



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 699 17 431 T2** 2005.06.02

(12)

Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 1 046 233 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **699 17 431.7**

(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/EP99/06786**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **99 947 340.8**

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 00/22735**

(86) PCT-Anmeldetag: **14.09.1999**

(87) Veröffentlichungstag

der PCT-Anmeldung: **20.04.2000**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **25.10.2000**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **19.05.2004**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **02.06.2005**

(51) Int Cl.⁷: **H03M 3/02**
H03D 7/16

(30) Unionspriorität:

9821839 08.10.1998 GB

(73) Patentinhaber:

**Koninklijke Philips Electronics N.V., Eindhoven,
NL**

(74) Vertreter:

derzeit kein Vertreter bestellt

(84) Benannte Vertragsstaaten:

DE, FR, GB, IT

(72) Erfinder:

ALI, Danish, NL-5656 AA Eindhoven, NL

(54) Bezeichnung: **RUNDFUNKEMPFÄNGER**

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 eingelegt, 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

Technisches Umfeld

[0001] Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf einen digitalen Rundfunkempfänger oder einen Empfänger einer Rundfunk-Transceiver und auf integrierte Schaltungen, die den digitalen Rundfunkempfänger verkörpern.

Hintergrund der Erfindung

[0002] In einem Artikel von S. A. Jantzi, K. W. Martin und Adel S. Sedra mit dem Titel „Quadrature Bandpass $\Delta\Sigma$ Modulation for Digital Radio“, erschienen im IEEE Journal of Solid-State Circuits, Band 32, Nr. 12, Dezember 1997, auf den Seiten 1935 bis 1950, wird erwähnt, dass ein kritisches Bauteil bei Empfänger-Architekturen mit niedriger ZF dasjenige Bauteil ist, das eine Analog-Digital-Umsetzung von Quadratursignalen im Bandpass-Bereich ausführt. In diesem Artikel wird eine Variante eines Direktumsetzungs-Empfängers mit niedriger ZF erwähnt, deren I- und Q-Mischer-Ausgangssignale Schmalbandsignale bei einer ZF umfassen. Diese Ausgangssignale werden einer komplexen oder Quadratur-Anti-Aliasing-Filterung unterzogen, und die Ausgangssignale werden anschließend in Verbindung mit einem Quadratur-Bandpass-Sigma-Delta-Modulator digitalisiert. Der Modulator empfängt ein komplexes analoges Eingangssignal und erzeugt ein komplexes digitales Ausgangssignal, das das komplexe Eingangssignal innerhalb einer schmalen Bandbreite darstellt. Das komplexe Spektrum des Ausgangssignals kann asymmetrisch um DC sein. Mathematische Simulationen von Sigma-Delta-Modulatoren höherer Ordnung führen nicht immer zu stabilen Implementierungen und sind daher schwierig zu entwerfen.

[0003] In [Fig. 9](#) dieses Artikels nach dem Stand der Technik wird ein Quadratur-Bandpass-Sigma-Delta-Modulator mit mehreren komplexen Resonatoren beschrieben. Jeder der komplexen Resonatoren ist ein einfacher komplexer Filter, der einen komplexen Pol auf dem Einheitskreis bildet. Durch Rückkopplungen um den A/D-Umsetzer herum bilden diese Pole rauschformende Nullen, die für den Nullabgleich von bandinternem Quantisierungsrauschen verantwortlich sind. In [Fig. 11](#) dieses Artikels nach dem Stand der Technik ist ein komplexer Modulator vierter Ordnung mit vier komplexen Polen innerhalb einer globalen Rückkopplungsschleife dargestellt. Die reellen und imaginären Eingangssignale werden überabgetastet, und die Abtastwerte werden mittels entsprechender Kondensatoren an komplexe Zuführungen von vier komplexen Resonatoren des komplexen Modulators weitergeleitet. Die reellen und imaginären Kanäle haben jeweils einen verriegelten Komparator, der ein Ein-Bit-Ausgangssignal erzeugt und einen Ein-Bit-Rückkopplungs-D/A-Umsetzer DAC ansteuert.

Die DAC-Ausgangspegel werden über entsprechende Kondensatoren an die jeweiligen Modulatorstufen zurückgeleitet. Die beschriebene Struktur ermöglicht eine unabhängige Positionierung aller Transferfunktions-Pole und Nullen, so dass eine Rauschformung mit einem willkürlichen Bruchteil der Abtastfrequenz durchgeführt werden kann und rauschformende Nullen optimal über das interessierende Band verteilt werden können. Eine optimale Positionierung der Nullen innerhalb des interessierenden Bandes erhöht den durch eine bestimmte Modulator-Ordnung erreichbaren Störabstand (Signal-to-noise ratio, SNR) erheblich. Die beschriebene Schaltung verfügt über keine Maßnahmen für Anti-Aliasing, das aufgrund der Abtastung der Eingangssignale für den Sigma-Delta-Modulator mit der Bitrate der Ausgangssignale von den verriegelten Komparatoren auftritt. Wenn die Abtastung vor dem Schleifenfilter erfolgt, kann der Schleifenfilter nicht für eine Anti-Aliasing-Filterung sorgen, was zu Störungen von unerwünschten Signalen führt. In dem genannten Artikel wird beschrieben, dass ein komplexer Anti-Aliasing-Filter und Verstärker vorgesehen werden, um diese Störungen zu reduzieren, bevor die Signale dem Sigma-Delta-Modulator zugeführt werden. Dieser Anti-Aliasing-Filter muss über eine hohe Abschwächung außerhalb des Bandes verfügen, hat daher eine hohe Leistungsaufnahme und erfordert eine genaue Abstimmung. Wenn ein derartiger Filter als integrierte Schaltung implementiert wird, könnte er externe (oder außerhalb des Chips befindliche) passive Bauelemente erfordern.

