Teil der Eingangsimpedanz des Verstärkers. Wenn der  
20 Verstärkungsgrad des Verstärkers erhöht wird, nimmt die erscheinende  
Eingangskapazität zu und durch diese Vergrößerung der Kapazität  
wird die frequenzselektive Schaltung auf eine niedrigere Frequenz  
verstimmt. Bei einem Fernsehempfänger wird die selektive Schaltung  
effektiv vom Bildträger weg zum Farbträger verstimmt. Dies ver-  
25 ringert im Effekt den Signalpegel und das Verhältnis von Signal zu  
Rauschen der Videoinformation. Es ist daher ferner wünschenswert,  
die regelbare Verstärkerschaltung so auszubilden, daß die Eingangs-  
impedanz des Verstärkers im ganzen Regelbereich im wesentlichen kon-  
stant bleibt.

30  
Gemäß einem weiteren Aspekt der vorliegenden Erfindung wird der Ein-  
gang des Verstärkertransistors durch einen zusätzlichen, als Emit-  
terfolger geschalteten (in Kollektorschaltung arbeitenden) Transistor  
gepuffert, der die Kollektor-Basis-Kapazität des Verstärkertransi-  
35 stors von der frequenzselektiven Schaltung isoliert. Bei einer al-  
ternativen Ausführungsform der vorliegenden Erfindung ist ein zwei-

- 1 ter Transistor mit dem Verstärkertransistor in Kaskode geschaltet, um die Spannungsverstärkung und damit die Kollektor-Basis-Kapazität des Verstärkertransistors zu stabilisieren.

Ausführungsbeispiele:

- 5 Im folgenden werden Ausführungsbeispiele der Erfindung unter Bezugnahme auf die Zeichnungen näher erläutert.

Es zeigen:

- 10 Fig. 1 ein Schaltbild einer als Differenzverstärker ausgebildeten Ausführungsform der erfindungsgemäßen Verstärkerschaltung mit steuerbarem Verstärkungsgrad;

- 15 Fig. 2 eine zweite Ausführungsform der erfindungsgemäßen Verstärkungsschaltung mit steuerbarem Verstärkungsgrad, die mit Eingangspufferung arbeitet;

Fig. 3 einen Kaskodeverstärker gemäß einer weiteren Ausführungsform der Erfindung und

- 20 <sup>4</sup> Fig./ein Diagramm, aus dem die die Steuerung des Verstärkungsgrades bewirkenden Änderungen der Arbeitskennlinie der Verstärker gemäß Fig. 1 bis 3 ersichtlich ist.

- In Fig. 1 ist ein Differenzverstärker, dessen Verstärkungsgrad steuerbar ist, dargestellt, der Verstärkertransistoren 10 und 12 enthält. Dem Verstärker wird ein Eingangssignal an den Basiselektroden der Verstärkertransistoren 10 und 12 über Eingangsklemmen 32 und 34 zugeführt, und das verstärkte Ausgangssignal wird zwischen den Kollektorelektroden der beiden Verstärkertransistoren an Klemmen 36 und 38 abgenommen. Die Basisvorspannung für die Transistoren 10 und 12 wird über Widerstände 22 und 24 zugeführt, die jeweils zwischen die zugehörigen Basiselektrode und eine Vorspannungsquelle  $V_{BIAS}$  geschaltet sind. Die Emittoren der beiden Verstärkertransistoren sind über zwei Widerstände 26 und 28 miteinander gekoppelt. Ein Widerstand 30 ist zwischen die Verbindung 27 der Widerstände 26, 28 und einen Bezugspotentialpunkt (Masse) geschaltet.

1 Zwischen die Kollektorelektroden der Verstärkertransistoren 10 und 12  
einerseits und eine Betriebsspannungsquelle B+ andererseits sind  
Last- oder Arbeitswiderstände 18 bzw. 20 gekoppelt. Die Kollektorelek-  
troden der Transistoren 10 und 12 sind ferner mit den Basiselektroden  
5 von Einrichtungen 14 bzw. 16 steuerbaren Widerstandes gekoppelt. Die  
Einrichtungen steuerbaren Widerstandes haben Kollektorelektroden,  
die mit Masse gekoppelt sind sowie miteinander verbundene Emitter-  
elektroden. Mit der Verbindung der Emittierelektroden der Einrichtungen  
steuerbaren Widerstandes ist eine Schaltungsanordnung zur automa-  
10 tischen Verstärkungsregelung, im folgenden kurz "AVR-System", 40 ge-  
koppelt, das an die Einrichtungen 14 und 16 einen Verstärkungsgrad-  
Steuerstrom liefert.

Die Einrichtungen 14 und 16 steuerbaren Widerstandes können gewöhn-  
15 liche Transistoren sein und arbeiten bei einer bevorzugten Ausführ-  
ungsform der Erfindung in gleicher Weise wie die Einrichtungen steu-  
erbaren Widerstandes, welche in der gleichrangigen Anmeldung  
mit der Priorität vom 23. April 1980 aus der US-Patentanmeldung Nr.  
143,033 beschrieben sind. Kurz gesagt, sind diese Einrichtungen  
20 ähnlich wie vertikale pnp-Transistoren aufgebaut, wobei die Basis-  
zonen jeweils einen Bereich aus im wesentlichen eigenleitendem  
(hochohmigem) Halbleitermaterial enthalten. Dieser eigenleitende  
Bereich trennt die p<sup>+</sup>-leitende Emitterzone und eine n<sup>+</sup>-leitende  
Basis-Kontaktzone um eine Strecke, die größer ist als die Diffu-  
25 sionslänge der Minoritätsträger, die als Reaktion auf den vom Emitter  
zum Kollektor fließenden Verstärkungsgradsteuerstrom  $I_{GC}$  von der  
Emitterzone in den eigenleitenden Bereich injiziert werden. Der Emit-  
ter-Basis-Übergang der Einrichtung wirkt also für die hochfrequen-  
ten Signale (d.h. Signale einer Frequenz über 1 MHz) wie eine nicht  
30 gleichrichtende pin-Diode. Der Widerstand des Emitter-Basis-Über-  
ganges der Einrichtung wird durch den Fluß des Verstärkungsgrad-  
Steuerstromes  $I_{GC}$  vom AVR-System 40 moduliert und nimmt mit zuneh-  
mendem Strom  $I_{GC}$  ab. Der Strom  $I_{GC}$  fließt praktisch ganz durch die  
Emitter-Kollektor-Strecke der Einrichtung und nur ein kleiner  
35 Gleichstrom fließt in die Basis der Einrichtung. Dieser Basisstrom  
ist im Vergleich mit den Emitterströmen der Transistoren 10 und 11  
unwesentlich und stört daher die Ruhe- oder Gleichvorspannung der  
Verstärkertransistoren 10 und 12 nicht.

