



SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT
BUNDESAMT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

⑤① Int. Cl.³: H 03 H 11/26
H 03 H 15/00

Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978



⑫ PATENTSCHRIFT A5

⑪

633 395

⑳ Gesuchsnummer: 9086/78

㉔ Anmeldungsdatum: 29.08.1978

㉓ Priorität(en): 02.09.1977 NL 7709663

㉔ Patent erteilt: 30.11.1982

④⑤ Patentschrift
veröffentlicht: 30.11.1982

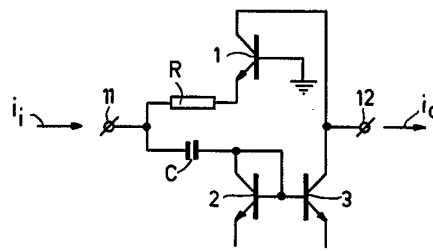
㉗ Inhaber:
N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven
(NL)

㉗ Erfinder:
Engel Roza, Eindhoven (NL)
Johannes Otto Voorman, Eindhoven (NL)

㉗ Vertreter:
Patentanwaltsbureau Isler & Schmid, Zürich

⑤④ Verzögerungsnetzwerk mit einer Kette aus Allpassabschnitten.

⑤⑦ Das Verzögerungsnetzwerk ist aus einer Kette mehrerer Allpassabschnitte mit in Funktion der Frequenz konstanten Amplituden- und gleichen Phasenübertragungskennlinien aufgebaut. Jeder Allpassabschnitt weist zwei Zweige (R,1,C,2,3) mit gemeinsamer Eingangsklemme (11) und gemeinsamer Ausgangsklemme (12) auf. Der eine Zweig hat Widerstandscharakter und enthält mindestens einen Widerstand und einen nachfolgenden Halbleiterverstärker (1). Der andere Zweig hat kapazitiven Charakter und enthält mindestens einen Kondensator (C) und einen nachfolgenden Halbleiterverstärker (2,3). Dadurch wird es möglich, ein analoges Verzögerungsnetzwerk in Integrationstechnik herzustellen. Eine Verwendung des Netzwerks besteht beispielsweise für ein Transversalfilter.



PATENTANSPRÜCHE

1. Elektrisches Verzögerungsnetzwerk, das aus einer Kette aus mehreren Allpassabschnitten mit konstanten Amplituden- und gleichen Phasenübertragungskennlinien in Funktion der Frequenz aufgebaut ist, dadurch gekennzeichnet, dass die auf einem Halbleiterkörper integrierten Allpassabschnitte aus je zwei Zweigen aufgebaut sind, wobei der erste Zweig einen Widerstandscharakter und der zweite einen kapazitiven Charakter aufweist, wobei ein elektrisches Eingangssignal einem Eingangsanschlusspunkt eines derartigen Abschnittes zugeführt wird und sich dabei in ein erstes und ein zweites Teilsignal für jeden dieser Zweige aufspaltet, wobei das erste Teilsignal über mindestens einen Widerstand zu dem Eingang eines ersten Halbleiterverstärkers mit vernachlässigbarem Signalenergieverbrauch geführt wird, während das zweite Teilsignal über mindestens einen Kondensator zu dem Eingang eines zweiten Halbleiterverstärkers mit vernachlässigbarem Signalenergieverbrauch geführt wird, wonach die elektrischen Ausgangssignale des ersten und des zweiten Verstärkers zusammengefügt und – mit Ausnahme des letzten Abschnittes der Kette zu einem Eingangsanschlusspunkt eines nächstfolgenden Abschnittes geführt werden.

2. Netzwerk nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die beiden Zweige parallelgeschaltet sind und erste bzw. zweite Teilsignalströme führen, wobei der eine Teilstrom durch einen invertierenden und der andere durch einen nichtinvertierenden Stromverstärker hindurchgeleitet wird, wobei diese Verstärker beide eine vernachlässigbare Eingangsimpedanz aufweisen.

3. Netzwerk nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, dass der invertierende Verstärker als Stromspiegel ausgebildet ist.

4. Netzwerk nach Anspruch 3, bei dem der Stromspiegel eine Diode umfasst, die zu der Basis-Emitter-Strecke eines ersten Transistors parallelgeschaltet ist, dessen Kollektor-Basis-Strecke zur Basis-Emitter-Strecke eines zweiten Transistors parallel liegt, dadurch gekennzeichnet, dass die beiden Abschnittszweige an den Basen des ersten und des zweiten Transistors angeschlossen sind, während der Abschnittsausgangsstrom der Kollektorstrom des zweiten Transistors ist.

5. Netzwerk nach Anspruch 3 oder 4, dadurch gekennzeichnet, dass der Stromspiegel eine Diode aufweist, die in Reihe mit einem Korrekturwiderstand zu der Basis-Emitter-Strecke eines ersten Transistors parallelgeschaltet ist.

6. Netzwerk nach Anspruch 5, bei dem die Diode durch einen dritten Transistor gebildet wird, dessen Kollektor und Basis miteinander verbunden sind, dadurch gekennzeichnet, dass in die Basisleitung dieses dritten Transistors ein Reihenkorrekturwiderstand aufgenommen und der Kollektor dieses Transistors mit dem Verbindungspunkt der beiden Korrekturwiderstände verbunden ist.

7. Netzwerk nach einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, dass parallel zu einem in den Zweig mit Widerstandscharakter aufgenommenen Widerstand ein Transistor eingeschaltet ist, dessen Leitfähigkeit mit Hilfe einer Steuerquelle einstellbar ausgebildet ist.

8. Netzwerk nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass mit Hilfe einer Brücke von Stromquellen der Gleichstrom durch den Widerstand ausgleichbar ist.

9. Netzwerk nach Anspruch 7 oder 8, bei dem die verschiedenen Abschnitte je eine Stromquelle zur Einstellung der Leitfähigkeit eines Transistors parallel zu dem Widerstand aufweisen, dadurch gekennzeichnet, dass die Stromquellen durch gegenseitige Kopplung gleichzeitig und in gleichem Masse einstellbar sind.

10. Verwendung des Verzögerungsnetzwerks nach einem der Ansprüche 1 bis 9 in einem Übertragungsfilter, bei dem an der Kette von Allpassabschnitten Abzweigungen angeordnet

sind, denen mit Hilfe von Gewichts-faktoreinstellmitteln einstellbare Signale zugeführt und/oder entnommen werden, um die Signalübertragungskennlinie des Übertragungsfilters einzustellen, dadurch gekennzeichnet, dass die Abzweigungen und die Gewichts-faktoreinstellmittel in Form von Verstärkern mit einstellbarer Verstärkung realisiert sind, welche parallel zu den in den Zweigen mit Widerstandscharakter aufgenommenen ersten Verstärkern geschaltet sind.

