



(19)  
Bundesrepublik Deutschland  
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) DE 600 17 118 T2 2005.10.13

(12)

## Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) EP 1 177 624 B1

(51) Int Cl.<sup>7</sup>: H03H 11/04

(21) Deutsches Aktenzeichen: 600 17 118.3

(86) PCT-Aktenzeichen: PCT/US00/13252

(96) Europäisches Aktenzeichen: 00 935 954.8

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: WO 00/70759

(86) PCT-Anmeldetag: 15.05.2000

(87) Veröffentlichungstag

der PCT-Anmeldung: 23.11.2000

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: 06.02.2002

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: 29.12.2004

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: 13.10.2005

(30) Unionspriorität:

311246 13.05.1999 US

(84) Benannte Vertragsstaaten:

AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT,  
LI, LU, MC, NL, PT, SE

(73) Patentinhaber:

Honeywell Inc., Morristown, N.J., US

(72) Erfinder:

PAGLIOLO, P., Joseph, Columbia Heights, US;  
YATES, B., Steven, Minneapolis, US

(74) Vertreter:

derzeit kein Vertreter bestellt

(54) Bezeichnung: FILTER MIT GESTEUERTEN OFFSETS FÜR AKTIVES FILTER SELEKTIVITÄT UND GESTEUERTEM GLEICHSPANNUNGSOFFSET

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingereicht, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

## Beschreibung

**[0001]** Diese Erfindung betrifft elektronische Filter und genauer elektronische Filter, die ausgewählte Frequenzkomponenten aus Frequenzkomponenten oder Frequenzbändern von einem elektronischen Eingangssignal zurückweisen und den verbleibenden Frequenzkomponenten oder Frequenzbändern gestatten, frei zum Ausgang des Filters hindurchzugehen.

**[0002]** Die meisten elektrischen Systeme beinhalten irgendeine Form eines elektrischen Filters wie etwa einen Tiefpaß-, einen Hochpaß- oder einen Bandpaßfilter. Diese Filter sind häufig unter Verwendung bekannter Kombinationen von Widerständen, Induktoren und/oder Kondensatoren ausgeführt. Typischerweise werden die Filtereigenschaften durch die besondere Konfiguration und die relativen Werte der Widerstände, Induktoren und/oder Kondensatoren gesteuert. Da Widerstände, Induktoren und Kondensatoren alles passive Komponenten sind, weisen herkömmliche Filterschaltkreise wenig oder keine aktive Kontrolle über die Filterungseigenschaften auf. Da kein aktiver Verstärkungsgrad bereitgestellt wird, kann es zusätzlich sein, dass die Werte der passiven Komponenten zusätzlich verhältnismäßig groß sein müssen. Das Aufweisen von passiven Komponenten mit großen Werten, insbesondere Kondensatorkomponenten mit großen Werten, kann die Fläche vergrößern und die Verlässlichkeit und/oder die Leistungsrate des Filters verringern.

**[0003]** Bei Technologien integrierter Schaltungen sind Kondensatoren typischerweise unter Verwendung eines Kondensators vom Gatteroxidtyp gebildet. Gatteroxidkondensatoren beinhalten eine Gatteroxidschicht, die durch eine Trägerschicht und eine Polysilizium-Gatterschicht umhüllt ist. Der Kapazitätswert eines Gatteroxidkondensators wird hauptsächlich durch die Fläche des Polysilizium-Gatterbereichs bestimmt. Selbst wenn die Gatteroxidschicht verhältnismäßig dünn ist, ist das Ausmaß an Kapazität, das pro Einheitsfläche erzeugt werden kann, verhältnismäßig klein. Daher muß die Fläche des Gatteroxidkondensators verhältnismäßig groß sein, um für viele Filteranwendungen einen angemessenen Kapazitätswert zu erzeugen.

**[0004]** Bei vielen Prozessen integrierter Schaltungen kann die Gatteroxidschicht für eine Nadelochung anfällig sein, wobei ein oder mehrere Nadellochdefekte im Gatteroxid den Träger wirksam zur Polysilizium-Gatterschicht kurzschießen. Die Wahrscheinlichkeit, dass in irgendeinem gegebenen Schaltkreis ein Nadelloch vorhanden ist, hängt typischerweise von der gesamten Gatteroxidfläche im Schaltkreis ab. Wenn große Gatteroxidkondensatoren verwendet werden, steigt somit die Wahrscheinlichkeit, dass im Schaltkreis ein oder mehrere Nadel-

löcher vorhanden sind, an und kann die gesamte Verlässlichkeit und/oder die gesamte Leistungsrate des Schaltkreises abnehmen.

**[0005]** Daher wäre es wünschenswert, einen Filter bereitzustellen, der mehr aktive Kontrolle über die Filtereigenschaften bereitstellt. Es wäre auch wünschenswert, einen Filter bereitzustellen, der den Wert von ausgewählten Filterkomponenten und insbesondere von Kondensatorkomponenten auf ein Mindestmaß verringert. Dies kann dabei helfen, die Fläche zu verringern, die Verlässlichkeit und die Leistungsrate zu erhöhen, oder die Leistung des Filters auf andere Weise zu verbessern.

**[0006]** Die vorliegende Erfindung überwindet viele der Nachteile des Stands der Technik, indem sie einen Filter bereitstellt, der eine oder mehrere der Filtereigenschaften aktiv steuert. Die vorliegende Erfindung stellt auch einen Filter bereit, der dabei hilft, die Werte von ausgewählten Filterkomponenten und insbesondere von Kondensatorkomponenten auf ein Mindestmaß zu verringern. Schließlich kann die vorliegende Erfindung verwendet werden, um einen Filter bereitzustellen, der aktiv eine Gleichstromoffsetspannung oder einen -strom aus einem Eingangssignal zurückweist.

**[0007]** Nach der vorliegenden Erfindung ist ein Filter zum Filtern ausgewählter Frequenzen aus einem Differenzeingangssignal bereitgestellt, wobei das Differenzeingangssignal ein positives Eingangssignal und ein negatives Eingangssignal aufweist, wobei der Filter eine erste Frequenz wirksam aus dem Differenzeingangssignal entfernt, während er eine zweite Frequenz wirksam hindurchlässt, wobei der Filter eine positive Eingangsklemme zum Empfangen des positiven Eingangssignals des Differenzeingangssignals und eine negative Eingangsklemme zum Empfangen des negativen Eingangssignals des Differenzeingangssignals aufweist, wobei der Filter ferner Folgendes umfasst:

ein Vergleichsmittel, das einen Eingang zum Vergleichen des positiven Eingangssignals und des negativen Eingangssignals aufweist, und ein Steuersignal bereitstellt, das in einer Beziehung zur Differenz zwischen dem positiven Eingangssignal und dem negativen Eingangssignal steht; und

ein Offsetmittel zum Empfangen des Steuersignals und zum Bereitstellen eines oder mehrerer Offsetsignale an die positive Eingangsklemme und die negative Eingangsklemme des Filters, wobei das eine oder die mehreren Offsetsignale die Differenz zwischen dem positiven Eingangssignal und dem negativen Eingangssignal des Differenzeingangssignals bei der ersten Frequenz wirksam entfernen, und die Differenz zwischen dem positiven Eingangssignal und dem negativen Eingangssignal des Differenzeingangssignals bei der zweiten Frequenz im Wesentlichen nicht beeinflussen.

**[0008]** Nach der vorliegenden Erfindung ist ferner ein Filter zum Filtern ausgewählter Frequenzen aus einem Eingangssignal bereitgestellt, wobei der Filter eine erste Frequenz wirksam aus dem Eingangssignal entfernt, während er eine zweite Frequenz wirksam hindurchlässt, wobei der Filter eine Eingangsklemme zum Empfangen des Eingangssignals aufweist, wobei der Filter Folgendes umfasst:  
ein Steuermittel zum Bereitstellen eines Steuersignals, das in einer Beziehung zur Differenz zwischen dem Eingangssignal und einem Bezugssignal steht; und  
ein Offsetmittel zum Empfangen des Steuersignals, und zum Bereitstellen eines Offsetsignals an die Eingangsklemme des Filters, um das Eingangssignal bei der ersten Frequenz wirksam auszulöschen, während das Eingangssignal bei der zweiten Frequenz im Wesentlichen nicht beeinflusst wird.

**[0009]** In einem veranschaulichenden Beispiel ist ein Filter bereitgestellt, der eine ausgewählte Frequenzkomponente oder ein ausgewähltes Frequenzband aus einem Eingangssignal zurückweist, indem er aktiv ein Offsetsignal bereitstellt, das die zurückgewiesene Frequenzkomponente oder das zurückgewiesene Frequenzband wirksam auslöscht, während den verbleibenden Frequenzbändern oder Frequenzkomponenten gestattet wird, frei zum Ausgang des Filters hindurchzugehen. Es ist ins Auge gefasst, dass ein derartiger Filter entweder ein Hochpaßfilter, ein Tiefpaßfilter oder ein Bandpaßfilter sein kann, und entweder auf ein Eintakt- oder ein Differenzeingangssignal angewendet werden kann. In einem Hochpaßfilter kann das Offsetsignal auch verwendet werden, um aktiv eine Gleichstromoffsetspannung oder einen -strom aus dem Eingangssignal zurückzuweisen.

**[0010]** Für ein Eintakt-Eingangssignal kann der Filter zum Beispiel einen Steuerschaltkreis beinhalten, der ein Steuersignal bereitstellt, das in einer Beziehung zur Amplitude des Eingangssignals steht. Die Amplitude ist typischerweise als die Differenz zwischen dem Eingangssignal und einer Bezugsspannung wie etwa der Erde ausgedrückt. In einer Ausführungsform ist der Steuerschaltkreis ein Pufferschaltkreis, der einen einzelnen Eingangsanschluss zum Empfangen des Eingangssignals aufweist. Der Pufferschaltkreis kann abhängig von der Anwendung umkehrend oder nicht umkehrend sein. Der Steuerschaltkreis kann alternativ ein Differenzverstärkerschaltkreis sein, der einen ersten Eingangsanschluss und einen zweiten Eingangsanschluss aufweist, wobei das Eingangssignal dem ersten Eingangsanschluss bereitgestellt wird, und ein Bezugssignal (z.B. die Erde) dem zweiten Eingangsanschluss bereitgestellt wird.

**[0011]** Es ist auch ein Offsetschaltkreis bereitgestellt, um das Steuersignal zu empfangen und ein

Offsetsignal an die Eingangsklemme des Filters bereitzustellen. Vorzugsweise löscht das Offsetsignal das Eingangssignal bei der ersten Frequenz wirksam aus, während es das Eingangssignal bei der zweiten Frequenz im Wesentlichen nicht beeinflusst. Dies wird vorzugsweise durch Anschließen eines Filters an das Steuersignal erreicht. Der Filter kann entweder innerhalb oder außerhalb des Offsetschaltkreises bereitgestellt sein. In beiden Fällen verhindert der Filter vorzugsweise im Wesentlichen, dass das Steuersignal das Eingangssignal bei der zweiten Frequenz verfolgt, während er dem Steuersignal im Wesentlichen gestattet, das Eingangssignal bei der ersten Frequenz zu verfolgen. Alternativ kann der Filter im Wesentlichen verhindern, dass das Steuersignal das Eingangssignal bei der ersten Frequenz verfolgt, während er im Wesentlichen gestattet, dass das Steuersignal das Eingangssignal bei der zweiten Frequenz verfolgt. Die erste Frequenz kann höher oder niedriger als die zweite Frequenz sein.

**[0012]** Der Offsetschaltkreis kann einen Offsettransistor beinhalten, wobei das Gatter des Transistors das Steuersignal empfängt. Die Quellenelektrode des Offsettransistors kann direkt oder indirekt mit einer Bezugsspannung, wie etwa VDD oder die Erde, gekoppelt sein. Die Abzugselektrode des Offsettransistors kann mit der Eingangsklemme des Filters gekoppelt sein. Bei dieser Konfiguration steuert das Steuersignal die Leitfähigkeit der Offsettransistoren und somit den zum Eingangssignal geführten Offsetstrom.

**[0013]** Um einen Hochpaßfilter zu schaffen, kann der Filter, der an das Steuersignal angeschlossen ist, ein Kondensator sein. Der Kondensator kann zwischen dem Steuersignal und der Erde gekoppelt sein. Bei niedrigen Frequenzen erscheint der Kondensator als eine Unterbrechung und wird das Steuersignal verhältnismäßig unbehindert zum Offsettransistor hindurchgelassen. Demgemäß kann der Offsettransistor einen Offsetstrom bereitstellen, der zum Beispiel das Eingangssignal jedes Mal hochzieht, wenn das Eingangssignal versucht, auf niedrig zu gehen. Alternativ, und abhängig von der relativen Polarität des Steuerschaltkreises und des Offsettransistors, kann der Offsettransistor einen Offsetstrom bereitstellen, der zum Beispiel das Eingangssignal jedes Mal niedrig zieht, wenn das Eingangssignal versucht, auf hoch zu gehen. In beiden Fällen kann das Eingangssignal bei niedrigen Frequenzen in einem Zustand verbleiben.

**[0014]** Wenn die Frequenz über den Hochpaßpol hinaus ansteigt, beginnt der Kondensator, als ein Wechselstromkurzschluss zur Erde zu erscheinen. Daher wird das Steuersignal im Wesentlichen daran gehindert, den Offsettransistor zu erreichen, wodurch die Wirkung des Offsetstroms aus dem Filter entfernt wird.

**[0015]** Es ist ins Auge gefasst, dass der Kondensator jede beliebige Art von Filterschaltkreis sein kann, und eine Ansammlung von Widerständen, Induktoren (oder Gyratoren) und/oder Kondensatoren beinhalten kann. Demgemäß ist ins Auge gefasst, dass das durch den Steuerschaltkreis bereitgestellte Steuersignal unter Verwendung eines Tiefpaßfilters, eines Hochpaßfilters oder eines Bandpaßfilters, welcher auch immer für die besondere Anwendung geeignet ist, gefiltert werden kann.

**[0016]** Wenn der Steuerschaltkreis einen Verstärkungsgrad aufweist, wird die Kapazität, die zum Erreichen des gewünschten Hochpaßpols benötigt wird, verringert. Dies kann die Fläche verringern, die Verlässlichkeit und die Leistungsrate erhöhen oder die Leistung des Filters auf eine andere Weise verbessern. Für ein Differenzeingangssignal kann der Filter zum Beispiel einen Vergleicher zum Vergleichen des positiven und des negativen Eingangssignals des Differenzeingangssignals beinhalten. Der Vergleicher kann ein oder mehrere Steuersignale bereitstellen, die in einer Beziehung zur Differenz zwischen dem positiven und dem negativen Eingangssignal stehen. Ein Offsetschaltkreis empfängt das eine oder die mehreren Steuersignale, und stellt ein oder mehrere Offset von Transistoren mit dem negativen Eingangsanschluss des Differenzverstärkers gekoppelt. Bei dieser Konfiguration steuern die Steuersignale die Offsetströme, die zum positiven Eingangsanschluss und zum negativen Eingangsanschluss des Differenzverstärkers geführt werden.