1 Bei der in Fig. 1 dargestellten Schaltungsanordnung enthält die Kollektor-Lastimpedanz oder -Arbeitsimpedanz jedes Verstärkertransistors einen Widerstand (typischer Wert z.B. 1 kOhm) in Parallelschaltung mit dem steuerbaren Basis-Emitter-Widerstand einer Einrichtung steuerbaren Widerstandes. Die Basis-Emitter-Übergänge steuerbaren Widerstandes der Einrichtungen 14 und 16 liegen den festen Arbeitswiderständen 18 und 20 effektiv parallel, da die miteinander verbundenen Emitter der Einrichtungen 14 und 16 sich in der Mitte der symmetrischen Verstärkerschaltung befinden. An dieser Verbindung resultiert daher ein Nullpunkt für das Signal, wenn den Eingangsklemmen 32 und 34 komplementäre Gegentaktsignale zugeführt werden. (Der Ausgang des AVR-Systems kann für Signalfrequenzen, also insbesondere das ZF-Signal, geerdet werden).

15 Die Verstärkungsgrad-Steuerung oder Regelung des Verstärkers erfolgt durch Änderung des Stromes  $I_{GC}$ . Wenn der Verstärkungsgrad-Steuerstrom  $I_{GC}$  geändert wird, um den Verstärkungsgrad des Verstärkers zu verändern, ändert sich der Basis-Emitter-Widerstand der Einrichtung gesteuerten Widerstandes und damit die Impedanz der Parallelschaltung aus dem Arbeitswiderstand von 1 kOhm und der zugehörigen Einrichtung. Wie sich die Widerstandsänderung verhält, ist in der folgenden Tabelle I angegeben:

Tabelle I

25

Regelbereich (abwärts)		$I_{GC}$ (mA)	Arbeitsimpedanz, $\Omega$
30 ↓ 35	Maximaler Verst. Grad	0,0	700
		0,03	400
		0,096	300
		0,2	207
		0,37	143
		0,59	104
		0,85	81
	Minimaler Verst. Grad	1,0	73

1 Die Änderung der Kollektorarbeitsimpedanz bewirkt eine Änderung der  
Arbeitskennlinie des betreffenden Verstärkertransistors, wie es in  
Fig. 4 dargestellt ist. Die gestrichelte Arbeitskennlinie 214 ist die  
Arbeitskennlinie für eine Kollektorimpedanz von 700 Ohm und die strich-  
5 punktierte Linie 212 stellt die 73 Ohm-Arbeitskennlinie dar. Durch  
eine ausgezogene Linie 210 ist die nominelle 100  $\Omega$  -Arbeitskennlinie  
dargestellt. Die Arbeitskennlinien sind in die Kollektorstrom/Kollek-  
torsspannungs-Kennlinienschar des Transistors 200 eingezeichnet. Die  
10 einer Arbeitsimpedanzänderung von 700 auf 73 Ohm entsprechende Ände-  
rung der Neigung der Arbeitskennlinie ergibt einen Verstärkungsgrad-  
steuer- oder Regelbereich von etwa 20 dB, da sich die Spannungsver-  
stärkung des Verstärkertransistors aus dem Produkt aus Kollektorar-  
beitsimpedanz  $Z_L$  (Arbeitskennlinie) und der Steilheit  $g_m$  des Ver-  
stärkertransistors errechnet:

15

$$V_{\text{Gain}} = Z_L g_m \quad (1)$$

20 Bei der in Fig. 1 dargestellten Art der Verstärkungsgradsteuerung  
fließt der den Verstärkungsgrad steuernde Gleichstrom  $I_{GC}$  offen-  
sichtlich vom AVR-System 40 nach Masse, indem er sich aufteilt und  
durch die Emitter-Kollektorstrecken der Einrichtungen 14, 16 steuer-  
baren Widerstandes fließt. Da nur ein sehr kleiner Basisstromanteil  
25 dieses Gleichstromes zu den Kollektorelektroden der Verstärkertran-  
sistoren 10 und 12 fließt und dieser Anteil im Vergleich zu den in  
den Widerständen 18 und fließenden Kollektorströmen vernachlässigbar  
ist, bleibt die Gleichvorspannung, d.h. der Arbeitspunkt, der Ver-  
stärkertransistoren während der Verstärkungsgradsteuerung oder Re-  
30 gelung im wesentlichen konstant. Dies ist besonders dann von großem  
Vorteil, wenn mehrere Verstärkerstufen hintereinander geschaltet  
sind, da sich keine Gleichspannungsänderungen von Stufe zu Stufe aus-  
breiten können. Die Linearität des Verstärkers wird verbessert, da  
der Verstärker zu keinem Zeitpunkt während der Regelung von seinem  
35 optimalen Gleichstrom-Arbeitspunkt abweicht.