[0004] In der US-amerikanischen Patentschrift US 5.764.171 wird eine Vorrichtung zur Quadratursignalumsetzung mit Frequenzumsetzungsmitteln zum Umsetzen eines empfangenen Signals in frequenzmäßig heruntergesetzte quadraturbezogene Signale beschrieben. Jedes der quadraturbezogenen Signale wird einem entsprechenden Sigma-Delta-Umsetzer mit einer Signalkombinationsstufe zugeführt, die über Eingänge für eines der heruntergesetzten Signale und für ein von einem Ausgang des Sigma-Delta-Umsetzers zurückgeführtes Signal verfügt. Ein Ausgang der Kombinationsstufe ist mit einem Eingang einer Filterstufe verbunden, und mit diesem Eingang ist der Ausgang der Filterstufe des anderen Sigma-Delta-Umsetzers gekoppelt, so dass die Sigma-Delta-Umsetzer kreuzgekoppelt sind und damit einen Polyphasenfilter bilden. Mit jeder der Filterstufen ist ein A/D-Umsetzer gekoppelt, um Ausgangssignale zu liefern, die in einem digitalen Signalprozessor (DSP) verarbeitet werden können, welcher das Ausgangssignal des Empfängers erzeugt. Durch die Verwendung einer einzelnen Filterstufe wird das Quantisierungsrauschen zwar verringert, jedoch besteht der Wunsch, das Quantisierungsrauschen noch weiter zu reduzieren.

Beschreibung der Erfindung

[0005] Die vorliegende Erfindung hat zur Aufgabe, einen integrierbaren Empfänger oder Empfängerteil eines Transceivers mit verbesserter Reduzierung des Quantisierungsrauschens schaffen zu können.

[0006] Gemäß einem ersten Aspekt der vorliegenden Erfindung wird ein Empfänger geschaffen mit einem Eingang; ersten und zweiten quadraturbezogenen Frequenzumsetzungsstufen, die mit dem Eingang verbunden sind; ersten und zweiten zeitkontinuierlichen Tiefpass-Sigma-Delta-Modulatoren, die mit der ersten bzw. mit der zweiten Frequenzumsetzungsstufe gekoppelt sind, um überabgetastete digitale Signale zu erzeugen, wobei der erste und der zweite Sigma-Delta-Modulator ein niederfrequentes Bandpass-Verhalten aufweisen; Mitteln zum Demodulieren der digitalisierten Ausgangssignale; und Mitteln zum Verändern der Bitrate der überabgetasteten Signale in eine Rate, die von den Demodulationsmitteln benötigt wird, wobei der erste und der zweite Sigma-Delta-Modulator jeweils eine entsprechende Vielzahl von N in Reihe geschalteten Integratoren umfassen, wobei N eine Ganzzahl mit einem Wert von mindestens 2 ist, und wobei der zweite bis N-te Integrator des ersten Sigma-Delta-Modulators mit dem entsprechenden Integrator des zweiten Sigma-Delta-Modulators gekreuzgekoppelt ist.

[0007] Da es sich bei dem ersten und dem zweiten Sigma-Delta-Modulator um zeitkontinuierliche Modulatoren handelt, folgt die Abtastung dem Schleifenfilter und sorgt damit für eine Anti-Aliasing-Filterung. Da der gekreuzgekoppelte erste und der zweite Sigma-Delta-Modulator ein niederfrequentes Bandpass-Verhalten aufweisen, ist ein Abgleich einfacher zu erreichen. Ein guter Abgleich ist wichtig, weil es nicht einfach ist, die Fehlerkomponente des gewünschten und störenden Signals zu entfernen, wenn sie einmal erzeugt wurde, und auch wegen der Wirkung auf das Spektrum des Quantisierungsrauschens. Da die gekreuzgekoppelten Modulatoren ein niederfrequentes Bandpass-Verhalten aufweisen, können sie als integrierte Schaltung mit besonders geringem Leistungsbedarf implementiert werden. Indem nicht alle Integratoren gekreuzgekoppelt werden, vor allem der erste Integrator, wird der DC-Offset reduziert.

[0008] In einer Ausführungsform des Empfängers enthält jeder der Sigma-Delta-Modulatoren einen zeitkontinuierlichen Schleifenfilter vor dem Analog/Digital-Umsetzer (ADC), um das gewünschte Signalband weiterzuleiten, aber Signale mit Frequenzen, die mehr als die Hälfte der Abtastrate betragen, stark abzuschwächen, wodurch Aliasing vermieden wird.

[0009] Die erste und die zweite quadraturbezogene

Frequenzumsetzungsstufe können Stufen mit niedriger ZF oder alternativ Null-ZF-Stufen sein.

[0010] Zwischen einen betreffenden Ausgang von sowohl der ersten als auch der zweiten Frequenzumsetzungsstufe und einen betreffenden Ausgang von dem ersten und dem zweiten Sigma-Delta-Modulator kann ein Vorfilter, zum Beispiel ein Polyphasenfilter, geschaltet werden. Durch die Verwendung der Vorfilter wird für eine Anti-Aliasing-Filterung niedriger Ordnung und eine blockierende Unterdrückung gesorgt, wodurch vermieden wird, dass die Sigma-Delta-Modulatoren Signale blockieren müssen, was eventuell eine Erhöhung ihres Dynamikumfangs und eine sehr erhebliche Erhöhung der Abtastrate erfordern könnte.

[0011] Zwischen einen betreffenden Ausgang von sowohl der ersten als auch der zweiten Frequenzumsetzungsstufe, die als Stufen mit niedriger ZF betrieben werden, und die Sigma-Delta-Modulatoren können Mittel zur automatischen Verstärkungsregelung (Automatic Gain Control, AGC) geschaltet werden. Ein Vorteil der Verstärkungsregelung besteht darin, dass sie den Dynamikumfang der Sigma-Delta-Modulatoren weiter reduziert.

[0012] Wenn es sich bei der ersten und der zweiten Frequenzumsetzungsstufe um Null-ZF-Stufen handelt, werden die Produkte der Mischung Tiefpassfiltern zugeführt.