Die Erfindung bezieht sich auf ein elektrisches Verzögerungsnetzwerk, das aus einer Kette aus mehreren Allpassabschnitten mit untereinander konstanten Amplituden- und gleichen Phasenübertragungskennlinien als Funktion der Frequenz aufgebaut ist. Ein derartiges Netzwerk findet ausser für Verzögerungszwecke oft auch Anwendung als elektrisches Filternetzwerk, dessen Frequenzkennlinie mit einfachen Mitteln elektrisch eingestellt werden kann. In dieser Hinsicht zeigt sich in den letzten Jahren eine Entwicklung in Richtung digital gesteuerter und betriebener Filter, z. B. Übertragungsfilter, die aus einer Kette von Taktpulsen gesteuerter Speicherabschnitte bestehen, von denen Abzweigungen über «Gewichtsfaktoreinstellmittel» zu einem Summator führen. Dieser Summator addiert daher das ursprüngliche Signal derart zu zeitlich verzögerten Signalen, dass ein Ausgangssignal erhalten wird, dessen Amplitude und Phase (somit dessen Kennlinie) mit Hilfe der «Gewichtsfaktoreinstellmittel» elektrisch eingestellt werden können. Solche Filter lassen sich mit Hilfe integrierter Schaltungen gut verwirklichen und sind durch ihre Einstellbarkeit, wobei eine gewünschte Einstellung mittels eines z. B. programmierbaren, eindeutig auslesbaren Speichers (ROM) erhalten werden kann, für sehr vielseitige Anwendungen geeignet.

Trotzdem weisen derartige Filter eine Anzahl von Nachteilen auf, die ihrer allgemeinen Anwendung, z. B. in Rundfunk- und Fernsehempfängern, im Wege stehen. So wird nicht nur eine Taktpulsquelle benötigt, sondern es soll diese Quelle auch meistens eine erhebliche Leistung abgeben können, um das Signal mit der nötigen Zuverlässigkeit und Genauigkeit über die Kette von Speicherabschnitten weiterzuschieben. Ausserdem kann die Taktfrequenz, die für die höchste noch zu verarbeitende Signalfrequenz bestimmend ist, nicht ohne Gefahr vor veränderlicher Signalverzerrung geändert werden.

Die Aufgabe nach der Erfindung war daher, ein anderes Konzept anzugeben, bei dem von theoretischen Betrachtungen über sogenannte «orthonormale» Funktionen ausgegangen wird, wie z. B. aus Y.W. Lee «Statistical Theory of Communication» 1960, Kapitel 19, erkannt. So ist eine der Anwendungen eines elektrischen Netzwerks nach der Erfindung diejenige, bei der an der Kette von Allpassabschnitten Abzweigungen angeordnet sind, die durch Anwendung von «Gewichtsfaktoreinstellmitteln» einstellbare Signale führen, die durch Summation zu einer von den einstellbaren «Gewichtsfaktoren» abhängigen Übertragungskennlinie des Gesamtnetzwerks führen.

Auch mit derartigen Netzwerken findet eine Addition des Signals zu zeitlich verzögerten Signalen statt, wobei die «Gewichtsfaktoreinstellmittel» für getrennte, sich infolge der Orthonormalität gegenseitig nicht oder nahezu nicht beeinflussende Signalbehandlung sorgen, so dass damit wieder ein vielseitiger Bereich von Frequenzkennlinien möglich wird. Der Erfindung liegt dabei auch die Erkenntnis zugrunde, dass derartige Netzwerke ebenfalls in der Technik integrierter Schaltungen ausgeführt werden können, vorausgesetzt, dass dabei bestimmte Bedingungen erfüllt werden.

Zur Lösung der genannten Aufgabe ist bei einem Verzögerungsnetzwerk der eingangs genannten Art die Erfindung dadurch gekennzeichnet, dass die auf einem Halbleiterkörper

integrierten Allpassabschnitte aus je zwei Zweigen aufgebaut sind, von denen der erste einen Widerstandscharakter und der zweite einen kapazitiven Charakter aufweist, wobei ein elektrisches Eingangssignal einem Eingangsanschlusspunkt eines derartigen Abschnittes zugeführt wird und sich dabei in ein erstes und ein zweites Teilsignal für jeden dieser Zweige aufspaltet, wobei das erste Teilsignal über mindestens einen Widerstand zu dem Eingang eines ersten Halbleiterverstärkers mit vernachlässigbarem Signalenergieverbrauch geführt wird, während das zweite Teilsignal über mindestens einen Kondensator zu dem Eingang eines zweiten Halbleiterverstärkers mit vernachlässigbarem Signalenergieverbrauch geführt wird, wonach die elektrischen Ausgangssignale des ersten und des zweiten Verstärkers zusammengefügt und – mit Ausnahme des letzten Abschnittes der Kette – zu einem Eingangsanschlusspunkt eines nächstfolgenden Abschnittes geführt werden.

Grundsätzlich kann die Signalaufspaltung dadurch erfolgen, dass eine Signalspannung der Reihenschaltung beider Zweige zugeführt wird, wobei diese Zweige dann in einfachster Form aus einem Widerstand bzw. einem Kondensator bestehen, wobei eine Teilspannung über den ersten Zweig (den Widerstand) einem ersten Verstärker mit vernachlässigbarer Eingangsadmittanz und eine Teilspannung über den zweiten Zweig (den Kondensator) einem zweiten Verstärker mit ebenfalls vernachlässigbarer Eingangsadmittanz zugeführt werden, wonach die Ausgangsströme oder -spannungen dieser Verstärker zusammengefügt werden. Von diesen Verstärkern wird dann eine vernachlässigbare Menge an Signalenergie verbraucht, so dass die Rückwirkung auf die beiden Zweige vernachlässigt werden kann. Dabei muss auf Streueffekte besondere Sorgfalt verwendet werden, die dadurch herbeigeführt werden, dass die beiden Teilspannungen über «schwebende» Impedanzen zur Verfügung stehen, so dass die Streuablenkwiderstände bzw. -kapazitäten einen störenden Einfluss zur Folge haben können.