- 1 Bei dem in Fig. 1 dargestellten geregelten Verstärker ist das Ver-  
hältnis von Signal zu Rauschen besser als bei einem konventionellen,  
durch Emittergegenkopplung geregelten Verstärker. Wie erwähnt, ist das  
Verhältnis von Signal zu Rauschen bei einem geregelten Fernseh-ZF-  
5 Verstärker bei starkem Signal (minimalem Verstärkungsgrad) am wich-  
tigsten, da dann der Störabstand der Kombination aus Tuner und ZF-  
Verstärker durch den des ZF-Verstärkers bestimmt wird. Ein übliches  
Maß für das Rauschverhalten eines ZF-Verstärkers ist die Größe der  
verwendeten Widerstände, da Widerstände in ZF-Schaltungen als  
10 Rauschgeneratoren wirken. Bei einem durch Emittergegenkopplung modu-  
lierten oder geregelten Verstärker wird die Gegenkopplung bei starkem  
Signal durch Vergrößerung des Emitterwiderstandes vergrößert und da-  
durch der Verstärkungsgrad des Verstärkers herabgesetzt. Durch die  
Vergrößerung des Widerstandes werden die Rauschquellen im Verstärker  
15 zu einem Zeitpunkt verstärkt, in dem das Verhalten bezüglich des  
Verhältnisses von Signal zu Rauschen besonders kritisch ist. Bei  
der Schaltungsanordnung gemäß Fig. 1 wird dagegen bei starkem Signal  
der Kollektorlastwiderstand herabgesetzt und dadurch auf einen nie-  
drigeren Lastwert  $Z_L$  übergangen, wie es in Tabelle I dargestellt ist.  
20 Bei Verhältnissen mit starkem Signal wird der Verstärkungsgrad des  
Verstärkers also durch Verringerung des Kollektorarbeitswiderstandes  
verringert, wodurch gleichzeitig der als Rauschquelle wirkende Wider-  
stand im Ausgang des Verstärkers herabgesetzt wird. Auf diese Weise  
wird die Rauschzahl des ZF-Verstärkers zu einem Zeitpunkt verbes-  
25 sert, bei dem das Verhältnis von Signal zu Rauschen im ZF-Teil am  
kritischsten ist.

Da die Gleichvorspannung des Verstärkers im wesentlichen konstant  
30 bleibt, können die Verstärkertransistoren 10 und 12 so vorgespannt  
werden, daß sich für den Verstärker der gewünschte Regelbereich (Be-  
reich der Verstärkungsgradsteuerung) und der gewünschte Eingangs-  
signalamplitudenbereich ergeben. Aus Gleichung (1) ist ersichtlich,  
daß der Verstärkungsgrad eine Funktion von  $g_m$  ist, das seinerseits  
eine Funktion des Kollektorstromes ist:  
35

$$g_m = \frac{dI_c}{dV_{be}} = \frac{q}{Kt} |I_c| \quad (2)$$

- 1 wobei  $|I_C|$  der Betrag des Kollektorruhestromes ist. Durch geeignete Wahl der Werte der Widerstände der in Fig. 1 dargestellten Schaltung kann ein gewünschter Kollektorruhestrom und damit ein gewünschtes  $g_m$  eingestellt werden.
- 5 Der Aussteuerungsbereich ist ebenfalls eine Funktion der Gleichvorspannung. Die Verstärkertransistoren 10 und 12 vermögen bis zu Eingangssignalamplituden von etwa 13 Millivolt an ihren Basis-Emitter-Übergängen linear zu arbeiten. Durch sorgfältige Wahl der Basis-
- 10 Emitter-Vorspannung und der Emitterwiderstände 26 und 28 kann dieser Aussteuerungsbereich von 13 Millivolt erweitert werden. Der dynamische Emitterwiderstand  $r_e$  der Verstärkertransistoren ist eine Funktion des Emitttergleichstromes und ändert sich beispielsweise von 70 Ohm (einschl. Kontaktwiderstand) bei einem Emitterstrom von 0,5 mA
- 15 auf etwa 20 Ohm bei 3 mA. Wenn der Verstärkertransistor für einen Emitterstrom von etwa einem mA vorgespannt ist, hat  $r_e$  einen Wert von etwa 40 Ohm und das der Klemme 32 (oder 34) zugeführte Eingangssignal fällt an diesem Widerstand und am Emitterwiderstand 26 (oder
- 20 28) ab. Da zwischen die Klemmen 32 und 34 ein komplementäres Eingangssignal gelegt wird, befindet sich die Verbindung 27 der Widerstände 26 und 28 in der Mitte einer symmetrischen Konfiguration, so daß an diesem Punkt ein Signalnullpunkt auftritt. Wenn der Punkt 27 ein virtueller Massepunkt für das Signal ist, fällt das Eingangssignal effektiv am  $r_e$  jedes Transistors und dem Emitterwiderstand
- 25 26 oder 28 ab, deren Wert beispielsweise mit 40 Ohm angegeben ist. Bei dem angenommenen Beispiel ist  $r_e$  etwa 40 Ohm und verträgt ein Eingangssignal von 13 Millivolt und es fallen daher weitere 13 Millivolt des Signals an den 40 Ohm des Widerstandes 26 oder 28 ab. Der Verstärker ist daher in der Lage, mit Eingangssignalen bis hinauf
- 30 zu 26 Millivolt an jeder Eingangsklemme verzerrungsfrei zu arbeiten. Dieser Aussteuerungsbereich kann nach Wunsch vergrößert oder verkleinert werden, in dem man die Transistoren 10 und 12 für verschiedene Verhältnisse von  $r_e$  zum Emitterwiderstand vorspannt.
- 35 Bei der Schaltungsanordnung gemäß Fig. 1 kann die Kollektor-Basis-Kapazität der Verstärkertransistoren 10 und 12 das Verhalten des Verstärkers beeinträchtigen, wenn dieser als ZF-Verstärkerstufe in

1 einem Fernsehempfänger verwendet wird. Der Verstärkungsgrad des Ver-  
stärkers kann durch eine Rückkopplung infolge dieser Kapazität verrin-  
gert werden und die sich ändernde Impedanz an den Eingangselektroden.  
kann vorgeschaltete selektive Schaltungsanordnungen, die mit den  
5 Klemmen 32 und 34 gekoppelt sind, verstimmen. Bei der Schaltungsan-  
ordnung gemäß Fig. 2 sind diese Defekte der Kollektor-Basis-Kapazität  
verringert und es sind zusätzliche Merkmale vorhanden. Bauelemente  
der Schaltung gemäß Fig. 2, die die gleiche Funktion wie entsprechende  
Bauelemente der Schaltung gemäß Fig. 1 erfüllen, sind mit den glei-  
10 chen Bezugszeichen versehen.