**[0017]** Um einen Hochpaßfilter zu schaffen, kann ein erster Kondensator zwischen dem Gatter des ersten des Differentialtransistorpaars und der Erde gekoppelt sein, und kann ein zweiter Kondensator zwischen dem Gatter des zweiten des Differentialtransistorpaars und der Erde gekoppelt sein. Vorzugsweise sind der erste Kondensator und der zweite Kondensator paarig, obwohl dies nicht benötigt wird.

**[0018]** Bei niedrigen Frequenzen werden der erste und der zweite Kondensator als Unterbrechungen erscheinen, und wird der Rückkopplungspfad von den Ausgängen des Differenzverstärkers zum Differentialtransistorpaar verhältnismäßig unbehindert sein. Demgemäß kann das Differentialtransistorpaar Offsetströme bereitstellen, die den positiven Eingangsanschluss und den negativen Eingangsanschluss des Differenzverstärkers dazu zwingen, im Wesentlichen gleich zu sein. Wie oben angegeben steuert (z.B. beseitigt) dies nicht nur aktiv den Gleichstromoffset zwischen dem positiven und dem negativen Eingangssignal des Differenzeingangssignals, sondern stellt es auch einen Hochpaßpol bereit.

**[0019]** Wenn die Frequenz über den Hochpaßpol hinaus ansteigt, beginnen der erste und der zweite Kondensator, als Wechselstromkurzschlüsse zur

Erde zu erscheinen. Dies hindert die Wechselstromsteuersignale wirksam daran, die Gatterklemmen des Differentialtransistorpaars zu erreichen, wodurch die Wirkungen des Offsetstroms aus dem Filter entfernt werden.

**[0020]** Es ist ins Auge gefasst, dass der erste und der zweite Kondensator jede beliebige Art von Filterschaltkreis sein kann, und eine Ansammlung von Widerständen, Induktoren (oder Gyratoren) und/oder Kondensatoren beinhalten kann. Demgemäß ist ins Auge gefasst, dass die vom Differenzverstärker an das Differentialtransistorpaar bereitgestellten Steuersignale wie passend unter Verwendung eines Tiefpaßfilters, eines Hochpaßfilters oder eines Bandpaßfilters gefiltert werden können.

**[0021]** Wie oben angegeben weist der Differenzverstärker einen bedeutenden Verstärkungsgrad auf. Dies kann die Kapazität, die benötigt wird, um den gewünschten Hochpaßpol zu erreichen, verringern und dadurch die Fläche verringern und möglicherweise die Verlässlichkeit und die Leistungsrate des Filters erhöhen. Es ist auch eine Anzahl von Verfahren einschließlich Verfahren zum Filtern von Eintakt- und Differenzeingangssignalen ins Auge gefasst. Nach der vorliegenden Erfindung ist ein Verfahren zum Filtern einer ersten Frequenz aus einem Eingangssignal, während einer zweiten Frequenz gestattet wird, verhältnismäßig frei dort hindurchzuverlaufen, bereitgestellt, wobei das Verfahren die folgenden Schritte umfasst:

Bereitstellen eines Steuersignals, das in einer Beziehung zur Differenz zwischen dem Eingangssignal und dem Bezugssignal steht; Filtern des Steuersignals, um im Wesentlichen zu verhindern, dass das Steuersignal die Differenz zwischen dem Eingangssignal und dem Bezugssignal bei der zweiten Frequenz verfolgt, aber im Wesentlichen zu gestatten, dass das Steuersignal die Differenz zwischen dem Eingangssignal und dem Bezugssignal bei der ersten Frequenz verfolgt; und Bereitstellen eines Offsetsignals, das durch das Steuersignal gesteuert wird, um das Eingangssignal wirksam auszulöschen, wobei das Offsetsignal das Eingangssignal nur dann wirksam auslöst, wenn das Steuersignal die Differenz zwischen dem Eingangssignal und dem Bezugssignal im Wesentlichen verfolgt.

#### Kurze Beschreibung der Zeichnungen

**[0022]** Andere Aufgaben der vorliegenden Erfindung und viele der damit verbundenen Vorteile der vorliegenden Erfindung werden leicht erkannt werden, wenn diese unter Bezugnahme auf die folgende ausführliche Beschreibung bei Betrachtung in Verbindung mit den beiliegenden Zeichnungen besser verstanden wird, in denen gleiche Bezugszeichen über die gesamten Figuren hinweg gleiche Teile bezeich-

nen, und worin:

[0023] [Fig. 1](#) ein Schaltplan eines veranschaulichenden aktiv gesteuerten Eintakt-Filters nach der vorliegenden Erfindung ist;

[0024] [Fig. 2](#) ein Schaltplan eines anderen veranschaulichenden aktiv gesteuerten Eintakt-Filters nach der vorliegenden Erfindung ist;

[0025] [Fig. 3](#) ein Schaltplan eines veranschaulichenden aktiv gesteuerten Differenz-Filters nach der vorliegenden Erfindung ist;

[0026] [Fig. 4A](#) bis [Fig. 4C](#) schematische Diagramme sind, die verschiedene veranschaulichende Filterschaltkreise zeigen, welche in Verbindung mit den aktiv gesteuerten Filtern von [Fig. 1](#) bis [Fig. 3](#) verwendet werden können, um das Steuersignal oder die Signale zu filtern;

[0027] [Fig. 5](#) ein Blockdiagramm eines integrierten Direktherunterwandlungs-Schmalband-Frequenzumtastung-Sendeempfängers ist, der die vorliegende Erfindung enthält;

[0028] [Fig. 6](#) ein Blockdiagramm der Basisbandfilter und der Basisbandbegrenzerblöcke von [Fig. 5](#) ist;

[0029] [Fig. 7](#) ein Schaltplan des PREDCC-Blocks von [Fig. 6](#) ist;

[0030] [Fig. 8](#) ein Schaltplan des LPG-Blocks von [Fig. 6](#) ist;

[0031] [Fig. 9](#) ein Schaltplan des GYRA-TORZ-Blocks von [Fig. 6](#) ist;

[0032] [Fig. 10](#) ein Schaltplan des BP2-Blocks von [Fig. 6](#) ist;

[0033] [Fig. 11](#) ein Schaltplan des LIMITER-Blocks von [Fig. 6](#) ist;

[0034] [Fig. 12](#) ein Schaltplan des LIMIN-Blocks von [Fig. 11](#) ist;

[0035] [Fig. 13](#) ein Schaltplan des LIM2-Blocks von [Fig. 11](#) ist; und

[0036] [Fig. 14](#) ein Schaltplan des LIM3-Blocks von [Fig. 11](#) ist.

#### AUSFÜHRLICHE BESCHREIBUNG DER BEVOR-ZUGTEN AUSFÜHRUNGSFORMEN

[0037] Die vorliegende Erfindung stellt einen Filter bereit, der aktiv eine oder mehrere Filtereigenschaften wie etwa die Grenzfrequenz eines ausgewählten Filterpolis steuert, während der Wert ausgewählter

Filterkomponenten wie etwa der Kondensatorkomponenten des Filters auf ein Mindestmaß verringert werden. Dies hilft, die Leistung, die Verlässlichkeit und die Leistungsrate des Filters zu verbessern. Die vorliegenden Erfindung kann auch verwendet werden, um aktiv eine Gleichstromoffsetspannung oder einen -strom aus dem Eingangssignal zurückzuweisen.

[0038] Nach einer ersten veranschaulichenden Ausführungsform der vorliegenden Erfindung weist der Filter eine ausgewählte Frequenzkomponente oder ein ausgewähltes Frequenzband aus einem Eingangssignal zurück, indem er aktiv ein Offsetsignal bereitstellt, das die zurückgewiesene Frequenzkomponente oder das zurückgewiesene Frequenzband wirksam auslöscht, während den verbleibenden Frequenzkomponenten oder Frequenzbändern gestattet wird, frei zum Ausgang des Filters hindurchzugehen. Es ist ins Auge gefasst, dass ein derartiger Filter entweder ein Hochpaßfilter, ein Tiefpaßfilter oder ein Bandpaßfilter sein kann, und entweder auf Eintakt- oder Differenzeingangssignale angewendet werden kann. In einem Hochpaßfilter kann das Offsetsignal auch verwendet werden, um aktiv eine Gleichstromoffsetspannung oder einen -strom aus dem Eingangssignal zurückzuweisen.

[0039] [Fig. 1](#) ist ein Schaltplan eines veranschaulichenden aktiv gesteuerten Eintakt-Filters nach der vorliegenden Erfindung. Ein Eintakt-Eingangssignal **10** wird der Eingangsklemme eines Steuerschaltkreises **12** bereitgestellt. Der Steuerschaltkreis stellt ein Steuersignal **18** bereit. Der Wert des Steuersignals steht vorzugsweise in einer Beziehung zur Amplitude des Eingangssignals **10**. In der gezeigten Ausführungsform ist der Steuerschaltkreis **12** ein Puffer, der einen einzelnen Eingangsanschluss zum Empfangen des Eingangssignals **10** aufweist. Der Puffer kann abhängig von der Anwendung umkehrend oder nicht umkehrend sein.

[0040] Ein Offsetschaltkreis **14** empfängt das Steuersignal **18**, und stellt ein Offsetsignal an die Eingangsklemme des Filters bereit. Das Offsetsignal löscht vorzugsweise das Eingangssignal **10** bei einer ersten Frequenz aus, und beeinflusst das Eingangssignal **10** bei einer zweiten Frequenz im Wesentlichen nicht. In der gezeigten Ausführungsform ist der Offsetschaltkreis **14** ein n-Kanal-Offsettransistor, der ein Gatter, eine Abzugselektrode und eine Quellenelektrode aufweist. Das Gatter des Offsettransistors empfängt das Steuersignal **18**. Die Quellenelektrode des Offsettransistors ist mit der Erde gekoppelt. Die Abzugselektrode des Offsettransistors ist mit der Eingangsklemme des Filters gekoppelt. Bei dieser Konfiguration verfügt das Steuersignal **18** über eine direkte Kontrolle über den Offsetstrom, der zur Eingangsklemme geführt wird.

[0041] Um eine Filterungsfunktion bereitzustellen,

ist eine vorherbestimmte Last oder ein Filter **16** an das Steuersignal **18** angeschlossen. Die Last oder der Filter **16** ist außerhalb des Hauptsignalpfads von  $V_{ein}$  zu  $V_{aus}$  angeschlossen. In der gezeigten Ausführungsform weist die Last oder der Filter **16** wie gezeigt vorzugsweise zwei Klemmen "A" und "B" auf.

**[0042]** Für einen Hochpaßfilter kann die Last oder der Filter **16** einen Kondensator **22** beinhalten, der zwischen dem Steuersignal **18** und einer Bezugsspannung wie etwa der Erde gekoppelt ist. Bei niedrigen Frequenzen erscheint der Kondensator **22** als eine Unterbrechung, und verläuft das Steuersignal **18** verhältnismäßig unbehindert zum Offsetschaltkreis **14**. Demgemäß kann der Offsetschaltkreis **14** einen Offsetstrom bereitstellen, der zum Beispiel das Eingangssignal jedes Mal niedrig zieht, wenn das Eingangssignal versucht, auf hoch zu gehen (oder umgekehrt, abhängig von der Polarität des Puffers **12** und der Offsettransistoren **14**). Somit kann das Eingangssignal an die Eingangsklemme **10** gezwungen werden, bei niedrigen Frequenzen in einem Zustand zu verbleiben.

**[0043]** Wenn die Frequenz über den Hochpaßpol hinaus ansteigt, beginnt der Kondensator **22**, als ein Wechselstromkurzschluss zur Erde zu erscheinen. Als solches wird das Wechselstromsteuersignal **18** im Wesentlichen daran gehindert, den Offsetschaltkreis **14** zu erreichen. Im Wesentlichen erhöht der Kondensator **22** die Zeitkonstante, die mit dem Steuersignal **18** verbunden ist, so dass sie viel länger als die Schaltgeschwindigkeit des Eingangssignals **10** ist. Demgemäß kann der Offsetschaltkreis **14** bei hohen Frequenzen wenig oder keine Wirkung auf das Eingangssignal **10** aufweisen.

**[0044]** Es ist ins Auge gefasst, dass der Kondensator **22** jede beliebige Art von Filter sein kann, und eine Kombination von Widerständen, Induktoren (oder Gyratoren) und/oder Kondensatoren beinhalten kann. Demgemäß ist ins Auge gefasst, dass das Steuersignal **18** unter Verwendung eines Tiefpaßfilters, eines Hochpaßfilters oder eines Bandpaßfilters, welcher auch immer für die besondere Anwendung geeignet ist, gefiltert werden kann. Ein veranschaulichender Tiefpaßfilter ist in [Fig. 4A](#) gezeigt, ein veranschaulichender Hochpaßfilter ist in [Fig. 4B](#) gezeigt, und ein veranschaulichender Bandpaßfilter ist in [Fig. 4C](#) gezeigt. Jeder dieser Filterschaltkreise wird nachstehend ausführlicher beschrieben.

**[0045]** Wenn der Steuerschaltkreis **12** einen Verstärkungsgrad aufweist, wird schließlich die Kapazität, die zum Erreichen des gewünschten Hochpaßpols benötigt wird, verringert. Dies kann die Fläche verringern, die Verlässlichkeit und die Leistungsraten erhöhen, oder die Leistung des Filters auf eine andere Weise verbessern. [Fig. 2](#) ist ein Schaltplan eines anderen veranschaulichenden aktiv gesteuerten Ein-

takt-Filters nach der vorliegenden Erfindung. In dieser Ausführungsform wird das Eintakt-Eingangssignal **40** einem ausgewählten Eingang eines Differenzverstärkers **42** bereitgestellt. Der andere Eingang des Differenzverstärkers ist mit einer Bezugsspannung **46** wie etwa der Erde gekoppelt. Bei dieser Konfiguration stellt der Differenzverstärker **42** ein Steuersignal **48** bereit, das in einer Beziehung zur Differenz zwischen dem Eintakt-Eingangssignal und der Bezugsspannung **46** steht.

**[0046]** Das Steuersignal **48** wird zu einem Offsetschaltkreis **50** geleitet. In der gezeigten Ausführungsform ist der Offsetschaltkreis **50** ein p-Kanal-Offsettransistor, der ein Gatter, eine Abzugselektrode und eine Quellenelektrode aufweist. Das Gatter des Offsettransistors **50** empfängt das Steuersignal **48**. Die Quellenelektrode des Offsettransistors **50** ist mit VDD gekoppelt. Die Abzugselektrode des Offsettransistors **50** mit dem Eingangssignal **40** gekoppelt. Bei dieser Konfiguration steuert das Steuersignal den Offsetstrom, der zum Eingangssignal **40** geführt wird.