Die anhand der Zeichnung beschriebenen Ausführungsbeispiele geben daher im wesentlichen Lösungen an, bei denen ein Signalstrom der Parallelschaltung des ersten und des zweiten Zweiges zugeführt wird und die so erzeugten Signalteilströme durch den ersten bzw. den zweiten Verstärker mit vernachlässigbarer Eingangsadmittanz hindurchgeleitet werden. In der Zeichnung zeigen

Fig. 1 den allgemeinen Schaltungsaufbau eines Übertragungsfilters,

Fig. 2 eine Abwandlung des Schaltungsaufbaus nach Fig. 1, Fig. 3 und 4 zwei Ausführungsbeispiele für in einem Netzwerk nach der Erfindung anzuwendender Abschnitte,

Fig. 5 eine besondere Stromspiegelschaltung, insbesondere zur Anwendung in dem kapazitiven Zweig eines solchen Abschnittes,

Fig. 6 eine Verbesserung der Schaltung nach Fig. 5,

Fig. 7 ein Ausführungsbeispiel des Widerstandszweiges eines solchen Abschnittes mit Mitteln zur Änderung des effektiven Widerstandswertes,

Fig. 8 eine weitere Verbesserung der Schaltung nach Fig. 7,

Fig. 9 eine Schaltung, die den ursprünglich exponentiellen Charakter der Regelung des effektiven Widerstandswertes nach den Fig. 7 und 8 herabsetzt,

Fig. 10 eine weitere Ausarbeitung der Fig. 8, in der ausserdem eine Abzweigung für eine Übertragungsfilerwirkung angeordnet ist,

Fig. 11 einen ganzen, nach den vorher beschriebenen Prinzipien ausgearbeiteten Netzwerkabschnitt,

Fig. 12 z. B. die an einem mit solchen Abschnitten aufgebauten Übertragungsfiler gemessenen Kennlinien und

Fig. 13 einen Schaltungsaufbau eines programmierbaren Filters nach diesen Prinzipien.

Fig. 1 zeigt den schematischen Aufbau eines bekannten

Übertragungsfilters, auch Transversalfilter genannt. Ein Eingangssignal S_i wird einer Kette von Allpassabschnitten $s_1, s_2, \dots, s_n$ mit untereinander konstanten Amplituden- und gleichen Phasenübertragungskennlinien zugeführt, die durch die Übertragungsfunktion $p - \frac{1}{2}p + \frac{1}{2}$ dargestellt werden können, wobei p die komplexe Frequenz $j\omega$ darstellt ($\alpha =$ die Dämpfung und $\omega =$ die Kreisfrequenz). Der Kette ist noch ein Abschnitt s_0 mit einer Übertragungsfunktion $1/p + \frac{1}{2}$ vorgeschaltet, um die Impulskennlinien an den Abzweigungen orthogonal zu machen, aber dieser Abschnitt ist nicht unter allen Umständen notwendig.

Auf Abzweigungen der Kette greifen «Gewichtsfaktoreinstellmittel» $w_0, w_1, w_2, \dots, w_n$ an, die das abgezweigte Signal mit Werten $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$ vervielfachen, wonach die Ausgangssignale dieser Einstellmittel $w_0 \dots w_n$ summiert werden und das Ausgangssignal S_0 liefern.

Als Variante kann das Eingangssignal S_i über die «Gewichtsfaktoreinstellmittel» $w_0 \dots w_n$ Abzweigungen der Kette von Abschnitten $s_0 \dots s_n$ zugeführt werden, siehe Fig. 2, wonach diese Kette die Summatorfunktion zur Lieferung des Ausgangssignals S_0 erfüllt. In beiden Fällen ist der Beitrag zu S_0 durch das Gewichtsfaktoreinstellmittel w_k gegeben durch $(p - \frac{1}{2})^k / (p + \frac{1}{2})^{k+1} \cdot a_k$.

Als weitere (nicht dargestellte) Variante kann ein rekursives Filter erhalten werden, dadurch, dass auf die an Hand der Fig. 2 beschriebene Weise das Eingangssignal S_i über die Gewichtsfaktoreinstellmittel $w_0 \dots w_n$ Abzweigungen an der Kette der Abschnitte $s_0 \dots s_n$ zugeführt und dann weiter der Ausgang des Abschnittes s_1 über einen Schwächer geführt wird, dessen Ausgangssignal über weitere Gewichtsfaktoreinstellmittel gegenphasig zu den genannten Abzweigungen zurückgeführt wird. Der Abschnitt s_0 soll dann weggelassen werden. In allen diesen Fällen wird ein Filter erhalten, dessen Übertragungskennlinie mit Hilfe der «Gewichtsfaktoreinstellmittel» nach Wunsch geändert werden kann und bei dem infolge der Orthogonalität der Impulskennlinien über die verschiedenen Wege keine gegenseitige Beeinflussung dieser «Gewichtsfaktoreinstellmittel» auf die Übertragung des ganzen Filters zu befürchten ist. Wenn die Kette von Abschnitten $s_0 \dots s_n$ nur für Verzögerungszwecke angewendet werden soll, sind die «Gewichtsfaktoreinstellmittel» $w_0 \dots w_n$ alle oder teilweise überflüssig.

Bisher sind für die Bildung von Transversalfiltern Ausführungen bekannt geworden, die von Taktimpulsen gesteuerte Verzögerungsabschnitte mit Abzweigungen enthalten, denen zeitlich verzögerte Signale entnommen werden, die mit Hilfe von «Gewichtsfaktoreinstellmitteln» auf die gewünschte Grösse gebracht und dann summiert werden. Solche Transversalfilter werden gewöhnlich in der Technik integrierter Schaltungen ausgeführt. Sie können aber nicht ohne weiteres durch die üblichen Integrationsvorgänge, durch die auch andere Schaltungen integriert werden, sogenannte Standard-Integrationsvorgänge, hergestellt werden. Dazu mussten jedoch besondere Vorgänge entwickelt werden. So konnten Filter sehr geringer Abmessungen erhalten werden.

Was das oben beschriebene Analogfilter anbelangt, ist bisher die Möglichkeit zur Integration nicht erkannt worden. Der Erfindung liegt die Erkenntnis zugrunde, dass diese Integrationsmöglichkeiten, sogar in Standard-Integrationsvorgängen, dann vorhanden sind, wenn bestimmte Bedingungen erfüllt werden, durch die vielerlei parasitäre Nebenerscheinungen eliminiert werden. Es ist dann möglich, die oben genannten Schaltungen zusammen mit anderen Schaltungen, gegebenenfalls sogar auf ein und demselben Halbleiterkörper, herzustellen. Diese anderen Schaltungen können ausserdem eine externe Programmierbarkeit der Einstellmittel umfassen. Dadurch wird die Anwendbarkeit beträchtlich vergrössert, z. B. auch für adaptive Filter geeignet.