Bei der Schaltungsanordnung gemäß Fig. 2 sind die Verstärkertransi-  
storen 10 und 12 an ihren Basiseingängen durch Transistoren 50 und  
52 gepuffert, die als Emitterfolger, also in Kollektorschaltung, ge-  
15 schaltet sind. Die Klemme 32 und der Vorspannungswiderstand 22 sind  
mit der Basis des Transistors 50 gekoppelt und der Emitter dieses  
Transistors ist mit der Basis des Transistors 10 und einem Wider-  
stand 54 gekoppelt. Die Klemme 34 und der Vorspannungswiderstand 24  
sind mit der Basis des Transistors 52 gekoppelt und der Emitter dieses  
20 Transistors ist mit der Basis des Transistors 12 und einem Widerstand  
56 gekoppelt. Die Widerstände 54 und 56 sind miteinander verbunden  
und ihre Verbindung ist über einen Widerstand 58 mit Masse gekoppelt.

Die Emitter der Transistoren 10 und 12 sind miteinander durch eine  
25 Parallelschaltung 60 aus einem Widerstand 62 und einem Versteilerungs-  
kondensator 64 und durch die Reihenschaltung aus zwei Widerständen  
66 und 67 verbunden. Die Verbindung der Widerstände 66 und 67 ist mit  
Masse über die Kombination eines sogenannten Pinch- oder Einschnü-  
rungswiderstandes 68 und eines Widerstandes 69 gekoppelt.

30

Die Wirkungen der Kollektor-Basis-Kapazität der Widerstände 10 und 12  
machen sich an den Basen dieser Transistoren bemerkbar. Die als Emit-  
terfolger geschalteten Transistoren 50 und 52 isolieren jedoch die  
Eingangsklemmen 32 und 34 gegen diese Kapazitätseffekte. Die Eingangs-  
35 impedanz an den Basen der Transistoren 50 und 52 bleibt im wesent-  
lichen konstant, da der sich ändernde Einfluß der Kollektor-Basis-  
Kapazität der Transistoren 10 und 12 während der Änderung des Ver-

1 stärkeungsgrades im Effekt durch die Beta-Werte der Puffer- oder Trenn-  
transistoren geteilt wird. Die jeweiligen Verbindungen der Emitter  
der Transistoren 52 und 50 und der Basen der Transistoren 10 und 12  
bleiben infolge der Verbindung der Vorspannungswiderstände 54, 56  
5 und 58 auf einer Gleichvorspannung festen Wertes.

Die Kombination oder Parallelschaltung 60 ergibt eine feste Emitter-  
impedanz für die den Verstärkertransistoren zugeführten Wechselspan-  
nungssignale und kompensiert außerdem den Einfluß der Schwankungen  
10 der Widerstandswerte, die sich von Schaltung zu Schaltung ergeben  
können. Die Transistoren 10 und 12 sind so vorgespannt, daß jeder  
ein  $r_e$  von etwa 20 Ohm aufweist. Die Parallelschaltung 60 hat mit  
den in Fig. 2 beispielsweise eingetragenen Werten eine Impedanz von  
etwa 120 Ohm für die üblichen ZF-Frequenzen (etwa 50 MHz) gemäß der  
15 NTSC-Norm. Da die Parallelschaltung 60 zwischen die Emitter des sym-  
metrischen Verstärkers geschaltet ist, tritt in der Mitte der Impé-  
danz ein virtueller Signalnullpunkt auf, so daß zwischen den Emit-  
ter jedes Verstärkertransistors und Signalmasse im Effekt eine Impe-  
danz von 60 Ohm geschaltet ist. Jeder Verstärkertransistor kann daher  
20 ein Eingangssignal von 50 Millivolt ohne Verzerrung verarbeiten, da  
13 Millivol am  $r_e$  von 20 Ohm und 39 Millivolt an der Emitterimpedanz  
von 60 Ohm abfallen:

Wenn die Schaltungsanordnung gemäß Fig. 2 in integrierter Form in  
25 Massenfertigung hergestellt wird, sind die Verhältnisse der Wider-  
standswerte der Schaltung im wesentlichen konstant, während sich die  
Absolutwerte der jeweiligen Widerstände von Schaltung zu Schaltung  
ändern können. Diese Änderungen werden wenig Einfluß auf den sich  
aus der Gleichung (1) errechnenden Verstärkungsfaktor haben, da eine  
30 Erhöhung der Werte der Arbeitswiderstände 18 und 20 zwar  $Z_L$  erhöht,  
gleichzeitig jedoch auch den Kollektorstrom und damit  $g_m$  verringert,  
wie aus Gleichung (2) ersichtlich ist. Die Änderungen von  $g_m$  und  $Z_L$   
werden sich daher wenigstens annähernd kompensieren.

35 Um jedoch die Verlustleistung im Verstärker möglichst gering zu hal-  
ten, wird der Verstärker gewöhnlich am Knick des oberen Endes der  
Frequenz/Verstärkungsgrad-Kurve des Verstärkers betrieben. Es hat

1 sich gezeigt, daß eine Erhöhung der Widerstandswerte im Verstärker  
einen Abfall bei niedrigeren Frequenzen zur Folge hat, was den Ver-  
stärkungsgrad des Verstärkers bei den Signalfrequenzen bis zu 3 dB  
herabsetzen kann. Der Kondensator 64 bewirkt eine Verteilung der  
5 Ansprache des Verstärkers bei seiner Nenn-Betriebsfrequenz, die bei  
diesem Beispiel 50 MHz beträgt. Wenn der Wert des Widerstandes 62  
bei einer speziellen integrierten Schaltung größer ist, wird der  
größere Widerstandswert durch den relativ kleineren Blindwiderstand  
(reaktive Impedanz) des Kondensators 64 dominiert, die sich nicht we-  
10 sentlich ändert. Die Wechselfspannungs- oder Signal-Emitterimpedanzen  
der Transistoren 10 und 12 bleiben daher innerhalb eines ziemlich  
engen Bereiches und verhindern dadurch eine nennenswerte Verringe-  
rung der Emittergegenkopplung des Verstärkers von Schaltung zu Schal-  
tung. Das Aufrechterhalten des gewünschten Ausmaßes an Emittergegen-  
15 kopplung verhindert also eine nennenswerte Verringerung des Ver-  
stärkungsgrades des Verstärkers von Schaltung zu Schaltung.