**[0047]** Um eine Filterfunktion bereitzustellen, ist eine vorherbestimmte Last oder ein Filter **52** an das Steuersignal **48** angeschlossen. Um einen Hochpaßfilter zu schaffen, kann ein Kondensator **56** zwischen dem Steuersignal **48** und einer Bezugsspannung wie etwa VDD gekoppelt sein. Bei niedrigen Frequenzen erscheint der Kondensator **56** als eine Unterbrechung, und verläuft das Steuersignal **48** verhältnismäßig unbehindert zum Offsetschaltkreis **50**. Demgemäß kann der Offsetschaltkreis **50** einen Offsetstrom bereitstellen, der zum Beispiel das Eingangssignal jedes Mal hochzieht, wenn das Eingangssignal versucht, auf niedrig zu gehen (oder umgekehrt, abhängig von der Polarität des Puffers **42** und der Offsettransistoren **50**). Somit kann das Eingangssignal **40** bei niedrigen Frequenzen in einem Zustand verbleiben.

**[0048]** Wenn die Frequenz über den Hochpaßpol hinaus ansteigt, beginnt der Kondensator **56**, als ein Wechselstromkurzschluss zu VDD zu erscheinen. Als solches wird das Wechselstromsteuersignal **48** im Wesentlichen daran gehindert, den Offsetschaltkreis **50** zu erreichen. Im Wesentlichen erhöht der Kondensator **56** die Zeitkonstante, die mit dem Steuersignal **48** verbunden ist, so dass sie viel länger als die Schaltgeschwindigkeit des Eingangssignals **40** ist. Demgemäß kann der Offsetschaltkreis **50** wenig oder keine Wirkung auf das Eingangssignal **40** aufweisen.

**[0049]** Wie bei [Fig. 1](#) ist ins Auge gefasst, dass der Kondensator **56** jede beliebige Art von Filterschaltkreis sein kann, und eine Ansammlung von Widerständen, Induktoren (oder Gyratoren) und/oder Kondensatoren beinhalten kann. Demgemäß ist ins Auge gefasst, dass das Steuersignal **48** unter Verwendung

eines Tiefpaßfilters, eines Hochpaßfilters oder eines Bandpaßfilters, welcher auch immer für die besondere Anwendung geeignet ist, gefiltert werden kann.

[0050] [Fig. 3](#) ist ein Schaltplan eines veranschaulichenden aktiv gesteuerten Differenz-Filters nach der vorliegenden Erfindung. In dieser Ausführungsform nimmt der Filter ein Differenzeingangssignal **70** an, das ein positives Eingangssignal **72** und ein negatives Eingangssignal **74** aufweist. Ein Vergleicher **76** vergleicht das positive Eingangssignal **72** und das negative Eingangssignal **74** und stellt ein oder mehrere Steuersignale **78** und **80** an einen Offsetschaltkreis **98** bereit. Die Steuersignale **78** und **80** stehen vorzugsweise in einer Beziehung zur Differenz zwischen dem positiven und dem negativen Eingangssignal **72** und **74**. Der Offsetschaltkreis **98** empfängt das eine oder die mehreren Steuersignale **78** und **80**, und stellt über Schnittstellen **94** bzw. **96** ein oder mehrere Offsetsignale an das positive Eingangssignal **72** und das negative Eingangssignal **74** bereit.

[0051] Vorzugsweise entfernen die Offsetsignale die Differenz zwischen dem positiven Eingangssignal **72** und dem negativen Eingangssignal **74** des Differenzeingangssignals bei einer ersten Frequenz wirksam, und weisen sie bei einer zweiten Frequenz im Wesentlichen keine Wirkung auf die Differenz zwischen dem positiven Eingangssignal **72** und dem negativen Eingangssignal **74** des Differenzeingangssignals auf. Wenn die zweite Frequenz höher als die erste Frequenz ist, kann der sich ergebene Filter ein Hochpaßfilter sein. Wenn die zweite Frequenz niedriger als die erste Frequenz ist, kann der sich ergebende Filter ein Tiefpaßfilter sein.

[0052] Wenn die Offsetsignale an den Schnittstellen **94** und **96** die Differenz zwischen dem positiven Eingangssignal **72** und dem negativen Eingangssignal **74** bei einer niedrigen Frequenz wirksam entfernen, wird jedweder Gleichstromoffset im Differenzeingangssignal **70** ebenfalls aktiv entfernt werden. So mit kann die vorliegende Erfindung jedweden Gleichstromoffset in einem Eingangssignal aktiv entfernen, während gleichzeitig aktiv ein oder mehrere Filterpole bereitgestellt werden.

[0053] Der Vergleicher **76** ist vorzugsweise ein Differenzverstärker, der einen positiven Eingangsanschluss, einen negativen Eingangsanschluss, einen positiven Ausgangsanschluss und einen negativen Ausgangsanschluss aufweist. Der Offsetschaltkreis **98** kann ein Differentialtransistorpaar **82** und **84** aufweisen, von denen jeder ein Gatter aufweist. Wie gezeigt ist das Gatter eines ersten **82** des Differentialtransistorpaars mit dem positiven Ausgangsanschluss des Differenzverstärkers **76** gekoppelt, und ist das Gatter eines zweiten **84** des Differentialtransistorpaars mit dem negativen Ausgangsanschluss des Differenzverstärkerschaltkreises **76** gekoppelt.

Die Quellenelektrodenklemmen des ersten Transistors **82** und des zweiten Transistors **84** des Differentialtransistorpaars sind vorzugsweise direkt oder indirekt mit einer Bezugsspannung wie etwa VDD gekoppelt. Die Abzusselektrode des ersten Transistors **82** kann mit dem positiven Eingangssignal **72** gekoppelt sein. In der gleichen Weise kann die Abzusselektrode des zweiten Transistors **84** mit dem negativen Eingangssignal **74** gekoppelt sein. Bei dieser Konfiguration steuern die Steuersignale **78** und **80** die zum positiven Eingangssignal **72** und zum negativen Eingangssignal **74** geführten Offsetströme.

[0054] Um einen Hochpaßfilter zu schaffen, ist ein erster Kondensator **90** mit dem ersten Steuersignal **78** gekoppelt, und ist ein zweiter Kondensator **92** mit dem zweiten Steuersignal **80** gekoppelt. Vorzugsweise sind der erste Kondensator **90** und der zweite Kondensator **92** paarige Kondensatoren, obwohl dies nicht benötigt wird.

[0055] Bei niedrigen Frequenzen werden der erste und der zweite Kondensator **90** und **92** als Unterbrechungen erscheinen, und wird der Rückkopplungsweg vom Differenzverstärker **76** zum Differentialtransistorpaar **82** und **84** verhältnismäßig unbehindert sein. Demgemäß stellt das Differentialtransistorpaar **82** und **84** Offsetströme bereit, die das positive Eingangssignal **72** und das negative Eingangssignal **74** zwingen, bei niedrigen Frequenzen im Wesentlichen gleich zu sein. Dies stellt nicht nur einen Hochpaßpol bereit, sondern steuert (z.B. beseitigt) auch aktiv den Gleichstromoffset zwischen dem positiven und dem negativen Eingangssignal **72** und **74** des Differenzeingangssignals **70**.

[0056] Wenn die Frequenz über den Hochpaßpol hinaus ansteigt, beginnen der erste und der zweite Kondensator **90** und **92**, als Wechselstromkurzschlüsse zur Erde zu erscheinen. Dies hindert die Wechselstromsteuersignale wirksam daran, die Gatterklemmen des Differentialtransistorpaars **82** und **84** zu erreichen. Das Differentialtransistorpaar kann daher den gleichen Offsetstrom an das positive Eingangssignal **72** und das negative Eingangssignal **74** bereitstellen, wodurch die Wirkungen des Offsetstroms bei hohen Frequenzen entfernt werden.

[0057] Es ist ins Auge gefasst, dass der erste und der zweite Kondensator **90** und **92** jede beliebige Art von Filter sein kann, und eine Kombination von Widerständen, Induktoren (oder Gyratoren) und/oder Kondensatoren beinhalten kann. Unter Verwendung dieser Elemente ist ins Auge gefasst, dass die Steuersignale **78** und **80** unter Verwendung eines Tiefpaßfilters, eines Hochpaßfilters oder eines Bandpaßfilters gefiltert werden können.

[0058] [Fig. 4A](#) bis [Fig. 4C](#) sind Schaltpläne, die verschiedene veranschaulichende Filterschaltkreise zei-

gen, die in Verbindung mit den aktiv gesteuerten Filtern von [Fig. 1](#) bis [Fig. 3](#) verwendet werden können, um das Steuersignal oder die Steuersignale zu filtern. Es sind dies nur veranschaulichende Filterschaltkreise, und andere Filterschaltkreise sind ins Auge gefasst. Jeder der veranschaulichenden Filterschaltkreise weist Klemmen "A" und "B" auf, die den Klemmen "A" und "B" von [Fig. 1](#) bis [Fig. 3](#) entsprechen.

**[0059]** [Fig. 4A](#) zeigt einen veranschaulichenden Tiefpaßfilter **100**, der einen Induktor (oder Gyrator) **102**, welcher zwischen den Klemmen "A" und "B" angeschlossen ist, und einen Kondensator **104**, welcher zwischen der Klemme "B" und der Erde angeschlossen ist, beinhaltet. Der Tiefpaßpol des Tiefpaßfilters **100** ist durch den Wert des Induktors **102** und des Kondensators **104** definiert.

**[0060]** [Fig. 4B](#) zeigt einen veranschaulichenden Hochpaßfilter **106**, der einen Kondensator **108**, welcher zwischen den Klemmen "A" und "B" angeschlossen ist, und einen Induktor (oder Gyrator) **110**, welcher zwischen der Klemme "B" und der Erde angeschlossen ist, beinhaltet. Der Hochpaßpol des Hochpaßfilters **106** ist durch den Wert des Kondensators **108** und des Induktors **110** definiert.

**[0061]** [Fig. 4C](#) zeigt einen veranschaulichenden Bandpaßfilter **120**. Der Bandpaßfilter **120** beinhaltet einen in Reihe mit einem Kondensator **124** befindlichen Induktor (oder Gyrator) **122**, die beide zwischen den Klemmen "A" und "B" angeschlossen sind. Der Bandpaßfilter **120** beinhaltet auch einen parallel mit einem Kondensator **128** befindlichen Induktor (oder Gyrator) **126**, die beide zwischen der Klemme "B" und der Erde angeschlossen sind. Der Tiefpaßpol und der Hochpaßpol des Bandpaßfilters **120** sind durch die Werte der Induktoren **122** und **126** und der Kondensatoren **124** und **128** definiert.

**[0062]** [Fig. 5](#) ist ein Blockdiagramm eines integrierten Direktherunterwandlungs-Schmalband-FSK-Sendeempfängers **210**, der die vorliegende Erfindung enthält. Der Schmalband-FSK-Sendeempfänger **210** beinhaltet sowohl eine Sende- als auch eine Empfangsfunktion, vorzugsweise auf einem einzelnen Träger mit minimaler Verwendung externer Komponenten. Bei Verwendung stellt der Schmalband-FSK-Sendeempfänger **210** eine Halbduplexsendeempfängerfunkdatenverbindung bereit, die zu statistischen Frequenzspreizungssendungen fähig ist.

**[0063]** Zwei oder mehr Schmalband-Sendeempfänger **210** können verwendet werden, um ein drahtloses Datenkommunikationsnetz zu bilden. Da jeder Schmalband-FSK-Sendeempfänger **210** sowohl eine Sende- als auch eine Empfangsfunktion beinhaltet, ist eine bidirektionale Sendung möglich. Eine bidirektionale Sendung gestattet, dass Datenübertragungen

bestätigt werden, wodurch die Verlässlichkeit der Verbindung abhängig vom Zugangssteuerungsalgorithmus, der durch den Benutzer ausgeführt wird, bis auf nahezu 100 Prozent erhöht wird.

**[0064]** Der grundlegende Aufbau des Schmalband-FSK-Sendeempfängers **210** ist in [Fig. 5](#) gezeigt. Vom Chip gesonderte Komponenten können einen Quarzkristall (der mit einem Anwendungsmikroprozessor geteilt sein kann), Vorfeld-LC-Anpassungs- und Filterungskomponenten, LC-Schaltkreise zum Abstimmen des Phasenregelkreises (PLL)/spannungsgesteuerten Oszillators (VCO) **212**, einige externe Kondensatoren zum Filtern des Netzausches, eine gedruckte Schalplatte (PCB), eine Antenne **214** und eine Leistungsquelle beinhalten. Der Einzelchip-Schmalband-FSK-Sendeempfänger **210** ist für die Frequenzbänder von 418 MHz, 434,92 MHz, 868 bis 870 MHz, und 902 bis 928 MHz bestimmt.

**[0065]** Die Empfängergestaltung beruht auf dem Prinzip der direkten Herunterwandlung, das das Eingangssignal unter Verwendung eines Empfangsoszillators bei der Trägerfrequenz direkt auf das Basisband herunter mischt. Das Prinzip der direkten Herunterwandlung ist in "Design Considerations for Direct-Conversion Receivers" von Behzad Rasavi, IEEE Transactions On Circuits and Systems – II: Analog and Digital Signal Processing, Band 44, Nr. 6, Juni 1997, besprochen. In einem Direktherunterwandlungsalgorithmus sind zwei vollständige Signalfäde einschließlich eines I-Kanals **240** und eines Q-Kanals **242** bereitgestellt, wobei der Q-Kanal **242** eine Phasenverschiebung um 90 Grad in Bezug auf den I-Kanal **240** aufweist. Der I-Kanal **240** und der Q-Kanal **242** werden verwendet, um das empfangene Signal zu demodulieren.

**[0066]** Demgemäß wird das empfangene Signal zuerst einem rauscharmen Verstärker (LNA) **220** bereitgestellt. Der LNA **220** beinhaltet vorzugsweise einen Kompensationsschaltkreis, der ausgewählte Vorspannungspegel innerhalb des LNA **220** als Reaktion auf Schwankungen in der Versorgungsspannung aktiv ausgleicht, wie in der US-Patentanmeldung mit der Seriennummer 09/311234, die mit "Compensation Mechanism For Compensating Bias Levels Of An Operation Circuit In Response To Supply Voltage Changes" betitelt ist und hierin als Verweis aufgenommen wurde, ausführlicher beschrieben ist. Der LNA **220** treibt ein Quadraturmischerpaar **222** und **224** differentiell. Wie oben angegeben ist das Eingangssignal, das dem Mischer **224** bereitgestellt wird, in Bezug auf das Eingangssignal das dem Mischer **222** bereitgestellt wird, um 90 Grad phasenverschoben.