[0013] Die Mittel zum Verändern der Bitrate können mindestens ein dezimierendes Mittel umfassen.

[0014] In einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung werden die überabgetasteten Ausgangssignale des ersten und des zweiten Sigma-Delta-Modulators ersten dezimierenden Mitteln zugeführt, die mit den Ausgängen der Modulatoren verbunden sind, um die Abtastrate und damit die Rauschleistung zu reduzieren; sind Derotationsmittel mit dem ersten dezimierenden Mittel verbunden, wobei die Derotationsmittel ein relativ reines Sinussignal erzeugen und damit ein bandinternes Aliasing von starkem, außerhalb des Bandes liegendem Quantisierungsrauschen verhindern; und sind zweite dezimierende Mittel mit den Derotationsmitteln verbunden, um die Abtastrate weiter zu reduzieren.

[0015] Die ersten dezimierenden Mittel können gekreuzgekoppelt sein, um eine Bandpass-Rauschformung bei niedriger ZF zu ergeben und dadurch die Notwendigkeit eines höheren Überabstastungsfaktors zu verringern.

[0016] Gemäß einem zweiten Aspekt der vorliegenden Erfindung wird eine integrierte Schaltung mit einem Empfänger gemäß dem ersten Aspekt der vorliegenden Erfindung geschaffen.

Kurze Beschreibung der Zeichnungen

[0017] Die vorliegende Erfindung wird im Folgenden anhand eines Beispiels unter Bezugnahme auf die begleitenden Zeichnungen beschrieben. Es zeigen:

[0018] [Fig. 1](#) ein Blockschaltbild einer Ausführungsform eines erfindungsgemäßen Empfängers;

[0019] [Fig. 2](#) ein Blockschaltbild der kreuzgekoppelten Sigma-Delta-Modulatoren implementiert mit Transkonduktor-Kondensator-Integratoren;

[0020] [Fig. 3](#) eine Kurve der Frequenz in Hertz als Funktion der Leistung in dBm, die das Signal des kreuzgekoppelten Sigma-Delta-Modulators und das Rauschen bei einer Abtastrate von 13 MHz zeigt;

[0021] [Fig. 4](#) das Frequenzspektrum (Frequenz als Funktion der Leistung) des rohen Ausgangssignals eines Sigma-Delta-Modulators;

[0022] [Fig. 5](#) das Frequenzspektrum (Frequenz als Funktion der Leistung) nach der ersten Dezimationsstufe;

[0023] [Fig. 6](#) das Signal- und Rauschspektrum (Frequenz als Funktion der Leistung) nach der zweiten Dezimationsstufe;

[0024] [Fig. 7](#) ein Blockschaltbild eines kreuzgekoppelten Sigma-Delta-Modulators, der mit Operationsverstärker-Filtern implementiert ist;

[0025] [Fig. 8](#) ein Blockschaltbild einer zweiten Ausführungsform eines erfindungsgemäßen Empfängers; und

[0026] [Fig. 9](#) ein Blockschaltbild einer dritten Ausführungsform eines erfindungsgemäßen Empfängers.

[0027] In den Zeichnungen wurden einander entsprechende Merkmale mit den gleichen Bezugszeichen bezeichnet.

Möglichkeiten zur Ausführung der Erfindung

[0028] Der einfacheren Beschreibung halber wird die vorliegende Erfindung unter Bezugnahme auf den digitalen Zellulartelefonstandard GSM (Global System for Mobile Communications) erläutert.

[0029] Bezug nehmend auf [Fig. 1](#) umfasst der Empfänger (oder Empfängerteil) eine Antenne **10**, die über einen Bandpass-Filter **12**, der Signale im GSM-Band von 925 bis 960 MHz wählt, mit einem rauscharmen HF-Verstärker **14** gekoppelt ist. Das Signal von dem Verstärker **14** wird an einem Knotenpunkt **16** aufgeteilt und den ersten Eingängen **18**, **19**

von symmetrischen Mischern **20**, **21** zugeführt. Den zweiten Eingängen **24**, **25** der Mischer **20**, **21** werden von einem Signalgenerator **22** quadraturbezogene lokale Oszillatorsignale mit einem Frequenz-Offset um 100 kHz (oder einem halben Kanal) von der Mittenfrequenz des empfangenen Signals zugeführt. Die reellen und imaginären Ausgangssignale der Mischer **20** bzw. **21** werden kreuzgekoppelten, zeitkontinuierlichen Tiefpass-Sigma-Delta-Modulatoren **30** zugeführt, die unter Bezugnahme auf [Fig. 2](#) näher beschrieben werden. Optional ist ein Bandpass-Vorfilter **28** zur blockierenden Unterdrückung in die Signalfade von den Ausgängen **26**, **27** der Mischer **20**, **21** geschaltet. Auf Wunsch kann eine Maßnahme zur automatischen Verstärkungsregelung auf die Ausgänge des Vorfilters **28** angewendet werden. Die Eingangssignale für die Sigma-Delta-Modulatoren **30** sind In-Phase- (I) und Quadratur- (Q) ZF-Signale von 100 kHz, und die Ausgangssignale sind überabgetastete digitale 1-Bit-Signale von 13 MHz.

[0030] Mit den In-Phase- (I) und Quadratur- (Q) Ausgängen **36** bzw. **37** der kreuzgekoppelten Tiefpass-Sigma-Delta-Modulatoren **30** sind kreuzgekoppelte erste Dezimationsstufen **32**, **34** verbunden. Die Stufen **32**, **34** sorgen für die Anti-Aliasing-Bandpass-Filterung und eine Reduzierung der Abtastrate um – im vorliegenden Ausführungsbeispiel – einen Faktor 6. Die Ausgangssignale von den ersten Dezimationsstufen **32**, **34** liegen bei 2,17 MHz. Die Signale von den ersten Dezimationsstufen **32**, **34** werden in Derotationsstufen **38**, **40** derotiert. Mit den Derotationsstufen **38** bzw. **40** sind zweite Dezimationsstufen **42**, **44** gekoppelt, die die Abtastrate in diesem Ausführungsbeispiel um einen Faktor 8 reduzieren, um Signale mit 270,83 kHz, der Bitrate von GSM, zu liefern. Die Ausgangssignale der zweiten Dezimationsstufen **42**, **44** werden einer Entzerrer/Demodulator-Stufe **46** zugeführt, die ein Ausgangssignal **48** liefert.