Der Pinch-Widerstand 68 bewirkt eine Kompensation von Änderungen des  
Betawertes ( $\beta$ ) der Verstärkertransistoren von Schaltung zu Schaltung.  
20 Wenn die Betawerte der Transistoren der Schaltung in einer bestimm-  
ten integrierten Schaltung niedriger als die Sollwerte sind, nehmen  
die Basisströme der Transistoren zu. Im Falle der Transistoren 50  
und 52 hat die Erhöhung des Basisstromes einen größeren Spannungs-  
abfall an den Widerständen 22 und 24 als vorgesehen und damit einen  
25 geringeren Basisvorspannungswert zur Folge. Die Verringerung der Ba-  
sivorspannung bewirkt eine Verringerung des von den Transistoren 10  
und 12 geführten Ruhestromes, was wiederum eine Erhöhung des Gleich-  
spannungswertes an den Ausgangsklemmen 36 und 38 zur Folge hat. Wenn  
mehrere Stufen hintereinander geschaltet sind, um eine höhere Ver-  
30 stärkung und eine schärfere Regelung zu erzielen, stört die Erhöhung  
der Ausgangsspannung die Vorspannung der folgenden Verstärkerstufen.  
Der Pinch-Widerstand 68 kompensiert jedoch diese Beta-Unterschiede,  
da sich sein Widerstandswert als Funktion des Betawertes der Tran-  
sistoren der Schaltung ändert. Wenn der Betawert bei einer speziellen  
35 Schaltung niedrig ist, so daß die Verstärkertransistoren weniger  
Strom führen, wird auch der Wert des Pinch-Widerstandes niedrig  
sein, was den Stromfluß durch die Transistoren 10 und 12 erhöht

1 und dadurch die durch den Betawert verursachte Verringerung kompensiert. Auf diese Weise wird die Vorspannung der Verstärker gegen Streuungen der Betawerte stabilisiert. Der Nennwert des Pinchwiderstandes 68 wird so gewählt, daß er in Kombination mit dem ihm parallel-  
5 liegenden Widerstand 69 die Nenn-Emittervorspannung für die Transistoren 10 und 12 ergibt.

Die Arbeitsweise und die Symmetrie der Schaltung gemäß Fig. 2 sind im wesentlichen die gleichen wie die gemäß Fig. 1.

10

Eine alternative Ausführungsform, bei der die Einflüsse der Kollektor-Basiskapazität ebenfalls weitgehend ausgeschaltet sind, ist in Fig. 3 dargestellt, in der wirkungsgleiche Bauelemente mit den gleichen Bezugszeichen versehen sind wie in Fig. 2. Die in Fig. 3 darge-  
15 stellte Schaltungsanordnung enthält eine Kaskode-Ausgangsschaltung mit Transistoren 82 und 84, deren Emittierelektroden mit den Kollektoren der Transistoren 10 bzw. 12 gekoppelt sind. Der Kollektor des Transistors 82 ist mit der Basis der Einrichtung 14 steuerbaren  
20 Widerstandes und dem Widerstand 18 gekoppelt, während der Kollektor des Transistors 84 mit der Basis der Einrichtung 16 steuerbaren Widerstandes und dem Widerstand 20 gekoppelt ist. Die Basiselektroden der Transistoren 82 und 84 sind miteinander verbunden und für Signalfrequenzen durch einen Kondensator 88 geerdet. Zwischen die Betriebsspannungsquelle und Masse ist ein Spannungsteiler mit in Reihe  
25 geschalteten Widerständen 86 und 87 gekoppelt, der an der Verbindung der beiden Widerstände eine Basisvorspannung für die Transistoren 82 und 84 liefert.

In der Kaskodeschaltung gemäß Fig. 3 arbeiten die Transistoren 10  
30 und 12 als Stromquellen für die Emitter der Transistoren 82 und 84. Die Signalspannungsverstärkung erfolgt durch die oberen Kaskodetransistoren 82 und 84, und die Signalpegel an den Kollektoren der Transistoren 10 und 12 sind klein sowie im wesentlichen konstant. Da die Signalpegel an den Kollektoren der Transistoren 10 und 12  
35 im wesentlichen konstant sind, werden keine Signalspannungsänderungen von den Kollektoren der Transistoren 10 und 12 auf deren Basiselek-

1 troden rückgekoppelt, was bedeutet, daß die Eingangsimpedanzen an den  
Klemmen 32 und 34 im ganzen Regelbereich im wesentlichen konstant sind.  
Es werden jedoch effektiv Schwankungen der Kollektor-Basis-Rückkopp-  
lung durch die Kollektor-Basis-Kapazitäten der Transistoren 82 und 84  
5 auftreten. Da jedoch die Basen der Transistoren 82 und 84 für Sig-  
nalfrequenzen nach Masse überbrückt sind, wird diese Rückkopplung  
die Signalniveaus an den Basen und den Emitttern der Transistoren 82  
und 84 und damit auch die Eingangsimpedanz des Verstärkers nicht be-  
einflussen. Der Rest des Verstärkers gemäß Fig. 3 arbeitet in der  
10 gleichen Weise wie die in Fig. 1 und 2 dargestellten Schaltungen.