Es ist an sich bekannt, dass zur Erhaltung der Übertragungsfunktion $p - \frac{1}{2}p + \frac{1}{2}$ eines einzigen Abschnittes ein Verstärker mit zwei Ausgängen verwendet werden kann, die gegenphasige Signalspannungen führen, wobei ein Ausgang über einen Widerstand und der andere über einen Kondensator mit einem gemeinsamen Punkt verbunden sind, an dem dann das gewünschte Ausgangssignal erhalten wird. Diese Lösung eignet sich aber nicht besonders gut für eine Integration, weil die dabei auftretenden Streuimpedanzen die gewünschte Übertragungsfunktion verändern.

Nach der Erfindung sind die Abschnitte aus zwei getrennten Zweigen aufgebaut, von denen der erste einen Widerstandscharakter und der zweite einen kapazitiven Charakter aufweist und die an Verstärkern mit vernachlässigbarem Signalenergieverbrauch enden, wonach die Ausgangssignale dieser Verstärker zusammengefügt werden, um dem nächstfolgenden Abschnitt zugeführt werden zu können.

Fig. 3 zeigt einen sehr einfachen Aufbau eines derartigen Abschnittes. Der Eingangssignalstrom i_i wird einem Eingangsanschlusspunkt 11 des Abschnittes zugeführt und spaltet sich dabei über zwei Zweige auf, wobei der erste Zweig, der Widerstandszweig, einen Widerstand R und einen nichtinvertierenden Stromverstärker und der zweite Zweig, der kapazitive Zweig, einen Kondensator C und einen invertierenden Stromverstärker enthält, der hier als Stromspiegel ausgebildet ist. Durch die geringen Eingangsimpedanzen der Verstärker ist der Signalenergieverbrauch durch diese Verstärker vernachlässigbar, während auch Streuimpedanzen den gewünschten Widerstands- bzw. kapazitiven Charakter der beiden Zweige praktisch unbeeinflusst lassen. Der Stromverstärker im Widerstandszweig ist dabei als Transistorverstärker 1 mit geerdeter Basis und mit einem Emitteneingang ausgeführt. Der Verstärker im kapazitiven Zweig enthält einen als Diode geschalteten Transistor 2, dessen Kollektor mit seiner Basis verbunden ist und der parallel zur Basis-Emitter-Strecke eines Transistors 3 liegt und auf diese Weise einen bekannten Typ einer Stromspiegelschaltung mit geringer Eingangsimpedanz darstellt.

Unter «Stromspiegel» ist im Rahmen der Erfindung eine Vorrichtung zu verstehen, die wenigstens einen ersten Wandler enthält, der einen ihn durchfließenden Strom in eine nichtlinear, in der Regel logarithmisch, von diesem stromabhängige

Spannung umwandelt und der mit einem zweiten Wandler gekoppelt ist, der die genannte Spannung wieder in einen nichtlinearen, in der Regel exponentiellen, von dieser Spannung abhängigen Strom umwandelt. Der erste Wandler, der als Diode geschaltete Transistor 2, kann von dem Eingangsstrom des Stromspiegels durchflossen werden, wonach der zweite Wandler, der Transistor 3 in Fig. 3, den Ausgangsstrom des Stromspiegels liefert. Der erste Wandler, der Transistor 2, kann aber auch von dem Ausgangsstrom und der zweite Wandler von dem Eingangsstrom des Stromspiegels durchflossen werden, wie in einer anderen Ausführung nach Fig. 4 dargestellt, wonach das Ganze in eine Gegenkopplungsschleife eines weiteren Verstärkers, bestehend aus dem Transistor 4, aufgenommen wird.

In Fig. 4 wird der Eingangssignalstrom i_i wieder zwei Parallelzweigen zugeführt. Der erste Zweig enthält den Widerstand R und endet nun in einem invertierenden Stromverstärker in Form eines an sich bekannten verbesserten Stromspiegels mit dem als Diode geschalteten Transistor 2 parallel zu der Emitter-Basis-Strecke des Transistors 3, dessen Kollektor-Basis-Strecke parallel zur Basis-Emitter-Strecke eines Transistors 4 geschaltet ist. Der Signalteilstrom i_R durch diesen ersten Zweig bestimmt daher den Kollektorstrom des Transistors 4 mit. Der zweite Zweig enthält den Kondensator C und endet an der Verbindung zwischen der Basis des Transistors 3 und dem Emitter des Transistors 4. Dadurch wirkt der Transistor 4 wieder als ein nichtinvertierender Stromverstärker für den Signalteilstrom i_C durch den zweiten Zweig und der Ausgangsstrom i_o des Transistors 4 wird daher $= i_C - i_R$. Eine ähnliche Wirkung wird erhalten, wenn der Kondensator C und der Widerstand R untereinander vertauscht werden.

Im Idealfall wird der Ausgangsstrom i_o als Funktion des Eingangsstroms i_i in Fig. 3 dargestellt durch $i_o/i_i = 1 - pRC/1 + pRC$ und für die Schaltung nach Fig. 4 dargestellt durch $i_o/i_i = -1 - pRC/1 + pRC$. Bei hohen Frequenzen wird dieser Ausdruck aber nicht mehr genau erfüllt. Dadurch, dass jeder der beiden Zweige seinen eigenen Verstärker besitzt, ist es möglich geworden, die Stromverstärkungen dieser Zweige verschieden zu wählen. Wenn diese Stromverstärkungen bei niedrigen Frequenzen mit a_0 bzw. b_0 bezeichnet werden, kann für i_o/i_i geschrieben werden:

$$\frac{i_o}{i_i} = \frac{a}{1+pRC} - \frac{bpRC}{1+pRC} \text{ mit } a = \frac{a_0}{1+p\tau_a} \text{ und } b = \frac{b_0}{1+p\tau_b},$$

wobei τ_a und τ_b Zeitkonstanten darstellen, die für das Hochfrequenzverhalten der Transistoren in dem ersten (1 in Fig. 3; 2, 3, 4 in Fig. 4) bzw. dem zweiten Verstärker (2, 3 in Fig. 3; 4 in Fig. 4) beschreibend sind.