[0031] Die Funktion des in [Fig. 1](#) dargestellten Empfängers kann folgendermaßen zusammengefasst werden: Das eintreffende HF-Signal von der Antenne **10** wird in den symmetrischen Mischern **20**, **21** zu In-Phase- (I) und Quadratur- (Q) Komponenten mit einer niedrigen ZF umgesetzt, die typischerweise gleich der Hälfte der Kanalbandbreite oder der Hälfte des Kanalabstands ist. Diese I- und Q-Signale werden mit Hilfe eines Paares aus Tiefpass-Sigma-Delta-Modulatoren **30** digitalisiert, die kreuzgekoppelt wurden, um das Rauschformungsminimum von Null zur verwendeten niedrigen ZF zu verschieben. Die Bitstrom-Ausgabe von den Sigma-Delta-Modulatoren **30** wird anschließend dezimiert und derotiert, um ein digitalisiertes Multibit-Null-ZF-Ausgangssignal zu schaffen, wobei der größte Teil der benachbarten Kanalfilterung im Dezimationsprozess erfolgt ist. Das Multibit-Ausgangssignal wird dann je nach Anwendung nach Bedarf demoduliert.

[0032] In [Fig. 2](#) sind die kreuzgekoppelten, zeitkontinuierlichen Tiefpass-Sigma-Delta-Modulatoren **30** genauer dargestellt. Den Eingangsanschlüssen **50** bzw. **51** werden die quadraturbezogenen analogen Signale I und Q mit niedriger ZF zugeführt. Jeder Eingangsanschluss **50**, **51** ist mit einem zeitkontinuierlichen Sigma-Delta-Modulator vierter Ordnung **52**, **54** verbunden. Jeder Modulator **52**, **54** umfasst einen zeitkontinuierlichen analogen Anti-Aliasing-Schleifenfilter bestehend aus vier in Reihe geschalteten Transkonduktor-Kondensator-Integratoren **56**, **58**, **60**, **62** und **57**, **59**, **61**, **63**. Die zweiten bis vierten Integratoren jedes Modulators sind über die Gyrationen **64**, **66**, **68** kreuzgekoppelt. Jede Stufe ist so eingestellt, dass sie bei einer bestimmten Frequenz im ZF-Band in Resonanz schwingt, wobei die Frequenz gemäß dem Verhältnis g_m/C bestimmt wird. Der Wert von C wird durch die Rauschanforderungen vorgegeben und die Konduktanz g_m ist so vorgegeben, dass die gewünschte Mittenfrequenz für diesen Wert von C erreicht wird. Die Kreuzkopplung dieser Stufen bewirkt, dass eine negative Suszeptanz an jedem Kondensatorort eingeführt wird, deren Wert durch die erforderliche Frequenzverschiebung und die Eigenadmittanz des Gyration bestimmt wird. Die ersten Stufen **56**, **57** sind nicht mit Hilfe eines Gyration kreuzgekoppelt, wodurch die Einführung eines DC-Offsets in die Ausgangssignale dieser Stufen vermieden wird. Die Ausgangssignale von jeder der vier Stufen **56**, **58**, **60**, **62** und **57**, **59**, **61**, **63** werden in entsprechenden Summierstufen **70**, **72** kombiniert. Die Ausgangssignale der Stufen werden den entsprechenden 1-Bit-Analog/Digital-Umsetzern (ADC) **74**, **76** zugeführt, in denen die analogen Signale überabgetastet werden, um 1-Bit-Signale von 13 MHz an den Ausgängen **36** bzw. **37** zu erhalten. Für die Wahl eines hohen Überabastungsverhältnisses gilt, je größer die Anzahl der Abtastwerte ist, über die der Mittelwert gebildet werden kann, desto besser wird die effektive Auflösung des ADC sein.

[0033] Die Ausgangssignale der ADCs **74**, **76** werden außerdem zurückgekoppelt, in den 1-Bit-DACs **78**, **80** in analoge Signale umgesetzt und in den Summierstufen **82**, **84** mit Signalen an den entsprechenden Eingangsanschlüssen **50**, **51** kombiniert. Die Rückkopplungsschleifen stellen sicher, dass der Mittelwert des durch die ADCs **74**, **76** erzeugten Quantisierungsrauschens im interessierenden Frequenzband so klein wie möglich ist, um den Prozess der Mittelwertbildung lohnenswert zu machen.

[0034] In [Fig. 3](#) sind die Spektren für das Signal und das Quantisierungsrauschen dargestellt, wenn die kreuzgekoppelten Sigma-Delta-Modulatoren mit der Abtastrate von 13 MHz betrieben werden, wobei alle Gyrationen **64**, **66**, **68** so eingestellt sind, dass sie bei entsprechenden Frequenzen in der Nähe von 100 kHz in Resonanz schwingen. In [Fig. 3](#) zeigt die durchgehende Linie **82** die Kennlinie eines GSM

GMSK-Signals mit Rauschen, die gepunktete Linie **84** das Grundrauschen des ADC und die unterbrochene Linie **86** das DC-Rauschen. Durch die Wahl einer niedrigen ZF von 100 kHz wurde das gewünschte GSM GMSK-Signal von der DC-Rauschspitze **86** wegbewegt. Durch zusätzliches Reduzieren der Taktrate auf einen akzeptablen Wert, um Strom zu sparen, liegt das GSM GMSK-Signal über die gesamte 200-kHz-Bandbreite des gewünschten Signals weit genug über dem Grundrauschen **84**.