Die Verstärkerschaltungen gemäß der Erfindung können auch als Mo-  
dulator betrieben werden. Für einen Betrieb als Modulator tritt an  
die Stelle des den Verstärkungsgrad - Steuerstrom  $I_{GC}$  liefernden  
15 AVR-Systems ein Verstärker, der einen modulierten Strom  $I_{gc}$  liefert,  
der ein modulierendes Informationssignal repräsentiert. Der Wider-  
stand der Einrichtungen 14 und 16 steuerbaren Widerstandes wird  
dann als Funktion dieses modulierten Stromes geändert und ändert den  
Verstärkungsgrad der Verstärkertransistoren 10 und (oder der eine  
20 Kaskodeschaltung bildenden Transistoren 10, 82 und 12, 84) in Ab-  
hängigkeit von der Information des Modulationsstromes. Zwischen die  
Eingangsklemmen 32 und 34 wird ein Trägersignal gelegt und zwischen  
den Ausgangsklemmen 36, 38 entsteht dann ein mit der Information  
des Modulationsstromes amplitudenmoduliertes Trägersignal.

25

30

35

Erfindungsanspruch:

1. Verstärkerschaltung mit steuerbarem Verstärkungsgrad, welche einen Transistor mit einer Basiselektrode, die mit einer Eingangsklemme gekoppelt ist, einer Kollektorelektrode, die mit einer Ausgangsklemme gekoppelt ist, und einer Emittierelektrode, ferner eine Spannungsversorgungsanordnung, die mit der Basiselektrode, der Kollektorelektrode und der Emittierelektrode gekoppelt ist und den Transistor mit Spannungen versorgt, und eine Quelle für einen Verstärkungsgrad-Steuerstrom enthält, gekennzeichnet dadurch, daß eine erste veränderbare Impedanzanordnung vorgesehen ist, deren erste Elektrode mit der Kollektorelektrode des Verstärketransistors, deren zweite Elektrode mit einem Bezugspotentialpunkt und deren dritte Elektrode mit der Quelle für den Verstärkungsgrad-Steuerstrom gekoppelt ist, die durch den Verstärkungsgrad-Steuerstrom derart gesteuert ist, daß sie zwischen der ersten und der dritten Elektrode eine Impedanz entwickelt, die eine Funktion der Größe des Verstärkungsgrad-Steuerstromes ist, wobei der Verstärkungsgrad-Steuerstrom praktisch ganz von der Quelle zum Bezugspotentialpunkt über die Strecke zwischen der zweiten und der dritten Elektrode der ersten veränderbaren Impedanzanordnung fließt und daß praktisch nichts von dem Verstärkungsgrad-Steuerstrom über die Strecke zwischen der ersten und der dritten Elektrode der veränderbaren Impedanzanordnung fließt.
2. Verstärkerschaltung nach Punkt 1, gekennzeichnet dadurch, daß der Stromweg des Verstärkungsgrad-Steuerstromes im wesentlichen unabhängig von der Spannungsversorgungsanordnung ist.

3. Verstärkerschaltung nach Punkt 1 oder 2, gekennzeichnet dadurch, daß die erste veränderbare Impedanzanordnung (14) einen Transistor enthält, dessen Basis-  
elektrode, Kollektorelektrode und Emittierelektrode die erste, zweite bzw. dritte Elektrode der Impedanzanordnung bilden.
  
4. Verstärkerschaltung nach Punkt 1, gekennzeichnet dadurch, daß ein zweiter Verstärkertransistor (12) mit einer Basiselektrode, die mit einer zweiten Eingangsklemme (34) gekoppelt ist; einer Kollektorelektrode, die mit einer zweiten Ausgangsklemme (38) gekoppelt ist und einer Emittierelektrode vorgesehen ist, daß die Spannungsversorgungsanordnung mit den beiden Verstärkertransistoren (10, 12) so gekoppelt ist, daß diese als Differenzverstärker arbeiten, und einen ersten sowie einen zweiten Widerstand (18, 20) enthält, die jeweils zwischen die Kollektorelektrode eines der beiden Transistoren und eine Betriebsspannungsquelle geschaltet sind sowie eine Emittervorspannungsschaltung (26, 28, 30), die zwischen die Emittierelektroden der Transistoren und einen Bezugspotentialpunkt geschaltet ist, enthält; und daß eine zweite veränderbare Impedanzanordnung (16) vorgesehen ist, welche eine mit der Quelle für den Verstärkungsgrad-Steuerstrom gekoppelte erste Elektrode, eine mit dem Bezugspotentialpunkt gekoppelte zweite Elektrode sowie eine mit der Kollektorelektrode des zweiten Verstärkertransistors (12) gekoppelte dritte Elektrode enthält und zwischen der ersten und der dritten Elektrode eine Impedanz hat, die eine Funktion des zwischen der ersten und der zweiten Elektrode fließenden Verstärkungsgrad-Steuerstromes ist.

5. Verstärkerschaltung nach Punkt 4, gekennzeichnet dadurch, daß die Emittervorspannungsanordnung einen dritten Widerstand (26) sowie einen vierten Widerstand (28), die in Reihe geschaltet sind, und einen zwischen die Verbindung des dritten und vierten Widerstandes einerseits und einen Bezugspotentialpunkt (Masse) geschalteten fünften Widerstand (30) enthält.
6. Verstärkerschaltung nach Punkt 4 oder 5, gekennzeichnet dadurch, daß die erste und die zweite veränderbare Impedanzanordnung Transistoren (14, 16) sind, wobei die erste Elektrode eine Emitterelektrode, die zweite Elektrode eine Kollektorelektrode und die dritte Elektrode eine Basiselektrode sind.
7. Verstärkerschaltung nach Punkt 6, gekennzeichnet dadurch, daß für die Verwendung als Zwischenfrequenzverstärker in einem Fernsehempfänger die Quelle (40) für den Verstärkungsgrad-Steuerstrom eine Schaltungsanordnung zur automatischen Verstärkungsregelung enthält und daß die erste Elektrode der veränderbaren Impedanzanordnung (14, 16) zur Veränderung der veränderlichen Impedanz durch die Schaltungsanordnung zur automatischen Verstärkungsregelung gesteuert ist.
8. Verstärkerschaltung nach Punkt 7, gekennzeichnet dadurch, daß die erste und die zweite veränderbare Impedanzanordnung Transistoren (14, 16) sind und daß die erste Elektrode eine Emitterelektrode, die zweite Elektrode eine Kollektorelektrode und die dritte Elektrode eine Basiselektrode sind.
9. Verstärkerschaltung nach Punkt 4, 7 oder 8, gekennzeichnet durch einen dritten und einen vierten Transistor (50, 52), die jeweils eine mit einer der Eingangsklemmen (32, 34) gekoppelte Basiselektrode, eine

mit der Basiselektrode des ersten bzw. zweiten Transistors (10, 12) gekoppelte Emittierelektrode sowie eine mit einer Betriebsspannungsquelle (70) gekoppelte Kollektorelektrode aufweist.