Wenn nun für a_0 der Einfachheit halber der Wert 1 ange-

nommen wird, kann durch die Wahl $b_0 = 1 - RC$ eine bedeutende Verbesserung des Hochfrequenzverhaltens des Abschnittes erzielt werden. In erster Annäherung kann dann nämlich geschrieben werden:

$$\frac{i_o}{i_i} \approx \frac{1-p\tau_a}{1+pRC} - \frac{pRC}{1+pRC} + \frac{p\tau_a}{1+pRC} + \frac{p^2RC\tau_b}{1+pRC} - \frac{p^2\tau_a\tau_b}{1+pRC} \approx \frac{1}{1+pRC} - \frac{pRC}{1+pRC}.$$

Dabei muss der Innenwiderstand r des Transistors 2 in Fig. 3 berücksichtigt werden, der dazu führt, dass sich die Übertragungsfunktion des Abschnittes ändert zu:

$$\frac{i_o}{i_i} = a \frac{1+pRC}{1+p(R+r)C} - b \frac{pRC}{1+p(R+r)C}.$$

Dieser Effekt kann dadurch korrigiert werden, dass für b , bei $a = 1$, $b = 1 + 2r/R$ gewählt wird. Wenn weiter die Streukapazität c berücksichtigt wird, die der Eingangsschlusspunkt 11 des Abschnittes gegenüber dem Substrat eines Halbleiterkörpers aufweist, auf dem die Abschnitte integriert sind, erweist sich auch hier wieder eine Korrektur als möglich, die dadurch erfolgt, dass für b , bei $a = 1$, $b_0 = 1 + c/C$ gewählt wird.

Alles zusammengefasst kann, indem die verschiedenen oben genannten Abweichungen zwischen b_0 und dem Wert 1 zueinander addiert werden, der Verstärkungsfaktor b_0 derart eingestellt werden, dass eine gemeinsame Korrektur für alle oben erwähnten Störeffekte erhalten wird. Theoretisch könnte dies dadurch erzielt werden, dass z. B. dem Stromspiegel in Fig. 3 ein von einem verschiedenen Spiegelverhältnis, d. h. Verhältnis zwischen Ausgangsstrom und Eingangsstrom, erteilt wird, z. B. dadurch, dass die Emitteroberflächen der Transistoren 2 und 3 verschieden gross gewählt werden. Es ist aber oft erwünscht, den Wert von b_0 noch einstellbar zu machen, nicht nur wegen der Streuung der Transistorparameter, sondern auch weil bei Änderung der Transistorruhestromeinstellungen, z. B. zur Änderung der Aussteuerbarkeit oder der Signalverarbeitungsfähigkeit (signal handling capacity) des Filters, sich die Transistorparameter und damit die benötigten Korrekturen für b_0 ändern können.

Fig. 5 zeigt eine einfache Schaltung, mit der sich diese Einstellung von b_0 erhalten lässt. Zwischen dem Transistor 2 und dem Transistor 3 der Fig. 3 ist dazu ein kleiner Widerstand R_a angeordnet, über den mit Hilfe einer einstellbaren Stromquelle I_a eine Spannung erzeugt wird, die, nachdem sie zu der Spannung über den Transistor 2 addiert ist, an der Basis des Transistors 3 wirksam wird und daher das Spiegelverhältnis dieses Stromspiegels einstellt. Wenn dabei eine derartige Einstellung der Stromquelle I_a gewählt wird, dass für $i_c = 0$ auch $i_o = 0$ ist, wird sich das Spiegelverhältnis i_o/i_c exponentiell mit dem Einstellstrom I_a ändern.

Ein Nachteil der Schaltung nach Fig. 5 ist u. a. der, dass für hohe Frequenzen über die innere Kollektor-Basis-Kapazität des Transistors 3 eine Gegenkopplung gebildet wird. Diese kann nach Fig. 6 auf einfache Weise mittels eines zusätzlichen Transistors 5 in Reihe mit dem Transistor 3, dessen Basis an einem Punkt konstanten Potentials angelegt wird, sogenannte Kaskadenschaltung, verhindert werden.

Auch die Kapazität C_{be3} zwischen der Basis des Transistors 3 und Erde beeinträchtigt das Hochfrequenzverhalten. Diese Kapazität wird einerseits durch die innere Basis-Emitter-Kapazität des Transistors 3 und andererseits durch die Kapazität der Stromquelle I_a gegen Erde gebildet. Wenn nun aber der Transistor 2 nicht als reine Diode geschaltet wird, sondern in dessen Basiskreis ein kleiner Widerstand R_b aufgenommen und sein Kollektor mit dem Verbindungspunkt von R_a und R_b verbunden wird, kann der genannte Effekt ausgeglichen werden, wobei die Kapazität C_{be2} zwischen der Basis und dem Emitter des Transistors 2 benutzt wird. Als Bedingung für vollständigen Ausgleich wird dann gefunden: $R_a C_{be3} = R_b C_{be2}$.

Im allgemeinen wird es erwünscht sein, die Verzögerungszeit ($= 2RC$) jedes Abschnittes noch einstellen zu können. Theoretisch kann an einstellbare Kondensatoren gedacht werden. Diese Kondensatoren können z. B. als in der Sperrichtung betriebene pn-Dioden ausgebildet werden und eine auf gleiche Weise verlaufende Änderung der Kapazitätswerte der Kondensatoren, also der Dioden, in den unterschiedlichen Abschnitten kann dann dadurch erhalten werden, dass einer diesen Dioden gemeinsamen Leitung eine einstellbare Spannung zugeführt wird. Es sind aber Mittel zur Änderung des Effektivwertes von R zu bevorzugen, so dass der kapazitive Zweig für die höchstmögliche Bandbreite bemessen werden kann.

Fig. 7 zeigt eine Schaltung zur Einstellung des effektiven

Widerstandswertes. Der Widerstand R liegt dabei parallel zur Kollektor-Emitter-Strecke eines Transistors 6, an dessen Basis mit Hilfe einer einstellbaren Stromquelle I_c und eines kleinen Widerstandes R_c eine einstellbare Spannung angelegt wird.

Der Transistor 1 bildet wieder denselben nichtinvertierenden Verstärker wie in Fig. 3. Der Eingangsstrom i_R , nämlich des Widerstandszweiges, fließt durch die Parallelschaltung des Widerstandes R und des Transistors 6 und über die Emitter-Kollektor-Strecke des Transistors 1 zu dem Ausgang 12, so dass i_o praktisch gleich i_R ist.

Was den effektiven Widerstandswert anbelangt, bildet die Parallelschaltung des Widerstandes R und des Transistors 6 einen scheinbaren Widerstandswert, der exponentiell mit der Stromeinstellung der Quelle I_c zunimmt. Die Basis des Transistors 6 liegt nämlich für Signalspannungen praktisch an Erde, so dass eine Signalgegenkopplung über seinen Emitter stattfindet.

Um weiter eine Korrektur für die Basisströme der Transistoren 1 und 6 vorzunehmen, sind nach Fig. 8 noch die Transistoren 7 und 8 angeordnet, die weiter mit Hilfe einer Stromquelle I_h derart eingestellt werden können, dass kein Gleichstrom durch den Widerstand R fließt. Dazu ist eine Brücke von Stromquellen I_h und I_b angeordnet. Die Quelle I_b wird vorzugsweise auf einen zweimal höheren Strom als die Quelle I_h eingestellt.