[0035] Die Bitströme der Ausgänge **36**, **37** der Sigma-Delta-Modulatoren werden den ersten Dezimationsstufen **32**, **34** zugeführt, die die Abtastrate reduzieren, die sehr hohen Rauschpegel, die durch die Sigma-Delta-Modulatoren außerhalb der gewünschten Signalbandbreite erzeugt werden, reduzieren und für den größten Teil der Kanaltrennschärfe des Empfängers sorgen. Um eine Angabe in Bezug auf die Art der durchgeführten Filterung zu bekommen, wird auf [Fig. 4](#) verwiesen, die das Frequenzspektrum eines Tiefpass-Sigma-Delta-Modulators vierter Ordnung zeigt, dem ein Eingangssignal mit maximaler Leistung zugeführt wird. Der Übersichtlichkeit halber entspricht das Spektrum der Verwendung einer Null-ZF statt einer niedrigen ZF. Die Signalfrequenz liegt bei 50 kHz und die Abtastfrequenz des ADC beträgt 13 MHz. Das dargestellte Frequenzspektrum veranschaulicht die rauschformende Wirkung des Schleifenfilters im Modulator durch die Tatsache, dass bei niedrigen Frequenzen unter 50 kHz kein Rauschen auftritt und bei höheren Frequenzen viel Rauschen vorhanden ist.

[0036] In [Fig. 5](#) ist ein Frequenzspektrum des Signals am Ausgang einer ersten Dezimationsstufe dargestellt, in der die Abtastrate von 13 MHz um einen Faktor 6 auf eine Rate von 2,17 MHz reduziert wurde. Es ist zu erkennen, dass der durch die erste Dezimationsstufe gebildete Filter die Rauschleistung so weit reduziert hat, dass der Störabstand +60,8 dB beträgt.

[0037] In [Fig. 6](#) ist ein Frequenzspektrum des Signals am Ausgang der zweiten Dezimationsstufe dargestellt. Es wurde ein Dezimationsfaktor von 8 verwendet, um die Abtastrate von 270,833 kSamples/s zu reduzieren. Die Filterung wird genauer gesteuert, weil diese Stufe weitgehend für die Schaffung der Kanaltrennschärfe zuständig ist. Die Integration der Rauschleistung zeigt, dass der Störabstand jetzt auf +82 dB erhöht wurde.

[0038] In Verbindung mit der Anordnung der Derotationsstufen **38**, **40** ([Fig. 1](#)) zwischen der ersten und der zweiten Dezimationsstufe muss das starke Quantisierungsrauschen außerhalb des Bandes nicht im Band einem Aliasing unterzogen werden, so dass das Derotationssignal, tatsächlich ein lokales Oszillatorsignal von -100 kHz, ein relativ reines Sinussignal sein muss. Es wird daher eine große Wort-

breite benötigt, um das Sinussignal zu codieren, was dann eine negative Wirkung auf die Leistungsaufnahme der digitalen Signalverarbeitung haben wird, wenn die Abtastrate nicht erheblich reduziert wurde. Die Derotation kann nicht verschoben werden, bis die gesamte Dezimation abgeschlossen ist, weil die Abtastrate dann zu niedrig ist, um das Signal ohne Aliasing zu codieren.

[0039] Die Dezimation des 13-MHz-Signals kann auf jede geeignete Weise erfolgen, vorausgesetzt, die Derotation kann zufrieden stellend durchgeführt werden. Die Faktoren 6 und 8 könnten zum Beispiel **24** bzw. 2 oder 4 bzw. 12 sein. Auch könnten derartige Faktoren in einer oder mehreren Stufen erreicht werden, zum Beispiel kann ein Faktor von 6 als ± 2 und ± 3 implementiert werden. Durch die Verwendung von zwei oder mehr Stufen kann eine Stromeinsparung erreicht werden. Der Gesamt-Dezimationsfaktor wird so bestimmt, dass die Bitrate auf eine Rate gebracht wird, die von der Entzerrer/Demodulator-Stufe **46** benötigt wird.

[0040] In einem nicht dargestellten Ausführungsbeispiel der Erfindung kann die Entzerrer/Demodulator-Stufe **46** so entworfen sein, dass eine getrennte Derotation der Bitströme nicht erforderlich ist, mit dem Ergebnis, dass die Bitströme dezimiert und der Stufe **46** direkt zugeführt werden.

[0041] In [Fig. 8](#) sind die kreuzgekoppelten, zeitkontinuierlichen Tiefpass-Sigma-Delta-Modulatoren **30** implementiert mit Hilfe von Operationsverstärker-Filtern OP1, OP2, OP3 und OP4 dargestellt. Die Filter weisen einen ähnlichen Aufbau auf, und der Kürze halber wird nur der Filter OP1 ausführlich beschrieben. Ein Eingang **102** eines Operationsverstärkers **100** ist mit Masse verbunden. An den zweiten Eingang **104** des Operationsverstärkers ist ein Widerstand **103** angeschlossen. Zwischen einen Ausgang **106** des Operationsverstärkers **100** und den zweiten Eingang **104** ist ein Rückkopplungskondensator **108** geschaltet.

[0042] Die Operationsverstärker-Filter OP3 und OP4 sind kreuzgekoppelt dargestellt. Dies erfolgt dadurch, dass der Ausgang **106** des Operationsverstärkers des Filters OP3 über den mit dem Widerstand **112** in Reihe geschalteten invertierenden Verstärker **110** mit dem zweiten Eingang **104** des Operationsverstärkers des Filters OP4 verbunden ist. Ein Widerstand **114** verbindet den Ausgang **106** des Operationsverstärkers des Filters OP4 mit dem zweiten Eingang des Operationsverstärkers des Filters OP3.

[0043] Die Funktion des kreuzgekoppelten Sigma-Delta-Modulators **30** entspricht der Beschreibung unter Bezugnahme auf [Fig. 2](#), und der Kürze halber wird die Beschreibung hier nicht wiederholt.