10. Verstärkerschaltung nach Punkt 4 oder 7, gekennzeichnet dadurch, daß die Emittervorspannungsschaltung einen dem ersten Widerstand (62) parallgeschalteten Kondensator (64) enthält.
11. Verstärkerschaltung nach Punkt 4, 7 oder 8, gekennzeichnet dadurch, daß ein dritter und ein vierter Transistor (82, 84) vorgesehen sind, deren Kollektor-Emitter-Strecke jeweils zwischen die Kollektorelektrode des ersten bzw. zweiten Transistors (10, 12) und die zugehörige Ausgangsklemme (36, 38) geschaltet ist und deren Basiselektroden mit einer Vorspannung versorgt und mit einer Anordnung (88) zur Ableitung von Wechselspannungssignalen versehen sind; daß der erste und der zweite Widerstand (18, 20) zwischen jeweils eine Ausgangsklemme (36, 38) und die Betriebsspannungsquelle geschaltet ist und daß die dritte Elektrode der ersten und der zweiten veränderbaren Impedanzanordnung (14, 16) mit einer zugehörigen Ausgangsklemme (36, 38) gekoppelt ist.
12. Verstärkerschaltung nach Punkt 4, gekennzeichnet dadurch, daß bei Verwendung als Modulatorschaltung die Quelle für den Verstärkungsgrad-Steuerstrom einen modulierenden Strom liefert, und daß dieser Strom der ersten Elektrode der ersten und der zweiten Impedanzanordnung (14, 16) zugeführt ist, um zwischen der ersten und der dritten Elektrode einen Widerstand zu erzeugen, der eine Funktion des zwischen der ersten und der zweiten Elektrode fließenden Modulationsstromes ist.