Die für jeden der Abschnitte benötigten Stromquellen werden vorzugsweise miteinander gekoppelt, so dass sich durch eine einzige Einstellung alle Ströme in gleichem Masse ändern und die Verzögerungszeiten der Abschnitte miteinander in hohem Masse übereinstimmen. An sich sind gekoppelte Stromquellen bekannt. Fig. 9 zeigt z. B., wie die Quellen I_c und I_o , siehe Fig. 7 und 8, alle zugleich von Quellen I_{in} und I_h gesteuert werden können, und zwar derart, dass die exponentielle Steuerung des effektiven Widerstandes pro Abschnitt in eine einfachere Steuerung umgewandelt wird: $R_{eff} = R/(1 - I_{in}/I_h)$.

Die für ein Transversalfilter benötigten Abzweigungen und «Gewichtsfaktoreinstellmittel» ($w_0 \dots w_n$ in Fig. 1) können auf einfache Weise in den in dem z. B. ersten Zweig mit Widerstandscharakter angeordneten Verstärker eingebaut werden. Fig. 10 zeigt dazu eine Erweiterung der Fig. 8, wobei entsprechende Elemente mit den gleichen Bezugszeichen versehen sind. Die Erweiterung besteht darin, dass Transistoren 16, 17 und 18 und eine Stromquelle I_t hinzugefügt werden. Der dem Eingangspunkt 11 zugeführte Eingangssignalstrom i_i des Abschnittes spaltet sich wieder über den ersten Zweig mit dem Widerstand R und den zweiten Zweig mit dem Kondensator C , der auf die in den Fig. 5 und 6 dargestellte Weise erweitert gedacht werden muss, auf. Der Ausgangsstrom i_o des ersten Zweiges, dem noch der des zweiten Zweiges zugesetzt werden muss, wird der Abschnittsausgangselektrode 12 entnommen. Der Abzweigstrom i_t des Abschnittes wird im Gleichgewicht an den Elektroden 21 und 22 erzeugt. Der Differenzsignalstrom i_i an den letzteren Elektroden ist gegeben durch die Formel:

$$i_t = \frac{I_t}{I_b} i_R,$$

wobei i_R wieder den Signalteilstrom durch den ersten Zweig darstellt. Aus dieser Formel ist ersichtlich, dass die Grösse des abgezweigten Stromes auf einfache Weise durch Einstellung der Stromquelle I_t eingestellt werden kann. Diese Einstellung kann einen festen Wert aufweisen, aber für eine vielseitige Anwendbarkeit des Transversalfilters kann eine elektrische Einstellbarkeit gewünscht sein. Dies kann z. B. mittels eines programmierbaren Festwertspeichers (PROM) auf bekannte Weise erzielt werden. Weiterhin ist $i_R = i_i/(1 + pRC)$, so dass $i_t = I_t/I_b \cdot i_i/(1 + pRC)$ wird, woraus ersichtlich ist, dass der Tiefpassab-

schnitt s_0 , (siehe Fig. 1), überflüssig wird, weil seine Funktion automatisch in die Abzweigungen eingebaut ist. Das Transversalfilter besteht nun völlig aus identischen Abschnitten.

Fig. 11 zeigt den Gesamtaufbau eines Filterabschnittes entsprechend den oben beschriebenen Prinzipien. Der Eingangsstrom i_i des Abschnittes spaltet sich über einen ersten Zweig, Teilstrom i_R , mit Widerstandscharakter nach Fig. 10 und einen zweiten Zweig, Teilstrom i_C , mit kapazitivem Charakter nach Fig. 6 auf. Der Ausgangsstrom i_0 des Abschnittes, der zugleich der Eingangsstrom des nächstfolgenden Abschnittes ist, wird durch Summation der Ströme in den beiden Zweigen erhalten. Mit Hilfe der Stromquellen I_a , I_c und I_h können die nötigen Korrekturen vorgenommen werden, während mit Hilfe der Stromquelle I_i die Höhe des Stromes i_i an den Abzweigungselektroden 21 und 22 erhalten werden kann. In einer praktischen Ausführung betragen die Widerstände $R_a = 100 \text{ Ohm}$, $R_b = 200 \text{ Ohm}$ und $R_c = 200 \text{ Ohm}$. Der Kondensator C wurde mit einem Dielektrikum aus Nitrid gebildet und wies einen Wert von 30 pF auf. Die Streukapazität parallel zu dem Transistor 2 betrug 10 pF .

Fig. 12 zeigt ein Beispiel von Übertragungskennlinien, wie sie an einem einzigen auf die richtige Weise abgeschlossenen

Abschnitt gemessen wurden. Die Amplitudenkennlinie a_0 von dem Eingang 11 zu dem Ausgang 12 ist praktisch flach bis etwa 50 MHz , während die zugehörige Phasenkennlinie φ_0 bereits bei etwa 2 MHz durch den Wert von 90° geht. Die Amplitudenkennlinie a_i und die Phasenkennlinie φ_i an den Abzweigungspunkten 21 und 22 zeigen, dass bei dieser Frequenz die Amplitude um 3 dB abgesunken ist und sich die Phase um 45° gedreht hat.

Fig. 13 zeigt den Aufbau eines programmierbaren Filters nach der Erfindung. Ein Koeffizientenspeicher 23 steuert Digital-Analog-Wandler 24 und 25, die die Ströme i_k liefern, die die Grösse der Koeffizienten a_k (siehe Fig. 1), für die Abzweigungen an den in Kaskade geschalteten Verzögerungsabschnitten 26, 27 ... der in Fig. 1 dargestellten Form bestimmen. Die Abzweigströme i_k können mit Hilfe der Schalter 28, 29 ... mit der gewünschten Polarität auf die Sammelleitungen 30 und 31 geschaltet werden. Die Umpolungsschalter werden von dem Zeichenbit des Koeffizienten in dem Koeffizientenspeicher gesteuert. Der analoge Teil der Schaltung kann z. B. durch einen genormten linearen bipolaren Integrationsvorgang und der digitale Teil z. B. in der I^2L -Technik, und zwar zusammen auf ein und demselben Substrat bzw. Körper, gebildet werden.