**[0067]** Der PLL-Synthetisator/(VCO) **212** stellt den Mischern **222** und **224** über Schnittstellen **216** bzw.

**218** Empfangssoszillator(LO)signale in Phasenquadratur bereit. Der Mischer **222** mischt das nicht phasenverschobene LO-Signal mit dem Eingangssignal, während der Mischer **224** das um 90 Grad phasenverschobene LO-Signal mit dem gleichen Eingangssignal mischt. Nach der vorliegenden Erfindung beinhaltet die Mischer **222** und **224** vorzugsweise auch einen Kompensationsschaltkreis, der ausgewählte Vorspannungspegel als Reaktion auf Schwankungen in der Netzspannung aktiv ausgleicht, wie in der US-Patentanmeldung mit der Seriennummer 09/311234, die mit "Compensation Mechanism For Compensating Bias Levels Of An Operation Circuit In Response To Supply Voltage Changes" betitelt ist, ausführlicher beschrieben ist.

**[0068]** Die Differenzausgangssignale des Mischers **222** und des Mischers **224** werden zwei identische Signalkanäle in Quadraturphase, den I-Kanal **240** und den Q-Kanal **242**, hinunter bereitgestellt. Der I-Kanal **240** beinhaltet einen Basisbandfilterblock **226**, und der Q-Kanal **242** beinhaltet einen Basisbandfilterblock **228**. Jeder Basisbandfilterblock kann einen Einzelpol-Tiefpaßfilter gefolgt von einem Filter zweiter Ordnung (mit zwei Gleichstromnähe-Hochpaßpolen und zwei Breitband-Tiefpaßpolen) und einem Gyratorfilter beinhalten. Der Hauptkanalfilter jedes Basisbandfilterblocks ist der Gyratorfilter, der vorzugsweise eine Gyrator-Kondensator-Ausführung eines siebenpoligen elliptischen Tiefpaßfilters beinhaltet. Ein bevorzugter siebenpoliger elliptischer Tiefpaßfilter ist in der US-Patentanmeldung mit der Seriennummer 09/311105, die mit "Differential Filter with Gyrator" betitelt ist, beschrieben. Der elliptische Filter verringert die gesamte Kapazität, die für eine gegebene Trennschärfe und einen gegebenen Dynamikbereich erforderlich ist, auf ein Mindestmaß. In einer bevorzugten Ausführungsform kann die Tiefpaß-Gyrator-Grenzfrequenz durch einen externen Widerstand reguliert werden.

**[0069]** Der I-Kanal **240** kann auch einen Begrenzerblock **230** beinhalten, und der Q-Kanal **242** kann einen Begrenzerblock **232** beinhalten. Die Begrenzerblöcke **230** und **232** begrenzen vorzugsweise die Amplituden der entsprechenden Signale, um die Amplitudeneinformationen zu entfernen, bevor die Signale dem Demodulator **250** bereitgestellt werden. Zumindest einer der Begrenzerblöcke **230** und **232** kann ein RSSI(Empfangssignalstärkeindikator)-Ausgangssignal enthalten, das für eine Vorwärts-und-Rückwärts-Verbindungsleistungsverwaltung für DSSS-Anwendungen oder zum Demodulieren von ASK(Amplitudenumtastungs)- oder OOK(Ein-Aus-Tastungs)-Signale verwendet werden kann. Eine derartiger Leistungsverwaltungsansatz ist in der US-Patentanmeldung mit der Seriennummer 09/311250, die mit "Wireless System With Variable Learned-In Transmit Power" betitelt ist, beschrieben. Das RSSI-Signal kann auch durch AFC (automati-

sche Frequenzregelungs-Frequenzverfolgung) oder AGC (automatische Verstärkungsgradregelungs-Dynamikbereichserhöhung) oder beide verwendet werden.

**[0070]** Der Demodulator **250** kombiniert und demoduliert die Ausgangssignale des I- und des Q-Kanals, um ein digitales Datenausgangssignal **252** zu erzeugen. Dabei stellt der Demodulator **250** die relative Phasendifferenz zwischen den Signalen des I- und des Q-Kanals fest. Wenn das Signal des I-Kanals dem Signal des Q-Kanals vorangeht, liegt die FSK-Tonfrequenz über der Tonfrequenz, was einen Datenzustand "1" angibt. Wenn das Signal des I-Kanals dem Signal des Q-Kanals nacheilt, liegt die FSK-Tonfrequenz unter der Tonfrequenz, was einen Datenzustand "0" angibt. Das digitalisierte Ausgangssignal **252** des Empfängers wird über einen CMOS-Pegel-Wandler **256** und einen CMOS-Ausgangsseriodatenblock **258** einem Steuerblock **254** bereitgestellt.

**[0071]** Der Sender des Schmalband-FSK-Sendeempfängers **210** beinhaltet einen PLL-Frequenzsynthesizer und einen Leistungsverstärker **260**. Eine bevorzugte Ausführung des Leistungsverstärkers **260** ist in der ebenfalls anhängigen US-Patentanmeldung mit der Seriennummer 09/311242, die mit "Output Buffer With Independently Controllable Current Mirror Legs" betitelt ist, gezeigt und beschrieben. Der Frequenzsynthesizer kann einen spannungsgesteuerten Oszillatator (VCO) **212**, einen Quarzoszillatator, einen Vorteiler, eine Anzahl von programmierbaren Frequenzteilern, und einen Phasendetektor beinhalten. Ein Schleifenfilter, der ein einfacher passiver Schaltkreis sein kann, kann zur Flexibilität ebenfalls extern vom Chip bereitgestellt werden. Der VCO **212** stellt vorzugsweise einen oder mehrere auf Chip befindliche Varaktoren bereit. In einer Ausführungsform beinhaltet der VCO **212** einen Hochabstimmungs-empfindlichkeitsvaraktor für Breitbandmodulation und einen Niedrigabstimmungsempfindlichkeitsvaraktor für Schmalbandmodulation bereit. Der Modulationsvaraktor, der gewählt wird, hängt von der besonderen Anwendung ab. Die Modulationsvaraktoren werden verwendet, um einen seriellen Datenstrom auf eine gewählte Trägerfrequenz zu modulieren. Das modulierte Signal wird dem Leistungsverstärker **260** bereitgestellt, der die externe Antenne **214** antriebt.

**[0072]** Vorzugsweise kann der Ausgangspegel des Leistungsverstärkers **260** über eine Schnittstelle **255** durch den Steuerblock **254** gesteuert werden. Dies gestattet einem sendenden Schmalband-FSK-Sendeempfänger **210**, ein Signal bei einem verhältnismäßig niedrigen Leistungspegel zu senden, um Systemleistung zu bewahren. Wenn eine Bestätigung von einem empfangenden Schmalband-FSK-Sendeempfänger empfangen wird, ist die

Übertragung abgeschlossen. Wenn jedoch keine Bestätigung empfangen wird, kann der sendende Schmalband-FSK-Sendeempfänger den Leistungspegel des Leistungsverstärkers **260** erhöhen. Wenn immer noch keine Bestätigung von einem empfangenden Schmalband-FSK-Sendeempfänger empfangen wird, kann der sendende Schmalband-FSK-Sendeempfänger den Leistungspegel des Leistungsverstärkers **260** erneut erhöhen. Dies kann wiederholt werden, bis eine Bestätigung empfangen wird, oder der höchste Leistungspegel des Leistungsverstärkers **260** erreicht ist. Eine nähere Begründung hiervon und andere Leistungsverwaltungsalgorithmen sind in der ebenfalls anhängigen US-Patentanmeldung mit der Seriennummer 09/311250, die mit "Wireless System With Variable Learned-In Transmit Power" betitelt ist, beschrieben.

**[0073]** Ein serieller peripherer Schnittstellen(SPI)-Bus **262** mit vier Stiften wird verwendet, um die internen Konfigurationsregister des Steuerblocks **254** zu programmieren und auf das Sende(Tx)-FIFO **264** und das Empfangs(Rx)-FI-FO **266** zuzugreifen. Während eines Sendebetriebs werden Datenbytes über den SPI-Bus **262** in das Tx-FIFO **264** geschrieben. Der Steuerblock **254** liest die Daten vom Tx-FIFO **264** und verschiebt die Daten unter Zusatz von Start- und Stopbits seriell zur Modulation zum VCO **212**. Wie oben angegeben stellt der VCO **212** dann das modulierte Signal dem Leistungsverstärker **260** bereit, der die externe Antenne **214** antreibt.

**[0074]** Während eines Empfangsbetriebs wird das Signal wie oben beschrieben dem LNA **220**, den I-Kanal **240** und den Q-Kanal **242** hinunter, und schließlich dem Demodulator **250** bereitgestellt. Das demodulierte Signal wird dann überabgetastet, um die Start- und Stopbits zur Synchronisation festzustellen. Nachdem ein vollständiges Byte einschließlich der entsprechenden Start- und Stopbits seriell gesammelt wurde, wird das Byte zum Rx-FIFO **266** übertragen. Der Steuerblock **254** erkennt, wann das Rx-FIFO **266** Daten aufweist, und sendet auf dem SPI-Bus **262** ein SPI-Unterbrechungssignal, das angibt, dass das Rx-FIFO **266** bereit ist, durch einen externen Prozessor oder dergleichen (nicht gezeigt) gelesen zu werden.

**[0075]** [Fig. 6](#) ist ein Blockdiagramm des Basisbandfilterblocks und des Basisbandbegrenzerblocks, die im I- und im Q-Kanal von [Fig. 5](#) verwendet werden. Wie oben angegeben werden die Differenzausgangssignale des Mischers **222** und des Mischers **224** von [Fig. 5](#) in Quadraturphase zwei identischen Signalkanälen einschließlich des I-Kanals **240** und des Q-Kanals **242** bereitgestellt. Der I-Kanal **240** beinhaltet den Basisbandfilterblock **226** gefolgt vom Basisbandbegrenzerblock **230**. Der Q-Kanal **242** beinhaltet den Basisbandfilterblock **228** gefolgt vom Basisbandbegrenzerblock **232**.

**[0076]** Unter spezieller Bezugnahme auf [Fig. 6](#) beinhaltet jeder Basisbandfilterblock **226** und **228** einen Einzelpol-Tiefpaßfilter, einen Filter zweiter Ordnung (mit zwei Gleichstromnähe-Hochpaßpolen und zwei Breitband-Tiefpaßpolen) und einen Gyratorfilter. Die PREDCC-Blöcke **300I** und **300Q** beinhalten einen der Gleichstromnähe-Hochpaßpole und einen der Breitband-Tiefpaßpole des Filters zweiter Ordnung. Die LPG(Tiefpaßverstärkungsgrad)-Stufen **302I** und **302Q** beinhalten den Einzelpol-Tiefpaßfilter. Die BP2(Bandpaß-2)-Stufen **304I** und **304Q** beinhalten den anderen der Gleichstromnähe-Hochpaßpole und den anderen der Breitband-Tiefpaßpole des Filters zweiter Ordnung. Schließlich beinhalten die GYRATORZ-Blöcke **306I** und **306Q** eine differentielle Gyrator-Kondensator-Ausführung eines siebenpoligen elliptischen Tiefpaßfilters. Ein bevorzugter siebenpoliger elliptischer Tiefpaßfilter ist in der US-Patentanmeldung mit der Seriennummer 09/311105, die mit "Differential Filter with Gyrator" betitelt ist, beschrieben.

**[0077]** Die Begrenzerblöcke **230** und **232** begrenzen vorzugsweise die Amplituden der entsprechenden Signale, um die Amplitudeninformationen zu entfernen, bevor die Signale dem Demodulator **250** von [Fig. 5](#) bereitgestellt werden. Der Basisbandbegrenzer **230** beinhaltet einen Differenzbegrenzer **310I** und der Basisbandbegrenzer **232** beinhaltet einen Differenzbegrenzer **310Q**. BUFA-Blöcke **312I**, **312Q**, **314I** und **314Q** puffern die entsprechenden Zwischendifferenzsignale.

**[0078]** Es ist ins Auge gefasst, dass der Verstärkungsgrad durch die Basisbandfilterblöcke **226** und **228** und die Begrenzerblöcke **230** und **232** 1.000 überschreiten kann. Bei derartigen Anwendungen mit hohem Verstärkungsgrad ist es häufig wünschenswert, vor der Verstärkung jedweden Gleichstromoffset aus dem Differenzeingangssignal zu entfernen. Bei der vorliegenden Erfindung beinhalten die PRED-CC-Blöcke **300I** und **300Q**, die PB2-Blöcke **304I** und **304Q** und die LIMITER-Blöcke **310I** und **310Q** jeweils einen Gleichstromoffset-Auslöschungsschaltkreis nach der vorliegenden Erfindung. Der Gleichstromoffset-Auslöschungsschaltkreis stellt aktiv einen Gleichstromnähe-Hochpaßpol bereit, und löscht auch aktiv den Gleichstromoffset aus, bevor er das Signal zur nächsten nachfolgenden Stufe sendet. Dies ist wünschenswert, um zu verhindern, dass große Signale außerhalb des Bands wie etwa Gleichstromoffsets die gewünschten Signale innerhalb des Bands mit niedrigem Pegel unterdrücken.

**[0079]** [Fig. 7](#) ist ein Schaltplan eines der PRED-CC-Blöcke von [Fig. 6](#). Das Differenzeingangssignal wird einer Faltkaskadeneingangsstufe **330** bereitgestellt. Die Faltkaskadeneingangsstufe wandelt die Differenzeingangsspannung an Eingangsklemmen **332** und **334** in einen Differenzstrom durch Lastwi-

derstände **336** und **338** um. Der Verstärkungsgrad der Eingangsstufe wird durch den Wert der Lastwiderstände **336** und **338** bestimmt. Der Differenzstrom durch die Lastwiderstände **336** und **338** stellt eine Differenzausgangsspannung an Ausgangsklemmen **340** und **342** bereit. Das Eingangspaar **335** und **337** des Faltkaskadenverstärkers stellt auch eine "hyperbolische Begrenzung" bereit, um beim Verhindern, dass die Eingangsstufe **330** gesättigt wird, wenn durch den Mischer große Eingangssignale bereitgestellt werden, zu helfen.

**[0080]** Kondensatoren **344** und **346** stellen einen Breitband-Tiefpaßpol bereit. Der Wert der Kondensatoren **344** und **346** bestimmt die Grenzfrequenz des Tiefpaßpols. Durch den Tiefpaßpol, der durch die Kondensatoren **344** und **346** bereitgestellt ist, werden die außerhalb des Bands befindlichen Signale zurückgewiesen, bevor sie verstärkt werden.

**[0081]** Um einen Gleichstromnähe-Hochpaßpol (und eine Gleichstromoffsetzurückweisung) bereitzustellen, sind ein Differenzverstärker **350** und ein Offsetschaltkreis **352** bereitgestellt. Der Differenzverstärker **350** tastet den Ausgang der Faltkaskadeneingangsstufe **330** ab, und stellt wie gezeigt Differenzsteuersignale **354** und **356** an den Offsetschaltkreis **352** bereit. Der Offsetschaltkreis **352** nimmt die Differenzsteuersignale **354** und **356** an, und stellt den Lastwiderständen **336** und **338** genug Strom bereit, um die Gleichstromoffsetspannung am Eingang des Differenzverstärkers **350** auszugleichen (z.B. auf Null zu bringen).