[0044] [Fig. 8](#) zeigt eine zweite Ausführungsform eines Empfängers mit niedriger ZF, bei dem die Produkte des Mischens in den quadraturbezogenen Mischern **20**, **21** einem analogen Polyphasenfilter **86** zugeführt werden, dessen automatische Verstärkungsregelung (Automatic Gain Control, AGC) durch die einstellbaren Verstärker **88**, **89** vorgegeben wird. Der Polyphasenfilter **86** ist in der Lage, unerwünschte Bildsignale zu blockieren, aber die gewünschten Signale durchzulassen. Die Kreuzkopplung im Sigma-Delta-Modulator **30** mit Hilfe von Gyrotoren, wie in [Fig. 2](#) dargestellt, oder mit Hilfe von Widerständen, wie in [Fig. 7](#) dargestellt, erhöht den Dynamikumfang des Umsetzers. In diesem Ausführungsbeispiel beträgt die Abtastfrequenz des ADC 6,5 MHz und die Dezimationsfaktoren für die Dezimatoren **32**, **34** und **42**, **44** betragen daher 3 bzw. 8, jedoch sind auch andere Faktorkombinationen möglich. Die in [Fig. 8](#) dargestellte Schaltung entspricht ansonsten der Schaltung aus [Fig. 1](#) und wird der Kürze halber nicht erneut beschrieben.

[0045] In [Fig. 9](#) ist eine dritte Ausführungsform der vorliegenden Erfindung dargestellt, bei der der Empfänger als Null-ZF-Empfänger konfiguriert ist und betrieben wird. Bei dieser Ausführungsform liefert der lokale Oszillator **22** quadraturbezogene Oszillatorsignale mit der nominellen Trägerfrequenz des empfangenen Signals und die Produkte des Mischens werden Tiefpassfiltern **90**, **91** zugeführt, um die Null-ZF-I- und -Q-Signale auszuwählen.

[0046] Durch die Kreuzkopplung der Sigma-Delta-Modulatoren ist es möglich, die gewünschte Filterungskennlinie zu realisieren, ohne Resonatoren in den Rückkopplungspfaden von den ADCs **74**, **76** ([Fig. 2](#)) vorsehen zu müssen, wobei derartige Resonatoren normalerweise in der Praxis schwer zu realisieren sind.

[0047] Die in [Fig. 9](#) dargestellte Schaltung ähnelt ansonsten der Schaltung aus [Fig. 1](#) und wird der Kürze halber hier nicht noch einmal beschrieben.

[0048] Bei der Implementierung der in den [Fig. 1](#), [Fig. 8](#) und [Fig. 9](#) dargestellten Empfänger werden die Blöcke bis einschließlich den Sigma-Delta-Modulatoren in analoger Hochfrequenztechnik hergestellt, wodurch eine hohe Linearität und geringes Rauschen beibehalten werden. Die erste und die zweite Dezimationsstufe sowie die Derotationsstufen werden am besten als digitale CMOS-Hardware ausgeführt.

[0049] Fehlanpassungen zwischen den Transferfunktionen der I- und Q-Signalfade werden im Allgemeinen auf Prozessschwankungen bei der Herstellung der analogen Teile des Empfängers zurückzuführen sein. Die Auswirkungen der Fehlanpassungen werden jedoch durch die Verwendung einer ZF redu-

ziert, die kleiner als die Kanalbreite oder der Kanalabstand ist, so dass der Bildkanal ein benachbarter Kanal mit seiner geringeren Störfestigkeitsanforderung ist.

[0050] In der vorliegenden Spezifikation und den Ansprüchen schließt das Wort „ein“ oder „eine“ vor einem Element nicht die Anwesenheit einer Vielzahl derartiger Elemente aus. Ebenso schließt das Wort „umfassend“ nicht die Anwesenheit anderer Elemente oder Schritte als der aufgeführten aus.

Industrielle Anwendbarkeit

[0051] Digitale Rundfunkempfänger und Implementierungen von digitalen Rundfunkempfängern wie integrierten Schaltungen.

Text in der Zeichnung

Fig. 3

Leistung (dBm)
Frequenz (Hz)

Fig. 4

Leistung (dB)
Frequenz (Hz)

Fig. 5 und Fig. 6

dB
Frequenz (Hz)

Patentansprüche

1. Empfänger mit: einem Eingang (**16**); ersten und zweiten quadraturbezogenen Frequenzumsetzungsstufen (**20, 21**), die mit dem Eingang verbunden sind; ersten und zweiten zeitkontinuierlichen Tiefpass-Sigma-Delta-Modulatoren (**30; 52, 54**), die mit der ersten bzw. mit der zweiten Frequenzumsetzungsstufe gekoppelt sind, um überabgetastete digitale Signale zu erzeugen, wobei der erste und der zweite Sigma-Delta-Modulator ein niederfrequentes Bandpass-Verhalten aufweisen; Mitteln zum Demodulieren der digitalisierten Ausgangssignale; und Mitteln zum Verändern der Bitrate der überabgetasteten Signale in eine Rate, die von den Demodulationsmitteln benötigt wird, wobei der erste und der zweite Sigma-Delta-Modulator jeweils eine entsprechende Vielzahl von N in Reihe geschalteten Integratoren (**56, 58, 60, 62; 57, 59, 61, 63**) umfassen, wobei N eine Ganzzahl mit einem Wert von mindestens 2 ist, und wobei der zweite bis N-te Integrator des ersten Sigma-Delta-Modulators mit dem entsprechenden Integrator des zweiten Sigma-Delta-Modulators gekoppelt ist

2. Empfänger nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass das Mittel zum Verändern der Bitrate mindestens ein dezimierendes Mittel umfasst.