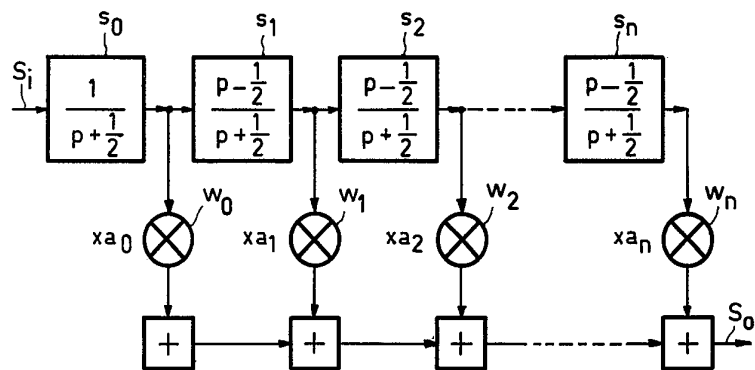


Fig.1

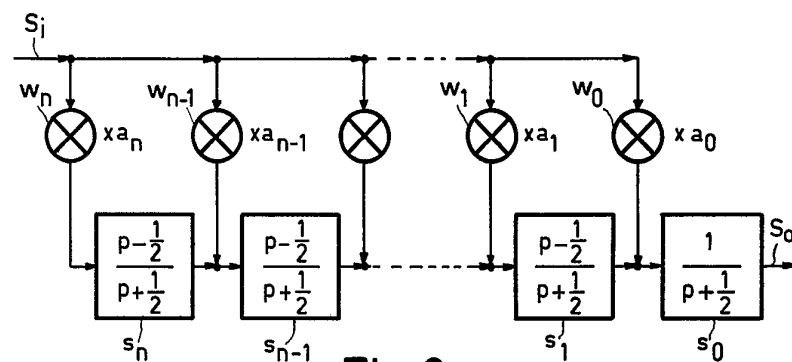


Fig. 2

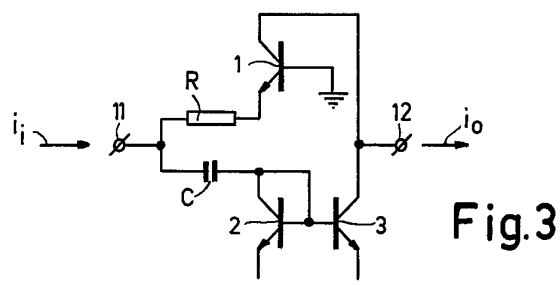


Fig.3

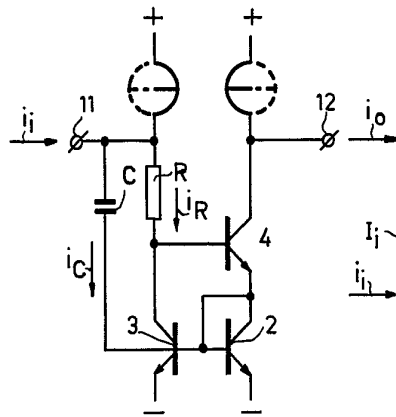


Fig.4

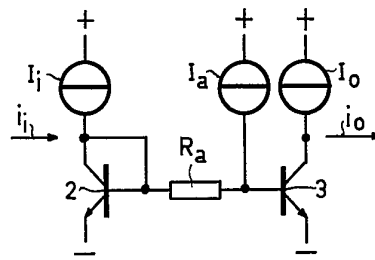


Fig.5

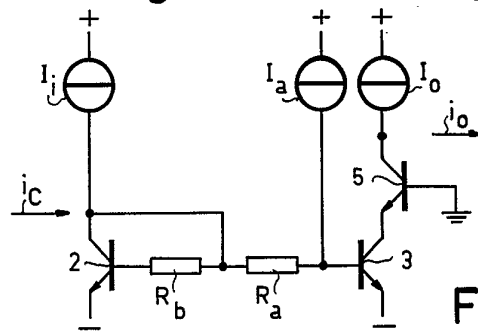


Fig.6

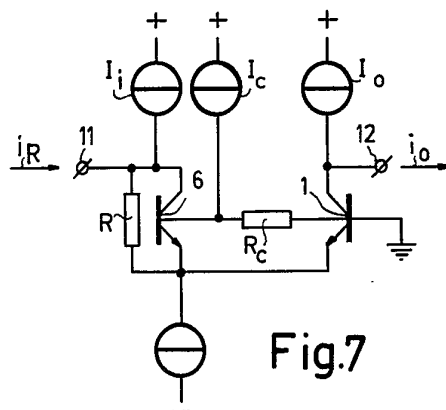