**[0082]** Lastkondensatoren **360** und **362** sind an jedes der Differenzsteuersignale **354** und **356** angeschlossen. Bei niedrigen Frequenzen erscheinen die Lastkondensatoren **360** und **362** als Unterbrechungen, und bleibt der Rückkopplungspfad vom Differenzverstärker **350** zum Offsetschaltkreis **352** verhältnismäßig unbehindert. Somit verursachen die Steuersignale **354** und **356**, dass der Offsetschaltkreis **352** Offsetströme bereitstellt, die den positiven Eingangsanschluss **370** und den negativen Eingangsanschluss **372** des Differenzverstärkers **350** dazu zwingen, im Wesentlichen gleich zu sein. Wie oben angegeben steuert (z.B. beseitigt) dies nicht nur aktiv den Gleichstromoffset zwischen dem positiven und dem negativen Eingangsanschluss **370** und **372**, sondern stellt dies auch einen Hochpaßpol bereit.

**[0083]** Wenn die Frequenz über den Hochpaßpol hinaus ansteigt, beginnen die Lastkondensatoren **360** und **362**, als Wechselstromkurzschlüsse zur Erde zu erscheinen. Dies hindert die Wechselstromsteuersignale wirksam daran, den Offsetschaltkreis **352** zu erreichen, und der Offsetschaltkreis **352** stellt dem positiven Eingangsanschluss **370** und dem negativen Eingangsanschluss **372** die gleichen Offsetströme bereit. Wenn dies eintritt, kann der Differenzverstär-

ker **350** eine ausreichende Gleichstromspannung an den Offsetschaltkreis **352** bereitstellen, so dass der positive Eingangsanschluss **370** und der negative Eingangsanschluss **372** um eine Bezugsspannung wie etwa die Bezugsspannung **376** zentriert werden.

**[0084]** Der Offsetschaltkreis beinhaltet vorzugsweise ein Differentialtransistorpaar **380** und **382**. Das Gatter des Differentialtransistors **380** ist vorzugsweise an den positiven Ausgangsanschluss **354** des Differenzverstärkers **350** angeschlossen, und das Gatter des Differentialtransistors **382** ist vorzugsweise mit dem negativen Ausgangsanschluss **356** des Differenzverstärkers **350** gekoppelt. Die Quellenelektronen denklemmen des ersten und zweiten Differentialtransistors **380** und **382** sind vorzugsweise durch einen Stromspiegeltransistor **390** indirekt mit VDD gekoppelt. Die Abzugselektrode des Differentialtransistors **380** ist vorzugsweise mit dem positiven Eingangsanschluss **370** des Differenzverstärkers **350** gekoppelt. Die Abzugselektrode des Differentialtransistors **382** ist vorzugsweise mit dem negativen Eingangsanschluss **372** des Differenzverstärkers **350** gekoppelt. Bei dieser Konfiguration steuern die Differenzsteuersignale **354** und **356** die Offsetströme, die durch die Differentialtransistoren **380** und **382** an den positiven Eingangsanschluss **370** und den negativen Eingangsanschluss **372** des Differenzverstärkers **350** bereitgestellt werden.

**[0085]** [Fig. 8](#) ist ein Schaltplan der LPG-Blöcke von [Fig. 6](#).

**[0086]** Die LPG-Blöcke **302I** und **302Q** verstärken das Signal und stellen einen Tiefpaßpol bereit. Die LPG-Blöcke **302I** und **302Q** sind nach den PREDCC-Blöcken **300I** und **300Q** angeordnet, um den Dynamikbereich des Kanals auf ein Höchstmaß zu bringen, da Signale außerhalb des Bands bereits durch die Tief- und Hochpaßpole der PREDCC-Blöcke **300I** und **300Q** zurückgewiesen worden sein werden.

**[0087]** Die Impedanzpegel der LPG-Blöcke **302I** und **302Q** sind vorzugsweise höher als jene der PREDCC-Blöcke **300I** und **300Q**. Dies hilft bei der Verringerung der Kapazitätswerte, die benötigt werden, um den durch Kondensatoren **400** und **402** gebildeten gewünschten Tiefpaßpol zu erhalten, wodurch die Fläche (die Kosten) des integrierten Schaltkreises verringert wird. Der Impedanzpegel der LPG-Blöcke **302I** und **302Q** wird unter Verwendung von linearen Transkonduktoren **406** und **408** anstelle von Polysilizium-Widerstandslasten **336** und **338**, wie in [Fig. 7](#) gezeigt ist, erhöht. Die linearen Transkonduktoren **406** und **408** können höhere Impedanzpegel auf einer kleineren Fläche als Polysilizium-Widerstände erzeugen. Ferner nimmt der Bedarf an einer linearen Last zu, da das Signal nun größer ist.

[0088] [Fig. 9](#) ist ein Schaltplan der GYRATORZ-Blöcke von [Fig. 6](#). Die GYRATORZ-Blöcke **306I** und **306Q** stellen vorzugsweise eine differentielle Gyrator-Kondensator-Ausführung eines siebenpoligen elliptischen Tiefpaßfilters bereit. Ein bevorzugter siebenpoliger elliptischer Tiefpaßfilter, der auf einem Differenzgyrator beruht, ist in der US-Patentanmeldung mit der Seriennummer 09/311105, die mit "Differential Filter with Gyrator" betitelt ist, beschrieben.

[0089] Kurz gesagt ist der auf einem Differenzgyrator beruhende siebenpolige elliptische Tiefpaßfilter dazu geeignet, an Klemmen **410** und **412** ein Differenzeingangssignal zu empfangen. Eingangswiderstände **414** und **416** stellen eine gewünschte Eingangsimpedanz bereit, und Ausgangswiderstände **418** und **419** stellen eine gewünschte Ausgangsimpedanz bereit. Jeder der Gyratorschaltkreise wie etwa der Gyratorschaltkreis **420** simuliert das Verhalten eines Induktors. In einer Gyratorstufe bilden daher der Gyratorschaltkreis **420** und ein Kondensator **422** ein paralleles LC-Netz, und bilden ein Gyratorschaltkreis **430** und ein Kondensator **423** ein anderes parallelisiertes LC-Netz. Ein Querkondensator **424** ist zwischen der Eingangsklemme **432** des Gyratorschaltkreises **420** und der Eingangsklemme **434** des Gyratorschaltkreises **430** angeschlossen.

[0090] Die oben beschriebene Gyratorstufe wird dann wie gezeigt zwei Mal dupliziert und in einer Kaskadenanordnung angeschlossen, um den auf einem Differenzgyrator beruhenden siebenpoligen elliptischen Tiefpaßfilter zu bilden. Ein letzter Querkondensator ist zwischen den Ausgangsklemmen **450** und **452** des Filters gekoppelt.

[0091] Um beim Bringen der Kondensatorfläche auf ein Mindestmaß zu helfen, werden die Lastkondensatoren für jede Gyratorstufe vorzugsweise zwischen dem positiven und dem negativen Eingangspfad geteilt. Zum Beispiel sind die Lastkondensatoren **460** und **462** vorzugsweise zwischen den Lastklemmen **470** und **472** des Gyratorschaltkreises **420** und den Lastklemmen **480** und **482** des entsprechenden Gyratorschaltkreises **430** angeschlossen. Dies verringert die gesamte Lastkapazität, die für den auf einem Differenzgyrator beruhenden Filter benötigt wird, auf ein Mindestmaß, zumindest in Bezug zu einer Konfiguration, bei der für jeden Gyratorschaltkreis zwei Sätze von Kondensatoren bereitgestellt sind. In der gleichen Weise werden die Querkondensatoren **480**, **482**, **486** und **488** vorzugsweise zwischen dem positiven und dem negativen Eingangspfad geteilt. Dies verringert ebenfalls die gesamte Kapazität, die benötigt wird, um den auf einem Differenzgyrator beruhenden Filter auszuführen. Durch Verringern der gesamten Kapazität kann die gesamte Dichte, Verlässlichkeit und Leistungsrate des Filters verbessert werden.

[0092] [Fig. 10](#) ist ein Schaltplan der BP2-Blöcke von [Fig. 6](#). Die BP2-Blöcke **304I** und **304Q** sind den PREDCC-Blöcken **300I** und **300Q** von [Fig. 7](#) ähnlich. Jeder der BP2-Blöcke **304I** und **304Q** weist eine Faltkaskadeneingangsstufe **490** auf, die das Eingangssignal verstärkt. Der Verstärkungsgrad der Eingangsstufe wird hauptsächlich durch den Wert der linearen Transkonduktoren **500** und **502** bestimmt. Wie oben angegeben können die linearen Transkonduktoren **500** und **502** größere Impedanzpegel auf einer kleineren Fläche als Polysilizium-Widerstände erzeugen. Der Differenzstrom durch die linearen Transkonduktoren **500** und **502** erzeugt eine Differenzausgangsspannung an Ausgangsklemmen **504** und **506**.

[0093] Kondensatoren **510** und **512** stellen einen Breitband-Tiefpaßpol bereit. Der Differenzverstärker **520** und der Offsetschaltkreis **522** stellen wie oben unter Bezugnahme auf [Fig. 7](#) näher beschrieben einen Gleichstromnähe-Hochpaßpol und eine Gleichstromoffsetrückweisung bereit.

[0094] [Fig. 11](#) ist ein Schaltplan eines der Begrenzerblöcke **230** und **232** von [Fig. 6](#). Die Begrenzerblöcke **230** und **232** beinhalten jeweils eine Anzahl von in Kaskade angeordneten Verstärkerstufen einschließlich LIMIN **600**, LIM2 **602**, LIM2 **604** und LIM3 **606**. Jede Verstärkerstufe verstärkt das durch die vorhergehende Verstärkerstufe bereitgestellte Signal.

[0095] Zumindest einer der Begrenzerblöcke **230** und **232** enthält vorzugsweise ein RSSI(Empfangssignalstärkeindikator)-Ausgangsignal, das für eine Vorwärts-und-Rückwärts-Verbindungsleistungsverwaltung für DS-SS-Anwendungen oder zum Demodulieren von ASK(Amplitudenumtastungs)- oder OOK(Ein-Aus-Tastungs)-Signale verwendet werden kann. Ein derartiger Leistungsverwaltungsansatz ist in der US-Patentanmeldung mit der Seriennummer 09/311250, die mit "Wireless System With Variable Learned-In Transmit Power" betitelt ist, beschrieben. Das RSSI-Signal kann auch durch AFC (automatische Frequenzregelungs-Frequenzverfolgung) oder AGC (automatische Verstärkungsgradregelungs-Dynamikbereichserhöhung) oder beide verwendet werden.

[0096] Um das RSSI-Signal zu erzeugen, kann wie gezeigt ein RSSI-Block an den Ausgang jeder Verstärkerstufe **600**, **602** und **604** angeschlossen sein. Jeder RSSI-Block stellt ein Ausgangssignal bereit, das proportional zur Amplitude des entsprechenden verstärkten Eingangssignals ist, bis der entsprechende RSSI-Block gesättigt wird, wonach ein verhältnismäßig konstantes Ausgangssignal an das RSSI-Ausgangssignal **620** bereitgestellt wird.

[0097] Die Amplitude an den Ausgangsklemmen

der LIM2-Stufe **604** wird normalerweise größer als die Amplitude an den Ausgangsklemmen der LIM2-Stufe **602** sein. In der gleichen Weise wird die Amplitude an den Ausgangsklemmen der LIM2-Stufe **602** normalerweise größer als die Amplitude an den Ausgangsklemmen der LIMIN-Stufe **600** sein. Daher wird die LIM2-Stufe **604** wahrscheinlich die erste Verstärkerstufe sein, die bedeutend zum RSSI-Ausgangssignal **620** beiträgt.

**[0098]** Wenn das Eingangssignal an die LIMIN-Stufe **600** in der Amplitude zunimmt, wird die LIM2-Stufe **604** schließlich gesättigt werden, und die LIM2-Stufe **602** damit beginnen, bedeutend zum RSSI-Ausgangssignal **620** beizutragen. Schließlich, wenn das Eingangssignal zur LIMIN-Stufe **600** noch weiter in der Amplitude zunimmt, wird die LIM2-Stufe **602** gesättigt werden, und wird die LIMIN-Stufe **600** damit beginnen, bedeutend zum RSSI-Ausgangssignal **620** beizutragen. Diese Konfiguration gestattet dem RSSI-Ausgangssignal **620**, einen Empfangssignalstärkeindikator über einen weiten Bereich von Signalstärkewerten hinweg bereitzustellen.

**[0099]** [Fig. 12](#) ist ein Schaltplan des LIMIN-Blocks von [Fig. 11](#). Der LIMIN-Block ist dem PREDCC-Block von [Fig. 7](#) und dem BP2-Block von [Fig. 10](#) ähnlich. Der LIMIN-Block **600** weist eine in Kaskade geschaltete Eingangsstufe **700** auf, die das Eingangssignal verstärkt. Der Verstärkungsgrad der Eingangsstufe **700** wird durch den Wert der linearen Transkonduktorkosten **702** und **704** bestimmt. Der Differenzstrom durch die linearen Transkonduktorkosten **702** und **704** erzeugt eine Differenzausgangsspannung an Ausgangsklemmen **708** und **710**. Ein Differenzverstärker **720** und ein Offsetschaltkreis **722** stellen wie oben unter Bezugnahme auf [Fig. 7](#) und [Fig. 10](#) näher beschrieben einen Gleichstromnähe-Hochpaßpol und eine Gleichstromoffsetzurückweisung bereit.

**[0100]** [Fig. 13](#) ist ein Schaltplan der LIM2-Blöcke **602** und **604** von [Fig. 11](#). Der LIM2-Block weist eine in Kaskade geschaltete Eingangsstufe auf, die das Eingangssignal verstärkt. Der Verstärkungsgrad der Eingangsstufe wird durch den Wert der linearen Transkonduktorkosten **750** und **752** bestimmt. Der Differenzstrom durch die linearen Transkonduktorkosten **750** und **752** erzeugt eine Differenzausgangsspannung an Ausgangsklemmen **760** und **762**.

**[0101]** [Fig. 14](#) ist ein Schaltplan des LIM3-Blocks **606** von [Fig. 11](#). Der LIM3-Block **606** weist ebenfalls eine Differenzeingangsstufe auf, die das Eingangssignal direkt verstärkt. Der Verstärkungsgrad der Eingangsstufe wird durch den Wert der Widerstände **800** und **802** bestimmt. Der Differenzstrom durch die Widerstände **800** und **802** erzeugt eine Differenzausgangsspannung an Ausgangsklemmen **810** und **812**.

**[0102]** Nachdem nun die bevorzugten Ausführungs-

formen der vorliegenden Erfindung beschrieben wurden, werden Fachleute leicht verstehen, dass die hierin gefundenen Lehren innerhalb des Umfangs der hierzu beigelegten Ansprüche auf noch andere Ausführungsformen angewendet werden können.