3. Empfänger nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Mittel zum Verändern der Bitrate erste dezimierende Mittel umfassen, die mit den Ausgängen des ersten und des zweiten Sigma-Delta-Modulators verbunden sind, dass Signalderotationsmittel mit den ersten dezimierenden Mitteln gekoppelt sind und dass zweite dezimierende Mittel mit den Signalderotationsmitteln gekoppelt sind.

4. Empfänger nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass die ersten dezimierenden Mittel gekoppelt sind.

5. Empfänger nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass die Derotationsmittel so angepasst sind, dass ein digitales Wort geliefert wird, welches im Wesentlichen ein reines Sinussignal darstellt.

6. Empfänger nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die erste und die zweite Frequenzumsetzungsstufe Stufen mit niedriger ZF sind.

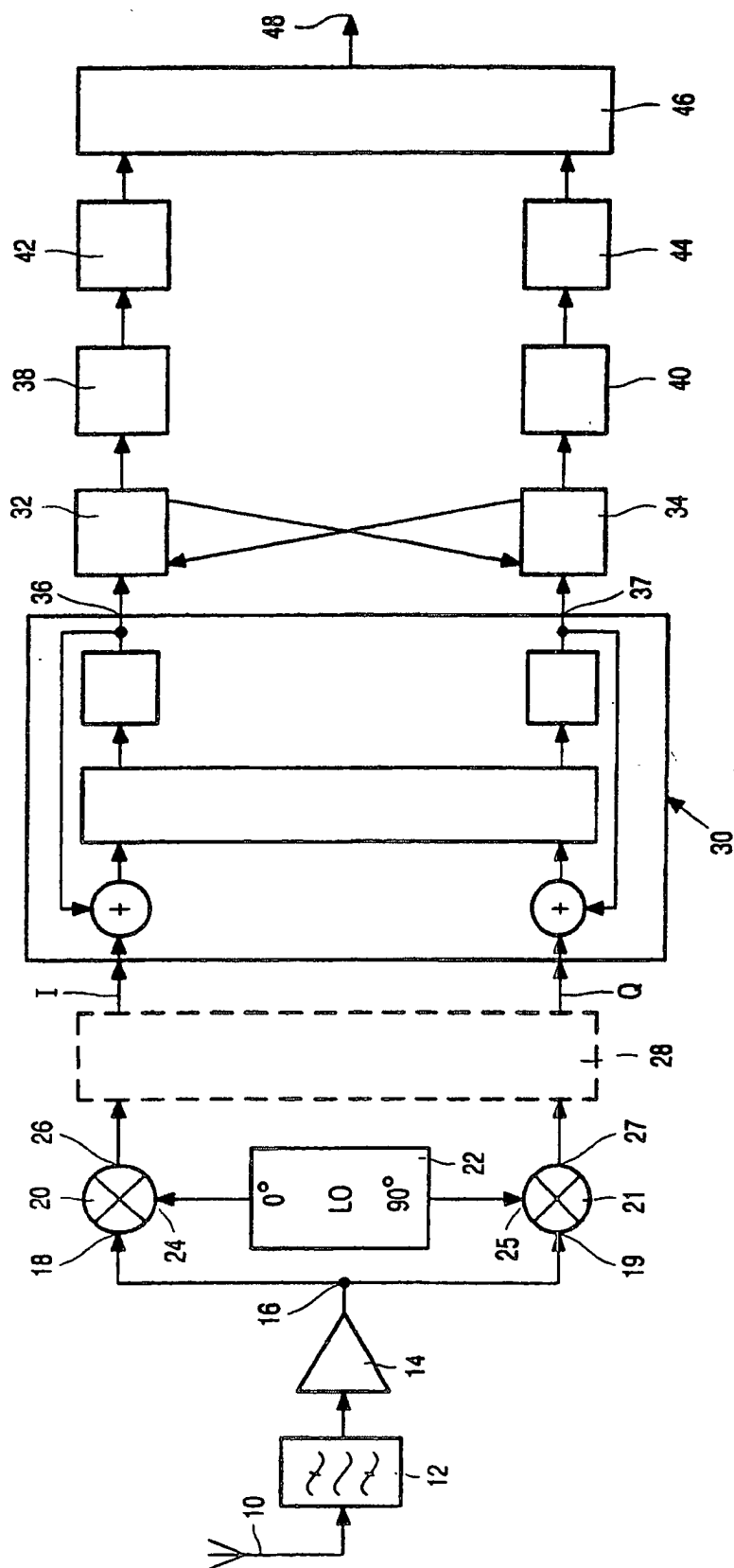
7. Empfänger nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, dass ein Vorfilter einen entsprechenden Ausgang von sowohl der ersten als auch der zweiten Frequenzumsetzungsstufe mit einem entsprechenden, dem ersten oder dem zweiten, Sigma-Delta-Modulator verbindet.

8. Empfänger nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass Mittel zur automatischen Verstärkungsregelung zwischen sowohl die erste als auch die zweite Frequenzumsetzungsstufe und den ersten und den zweiten Sigma-Delta-Modulator geschaltet sind.

9. Empfänger nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die erste und die zweite Frequenzumsetzungsstufe Null-ZF-Stufen sind und dass Tiefpassfilter die erste und die zweite Frequenzumsetzungsstufe mit dem ersten und dem zweiten Sigma-Delta-Modulator verbinden.