Hierzu 2 Seiten Zeichnungen

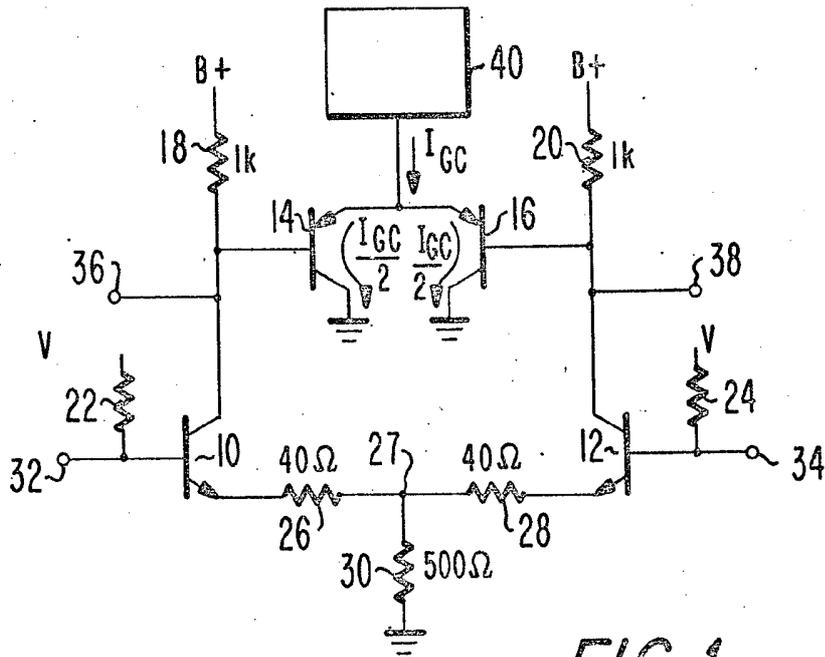


FIG. 1

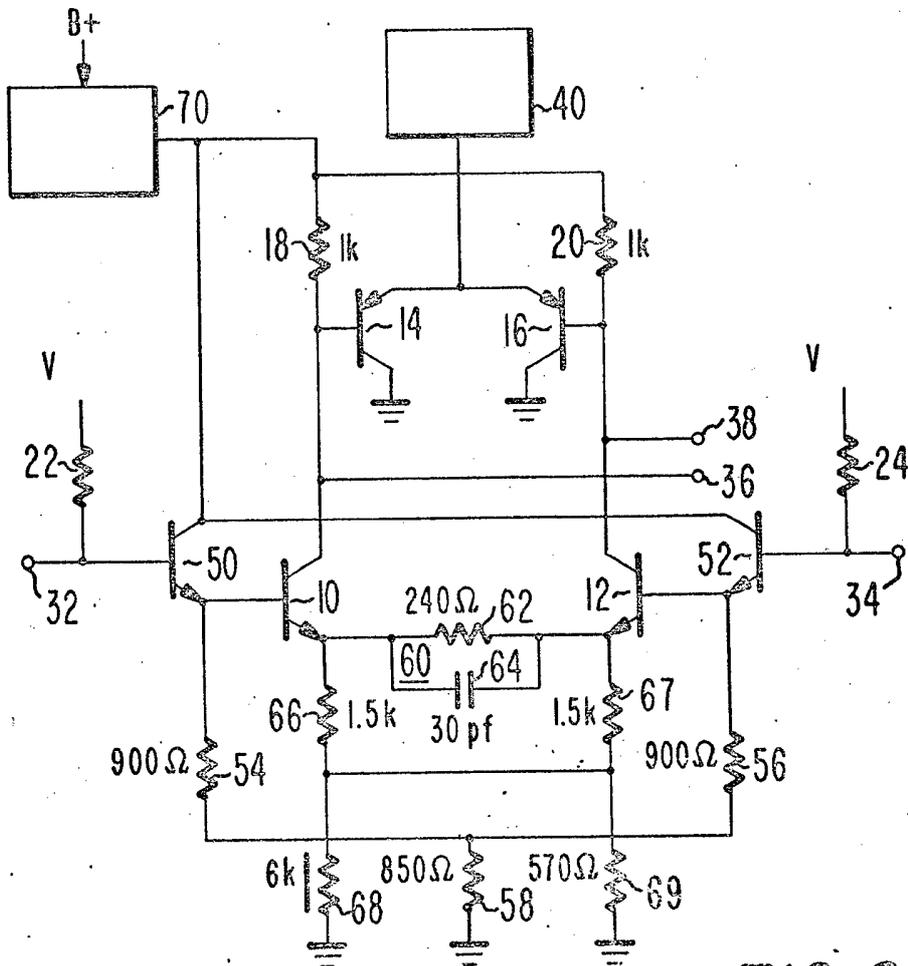


FIG. 2

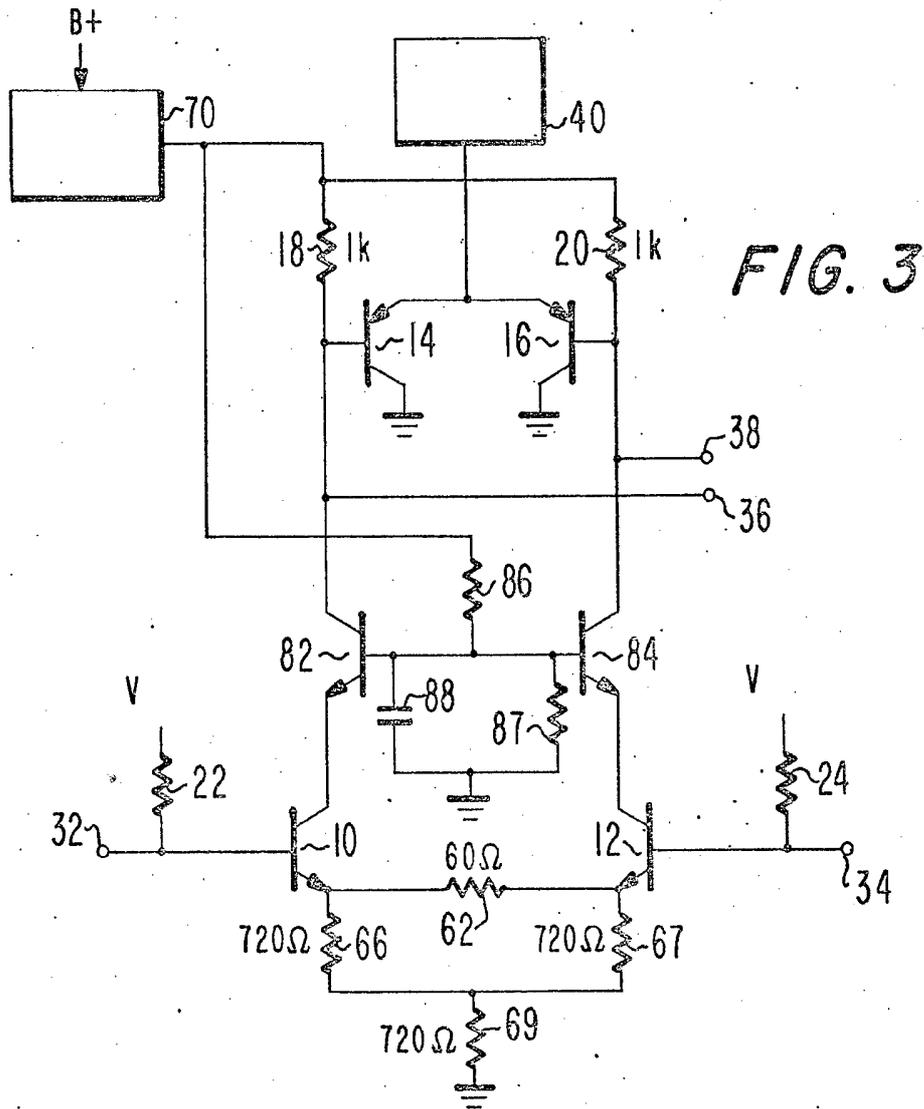


FIG. 3

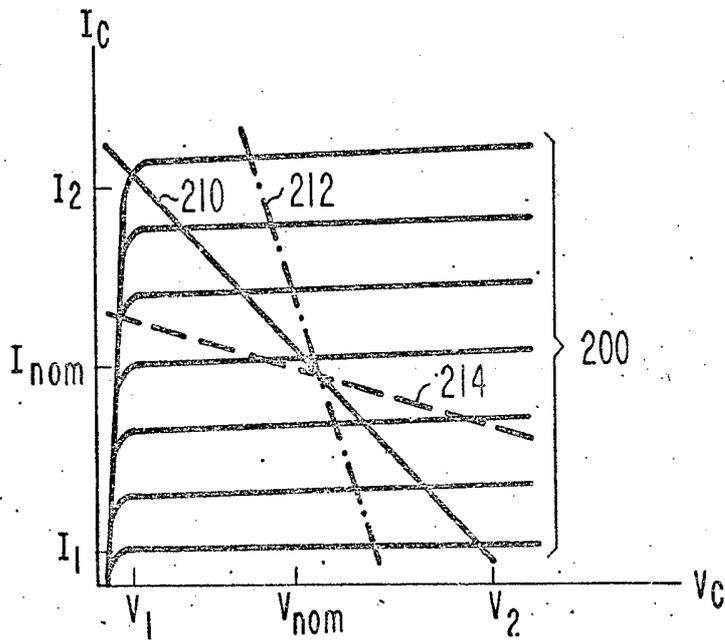


FIG. 4