## Patentansprüche

1. Filter zum Filtern ausgewählter Frequenzen aus einem Differenzeingangssignal (**70**), wobei das Differenzeingangssignal ein positives Eingangssignal (**72**) und ein negatives Eingangssignal (**74**) aufweist, wobei der Filter eine erste Frequenz wirksam aus dem Differenzeingangssignal entfernt, während er eine zweite Frequenz wirksam hindurchlässt, wobei der Filter eine positive Eingangsklemme zum Empfangen des positiven Eingangssignals des Differenzeingangssignals und eine negative Eingangsklemme zum Empfangen des negativen Eingangssignals des Differenzeingangssignals aufweist, wobei der Filter ferner Folgendes umfasst:

ein Vergleichsmittel (**76, 350**), das einen Eingang zum Vergleichen des positiven Eingangssignals und des negativen Eingangssignals aufweist, und ein Steuersignal (**78, 80, 354, 356**) bereitstellt, dass in einer Beziehung zur Differenz zwischen dem positiven Eingangssignal und dem negativen Eingangssignal steht; und

ein Offsetmittel (**98, 352**) zum Empfangen des Steuersignals und zum Bereitstellen eines oder mehrerer Offsetsignale (**94, 96**) an die positive Eingangsklemme und die negative Eingangsklemme des Filters, wobei das eine oder die mehreren Offsetsignale die Differenz zwischen dem positiven Eingangssignal und dem negativen Eingangssignal des Differenzeingangssignals bei der ersten Frequenz wirksam entfernen, und die Differenz zwischen dem positiven Eingangssignal und dem negativen Eingangssignal des Differenzeingangssignals bei der zweiten Frequenz im Wesentlichen nicht beeinflussen.

2. Filter nach Anspruch 1, wobei das eine oder die mehreren Offsetsignale (**94, 96**) verursachen, dass sowohl das positive Eingangssignal (**72**) als auch das negative Eingangssignal (**74**) eine vorherbestimmte Gleichstrombezugsspannung bei der ersten Frequenz annehmen.

3. Filter nach Anspruch 1, wobei das Vergleichsmittel (**76, 350**) einen Differenzverstärkerschaltkreis umfasst, der einen positiven Eingangsanschluss (**370**), einen negativen Eingangsanschluss (**372**), einen positiven Ausgangsanschluss (**354**) und einen negativen Ausgangsanschluss (**356**) aufweist, wobei der positive Eingangsanschluss mit der positiven Eingangsklemme des Filters gekoppelt ist, und der negative Eingangsanschluss mit der negativen Eingangsklemme des Filters gekoppelt ist.

4. Filter nach Anspruch 3, wobei das Offsetmittel

(98, 352) ein Differentialtransistorpaar (82, 84, 380, 382) aufweist, von denen jeder ein Gatter aufweist, wobei das Gatter eines ersten des Differentialtransistorpaars mit dem positiven Ausgangsanschluss des Differenzverstärkerschaltkreises gekoppelt ist, und das Gatter eines zweiten des Differentialtransistorpaars mit dem negativen Ausgangsanschluss des Differenzverstärkerschaltkreises gekoppelt ist.

5. Filter nach Anspruch 4, wobei das Offsetmittel (98, 352) ferner ein erstes Filtermittel umfasst, das mit dem positiven Ausgangsanschluss des Differenzverstärkerschaltkreises gekoppelt ist.

6. Filter nach Anspruch 5, wobei das Offsetmittel (98, 352) ferner ein zweites Filtermittel umfasst, das mit dem negativen Ausgangsanschluss des Differenzverstärkerschaltkreises gekoppelt ist.

7. Filter nach Anspruch 1, wobei der Filter weiter ein Filtermittel zum Filtern des Steuersignals umfasst, wobei das Filtermittel im Wesentlichen verhindert, dass das Steuersignal (78, 80, 354, 356) die Differenz zwischen dem positiven Eingangssignal (72) und dem negativen Eingangssignal bei der zweiten Frequenz verfolgt, während es im Wesentlichen gestattet, dass das Steuersignal die Differenz zwischen dem positiven Eingangssignal und dem negativen Eingangssignal bei der ersten Frequenz verfolgt.

8. Filter zum Filtern ausgewählter Frequenzen aus einem Eingangssignal (10), wobei der Filter eine erste Frequenz wirksam aus dem Eingangssignal entfernt, während er eine zweite Frequenz wirksam hindurchlässt, wobei der Filter eine Eingangsklemme zum Empfangen des Eingangssignals aufweist, wobei der Filter Folgendes umfasst:  
ein Steuermittel (12) zum Bereitstellen eines Steuersignals (18), das in einer Beziehung zur Differenz zwischen dem Eingangssignal und einem Bezugssignal steht; und  
ein Offsetmittel (14) zum Empfangen des Steuersignals, und zum Bereitstellen eines Offsetsignals an die Eingangsklemme des Filters, um das Eingangssignal bei der ersten Frequenz wirksam auszulöschen, während das Eingangssignal bei der zweiten Frequenz im Wesentlichen nicht beeinflusst wird.

9. Filter nach einem der vorhergehenden Ansprüche, wobei die erste Frequenz niedriger als die zweite Frequenz ist.

10. Verfahren zum Filtern einer ersten Frequenz aus einem Eingangssignal (10), während einer zweiten Frequenz gestattet wird, verhältnismäßig frei dort hindurchzuverlaufen, wobei das Verfahren die folgenden Schritte umfasst:

Bereitstellen eines Steuersignals (18), das in einer Beziehung zur Differenz zwischen dem Eingangssignal und dem Bezugssignal steht;

Filtern des Steuersignals, um im Wesentlichen zu verhindern, dass das Steuersignal die Differenz zwischen dem Eingangssignal und dem Bezugssignal bei der zweiten Frequenz verfolgt, aber im Wesentlichen zu gestatten, dass das Steuersignal die Differenz zwischen dem Eingangssignal und dem Bezugssignal bei der ersten Frequenz verfolgt; und Bereitstellen eines Offsetsignals, das durch das Steuersignal gesteuert wird, um das Eingangssignal wirksam auszulöschen, wobei das Offsetsignal das Eingangssignal nur dann wirksam auslöst, wenn das Steuersignal die Differenz zwischen dem Eingangssignal und dem Bezugssignal im Wesentlichen verfolgt.