Fig.7

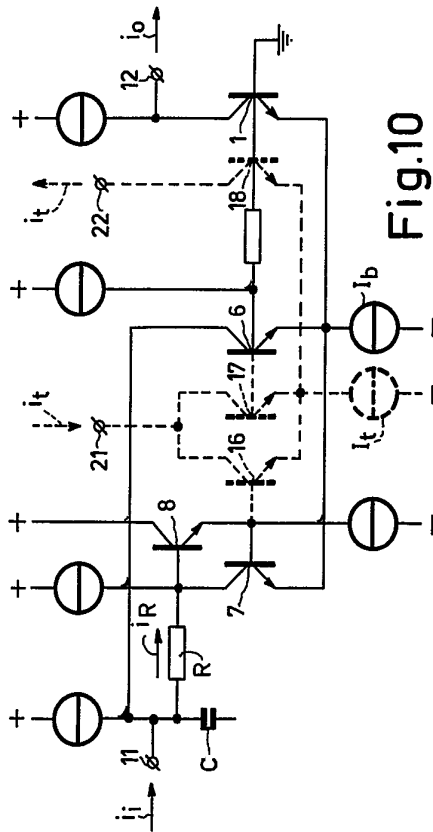


Fig.10

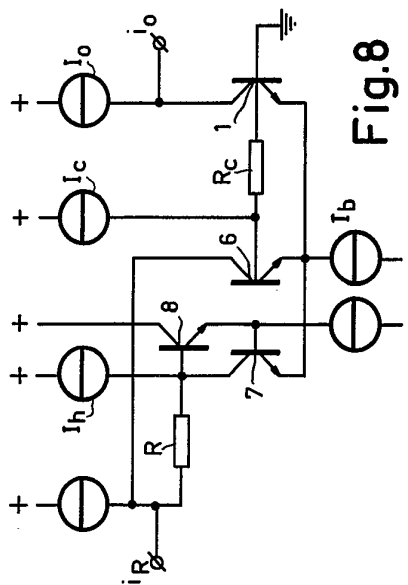


Fig.8

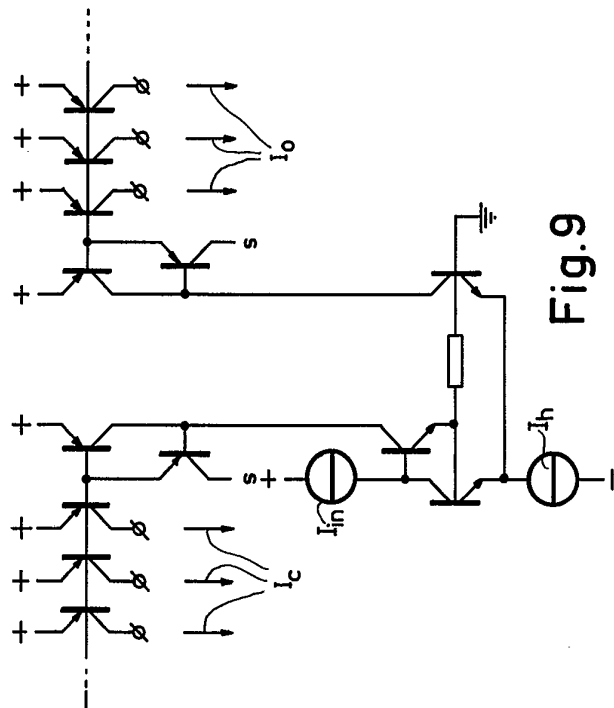


Fig.9

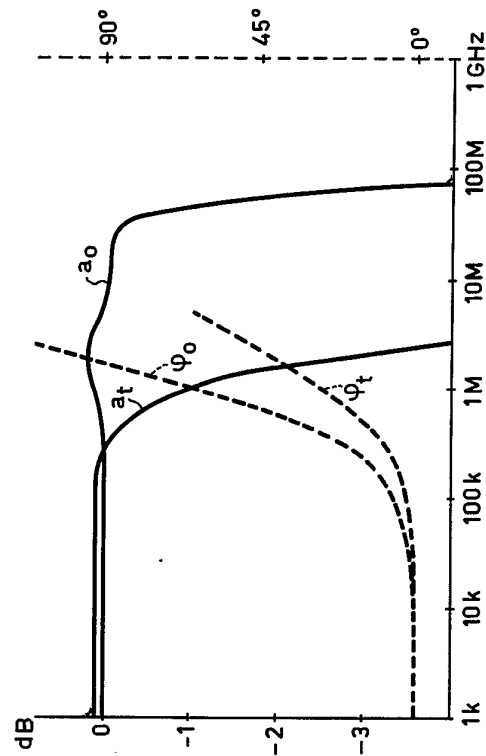


Fig.12

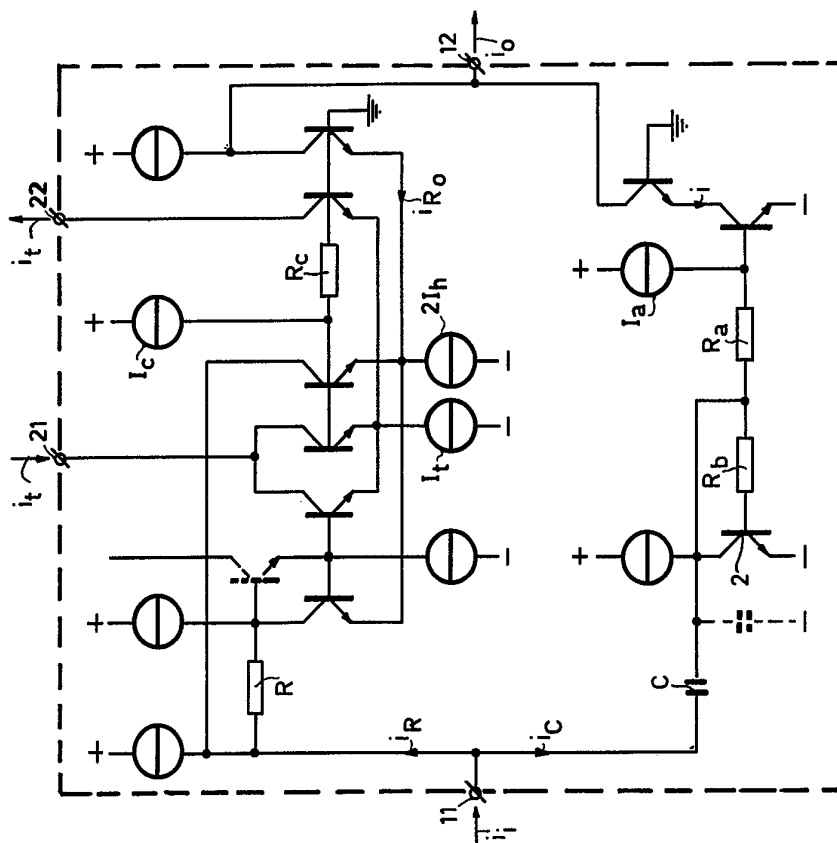


Fig. 11

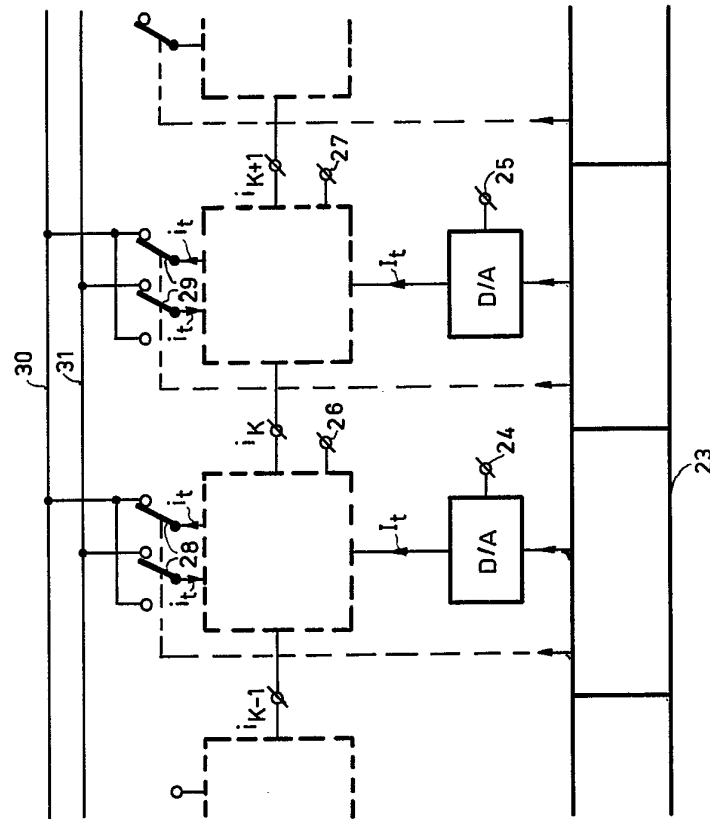


Fig 13