Es folgen 15 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

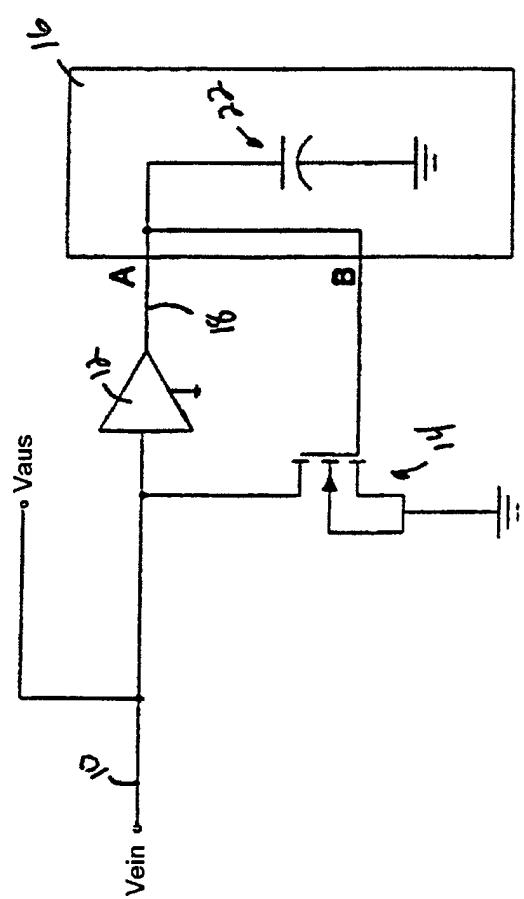


FIG. 1

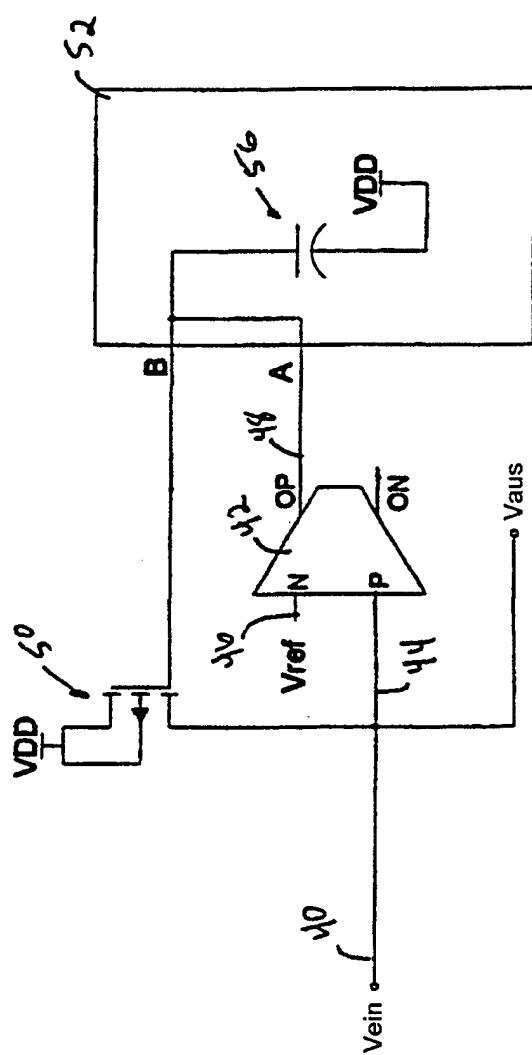


FIG. 2

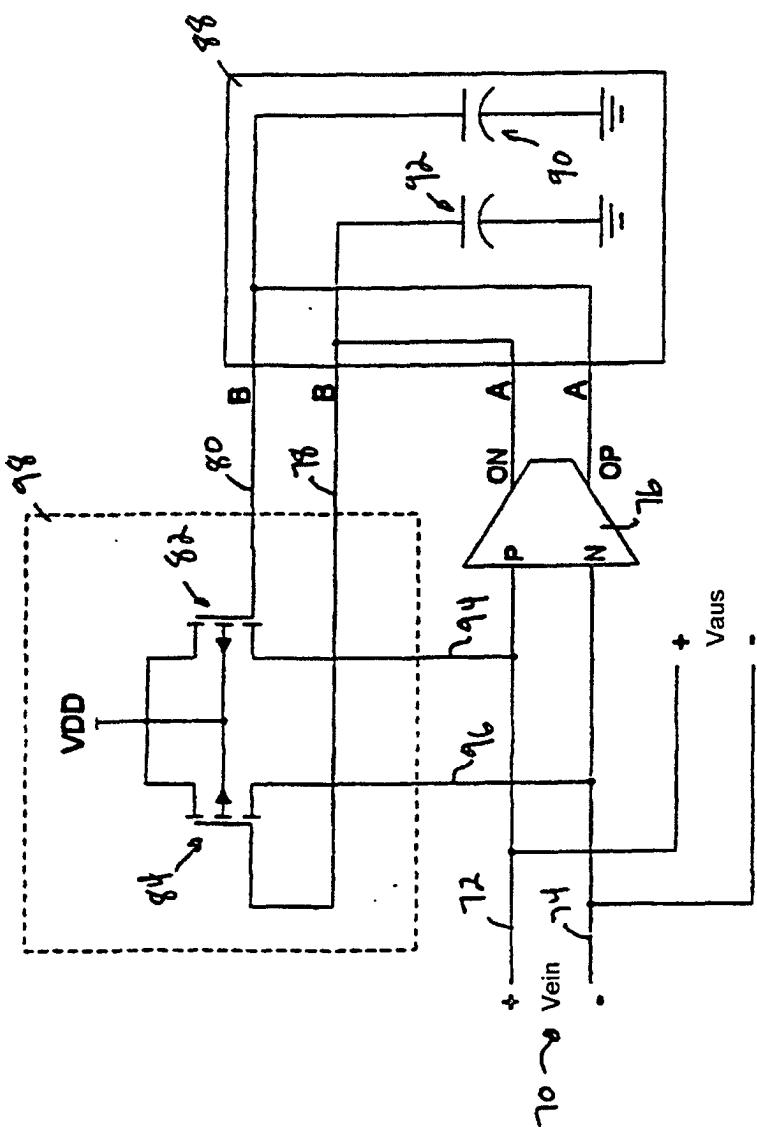


FIG. 3

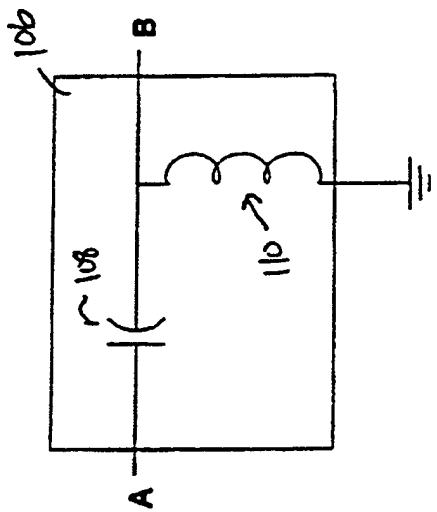


FIG. 4B

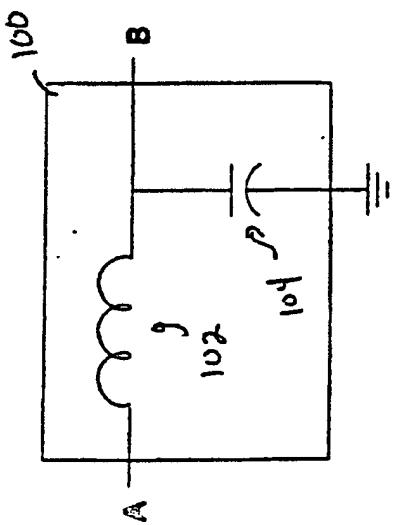


FIG. 4A

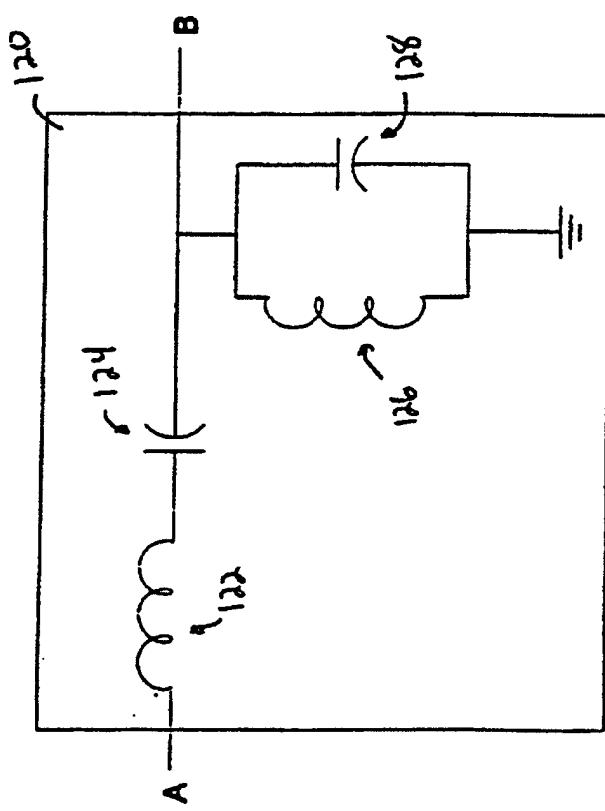


FIG. 4C

6/15

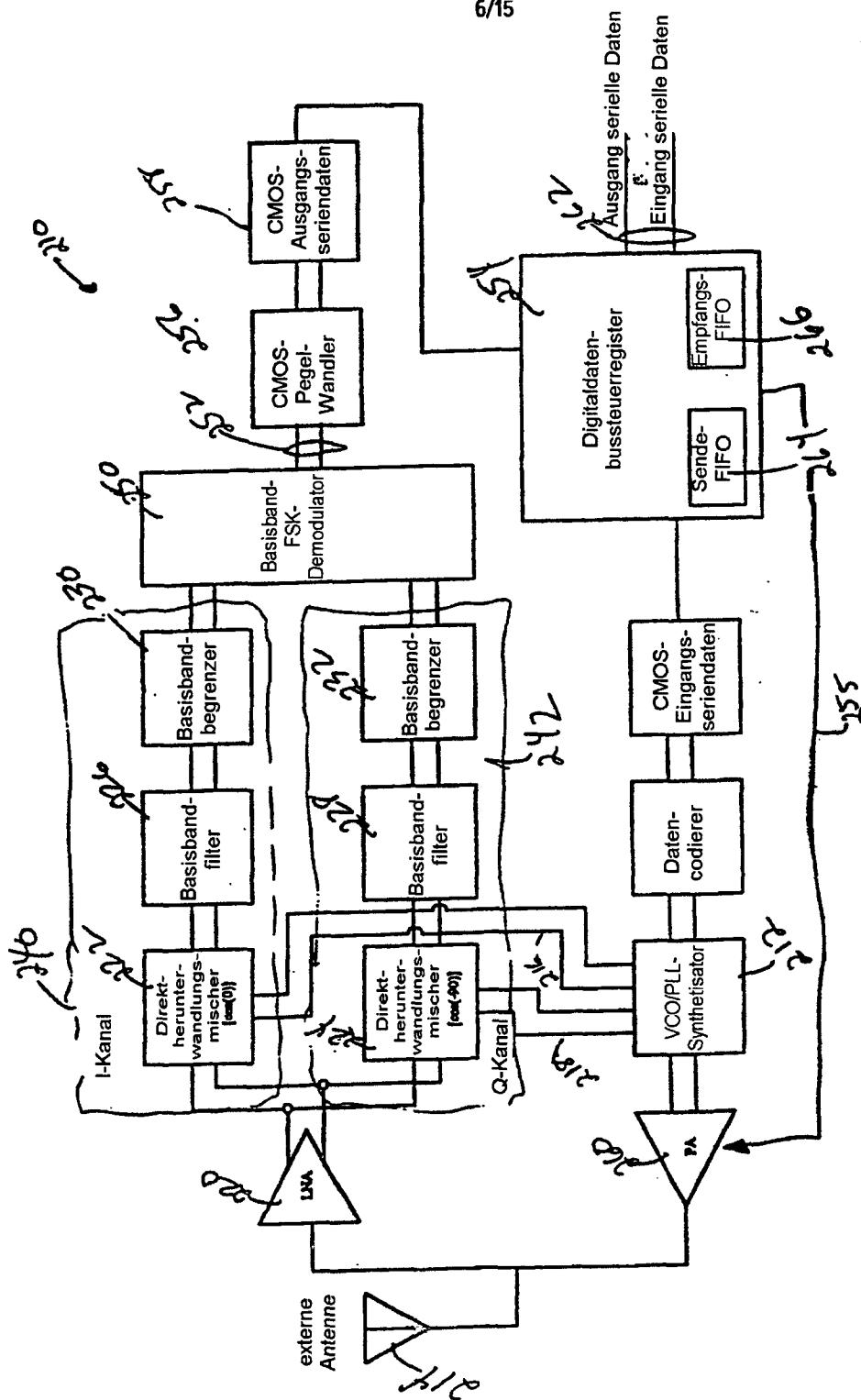


FIG. 5

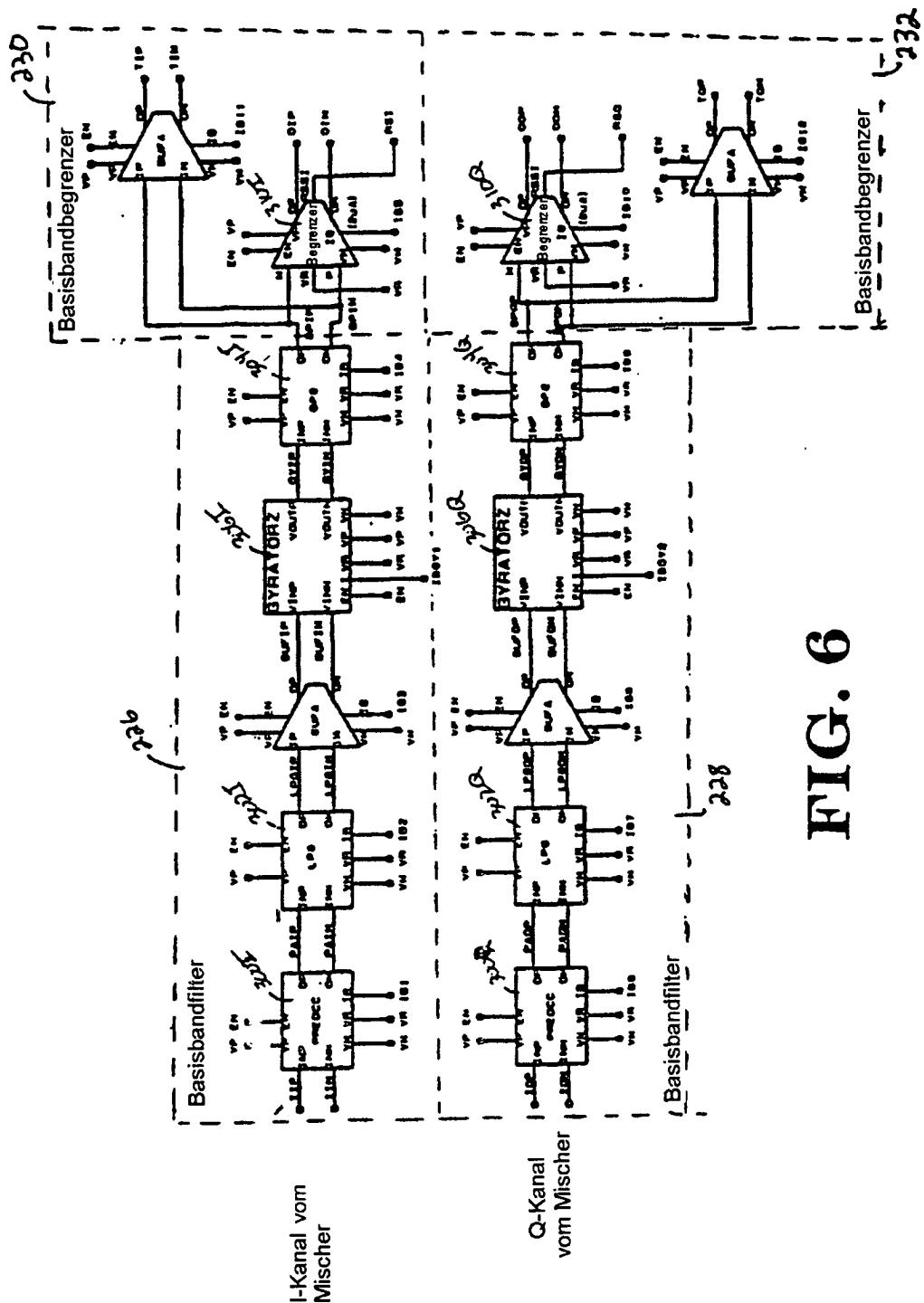


FIG. 6

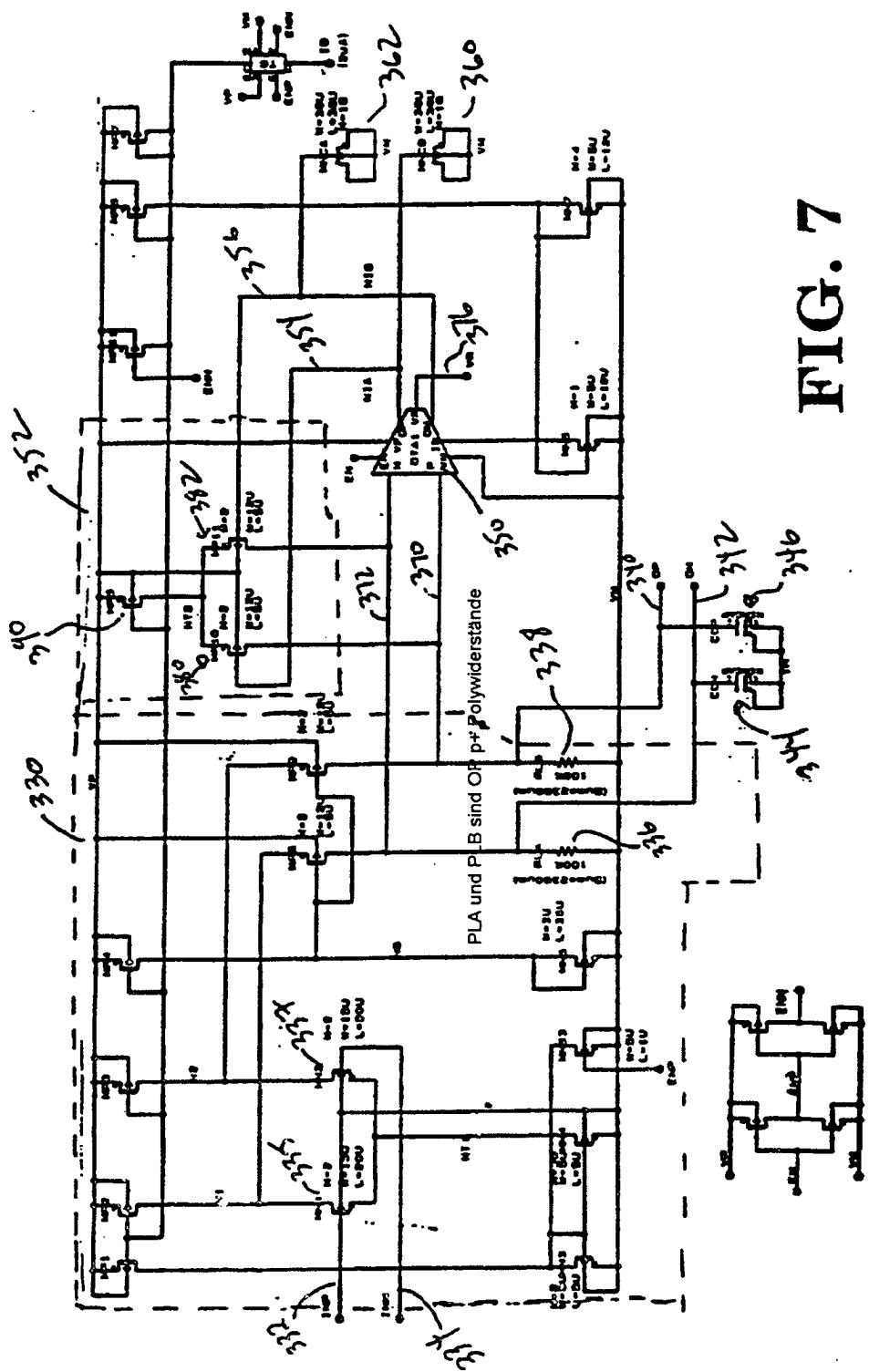


FIG. 7

FIG. 8

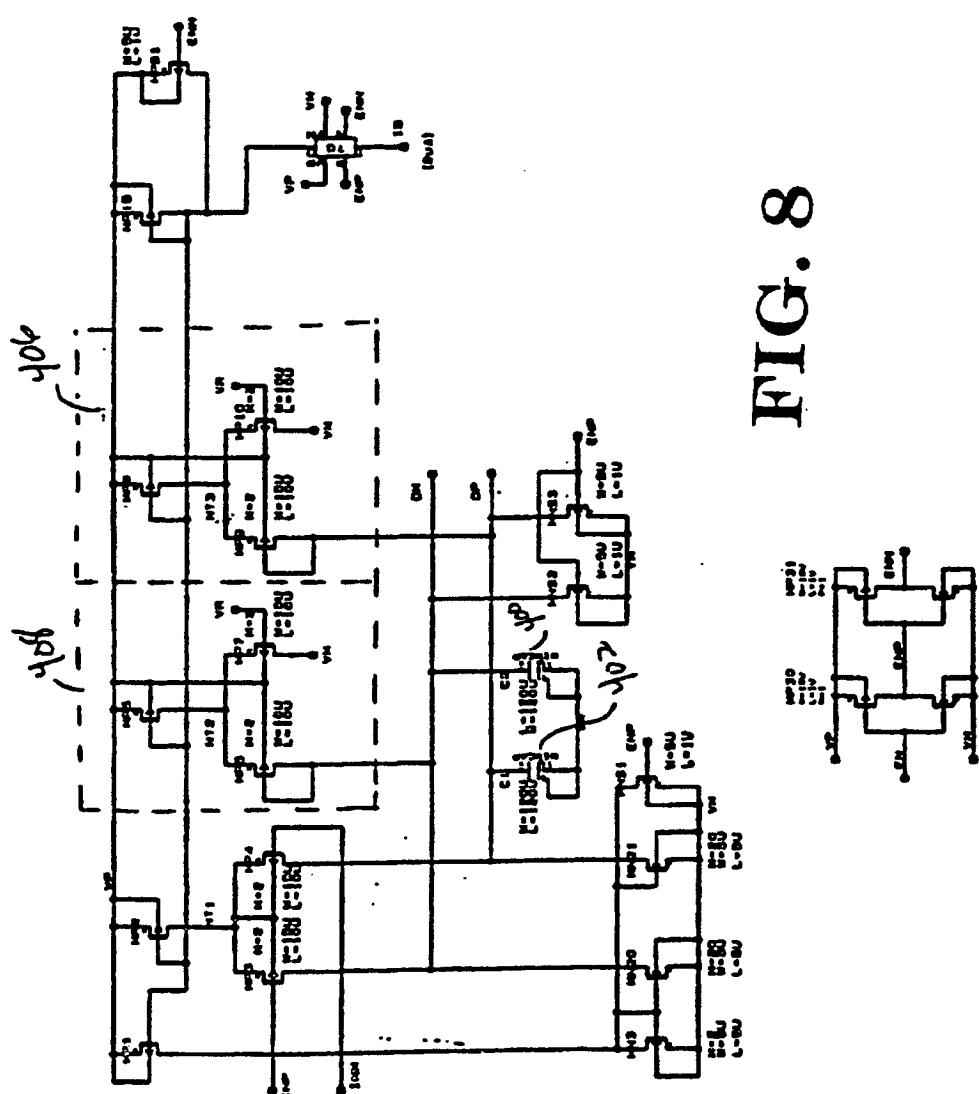
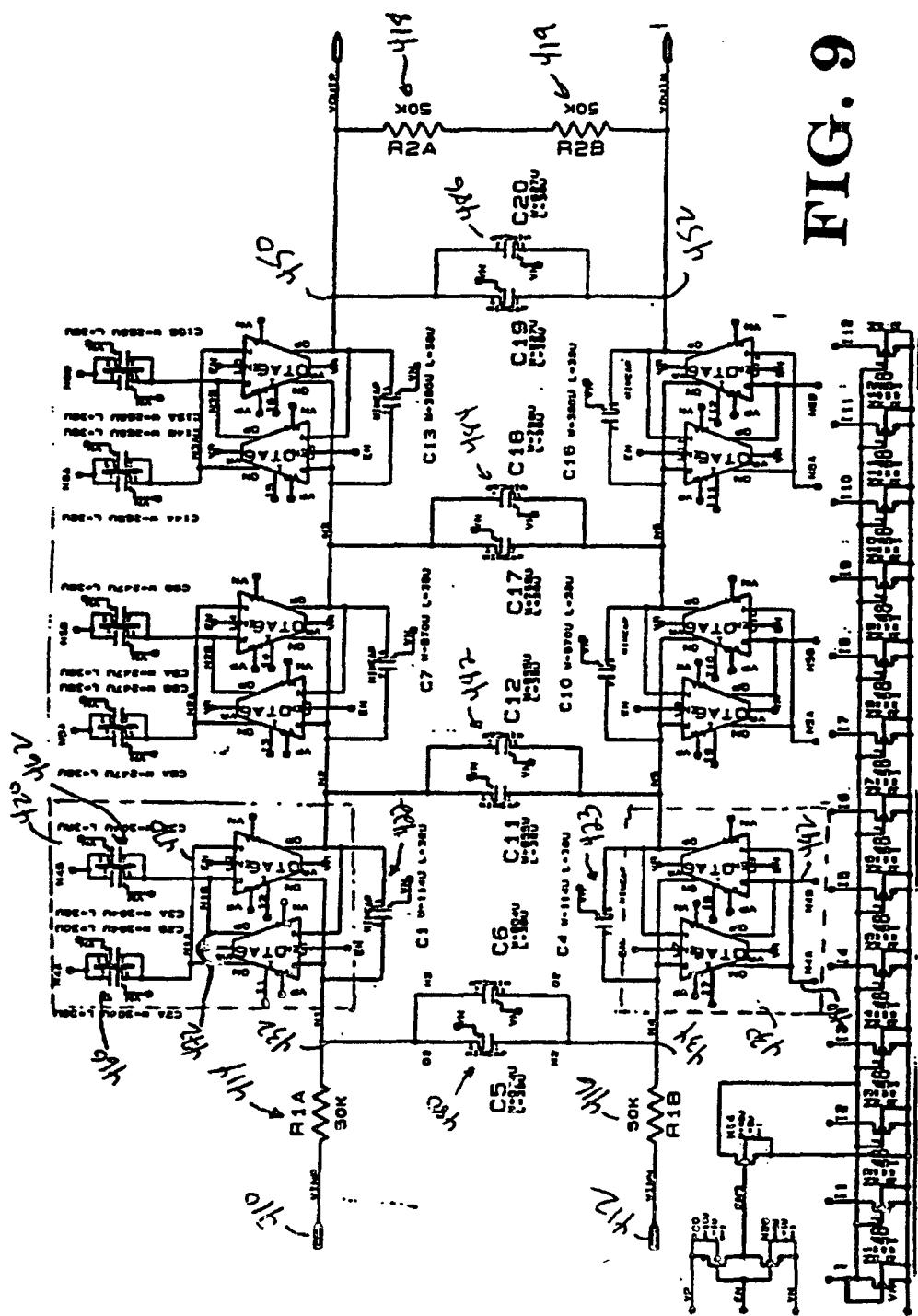
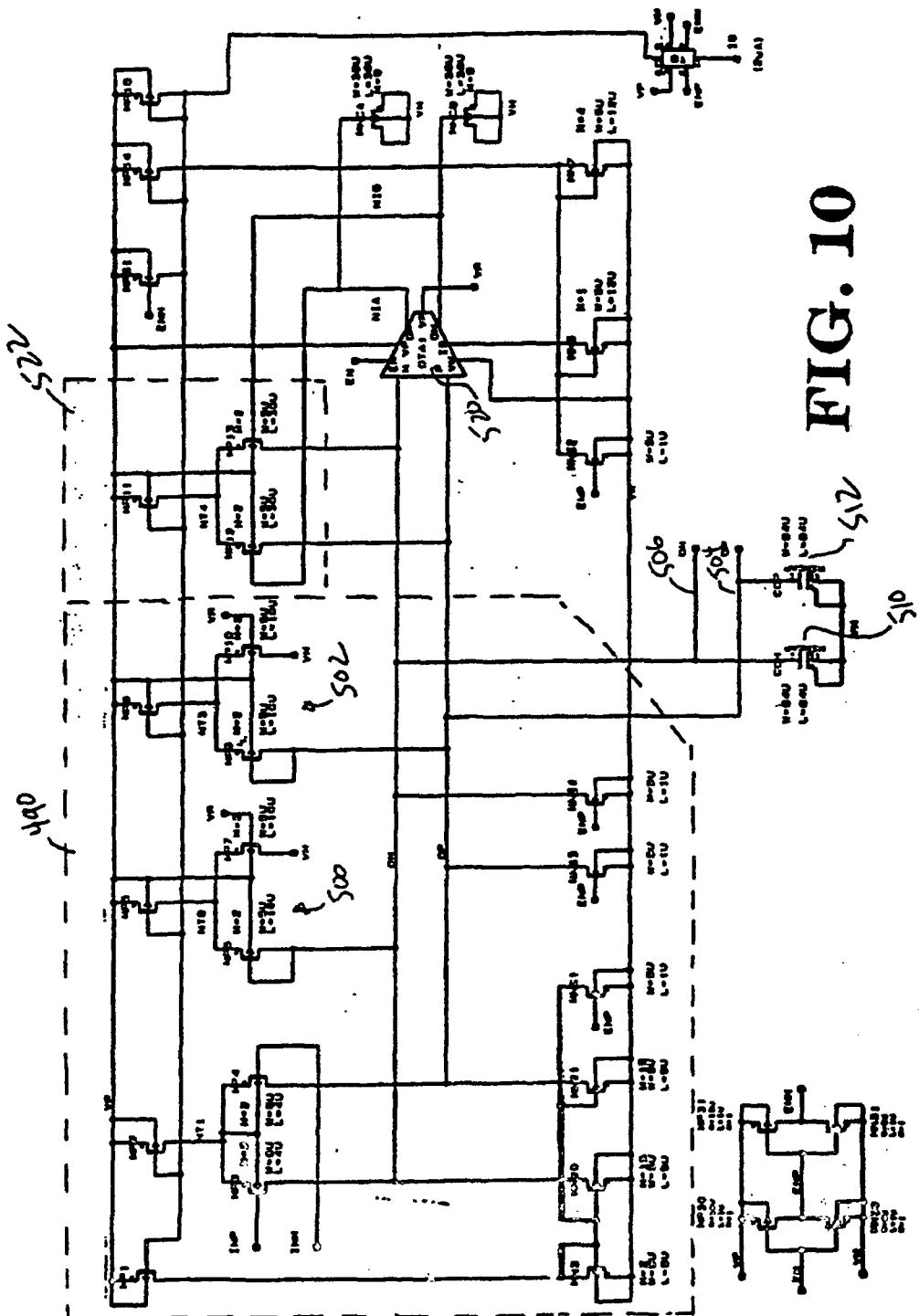
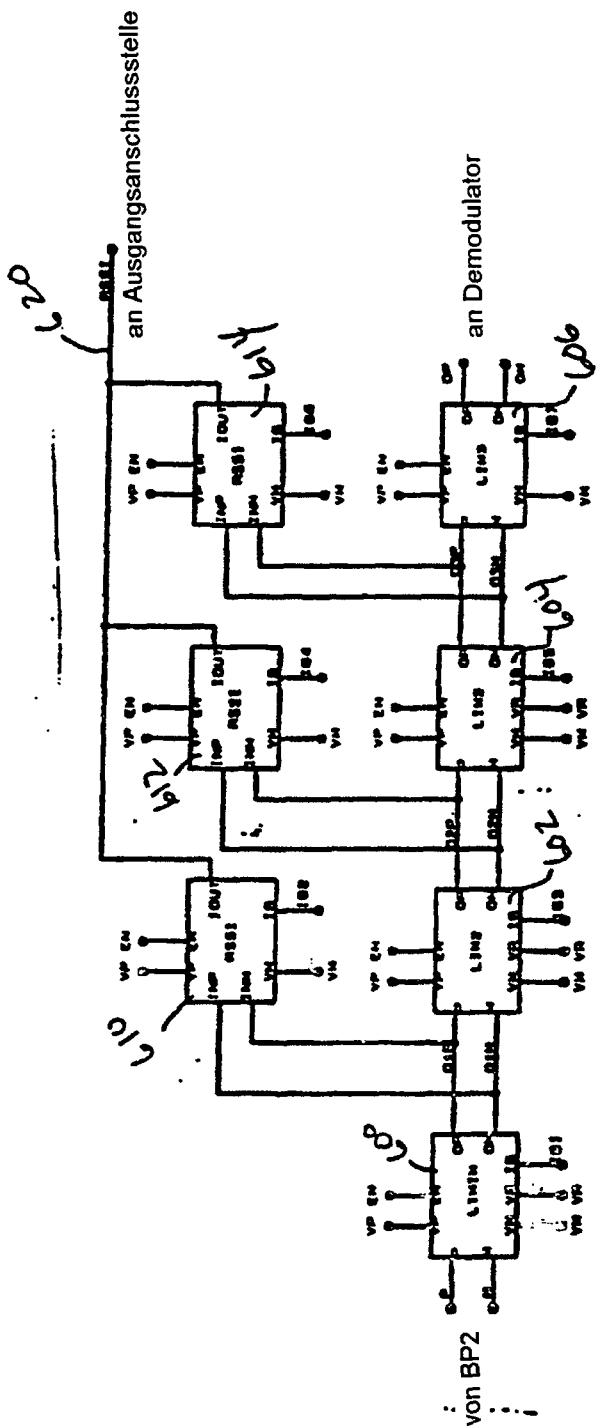


FIG. 6







# FIG. III

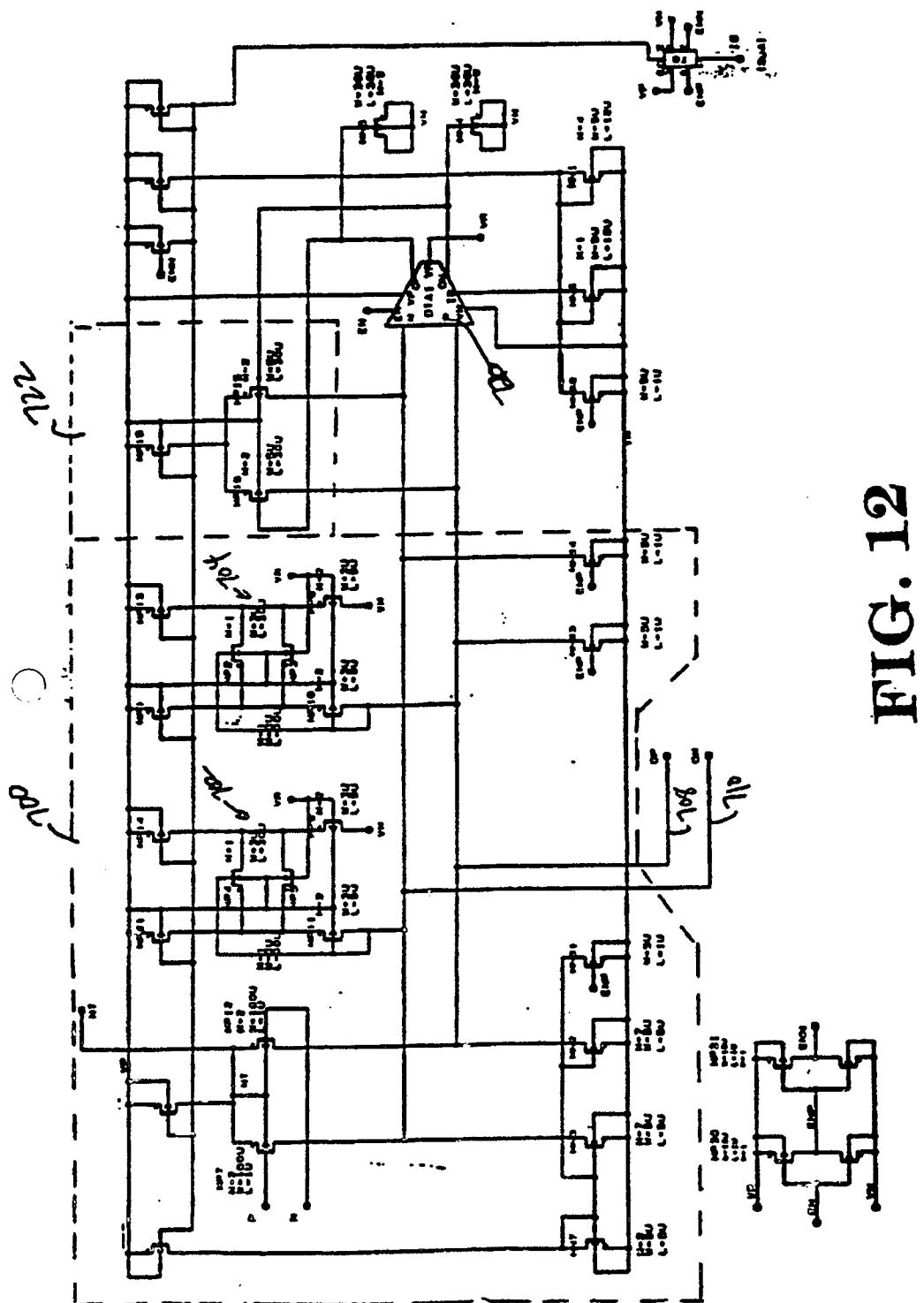


FIG. 12