10. Integrierte Schaltung mit einem Empfänger nach Anspruch 1.

Es folgen 7 Blatt Zeichnungen



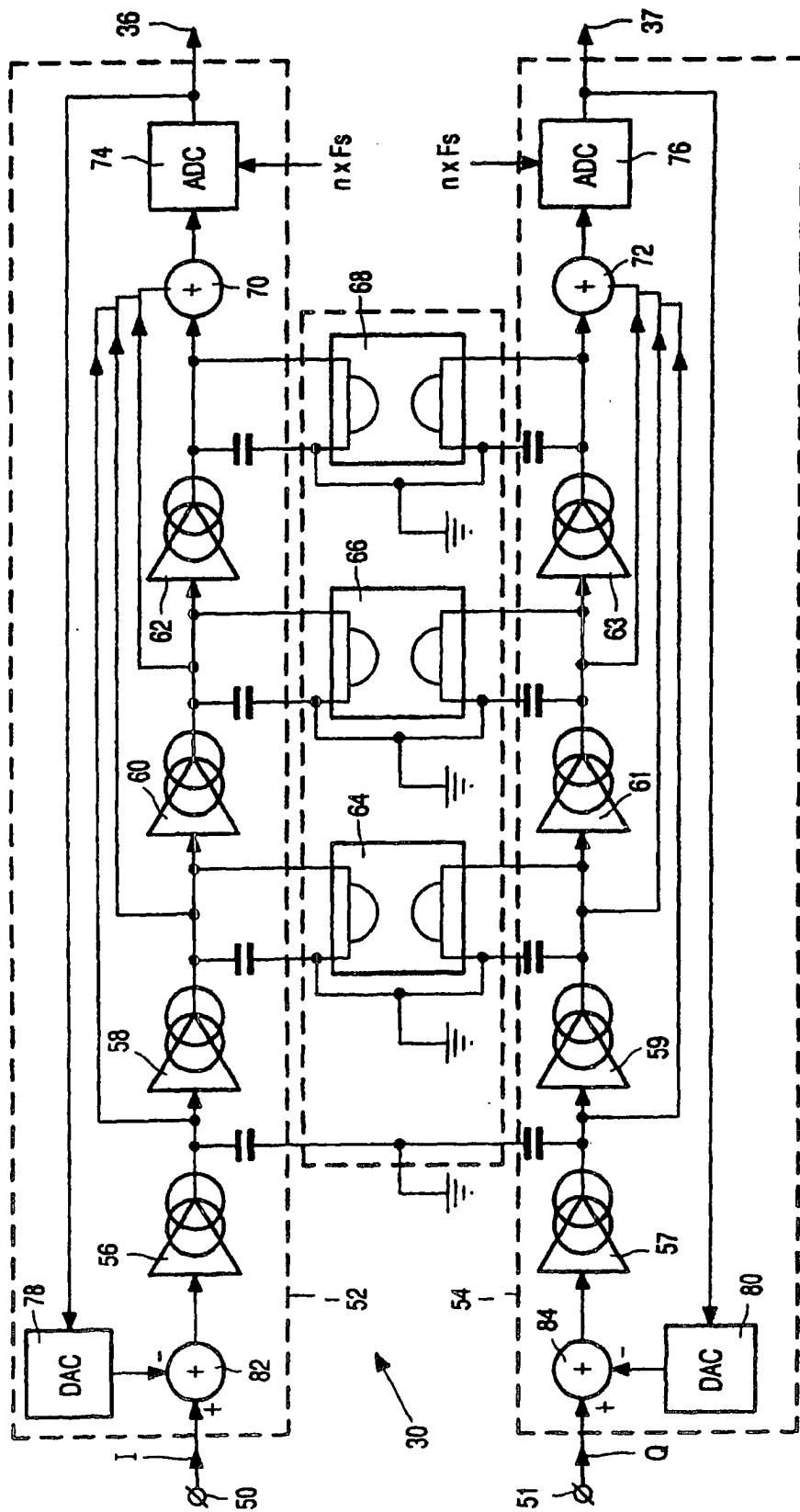


FIG. 2

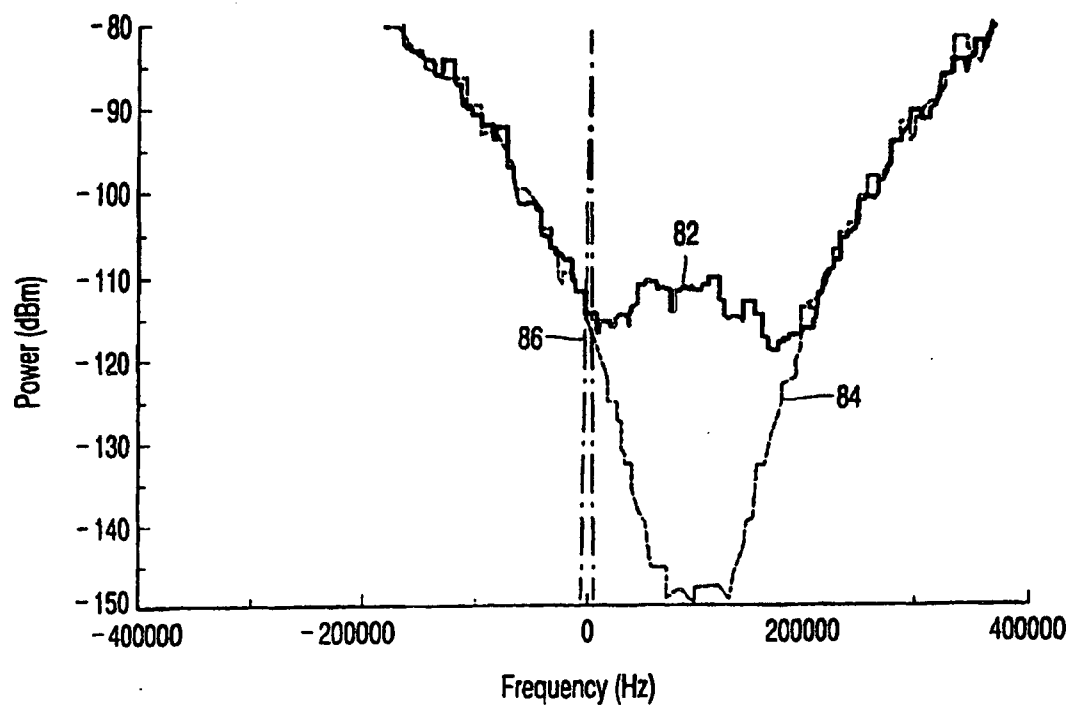


FIG. 3

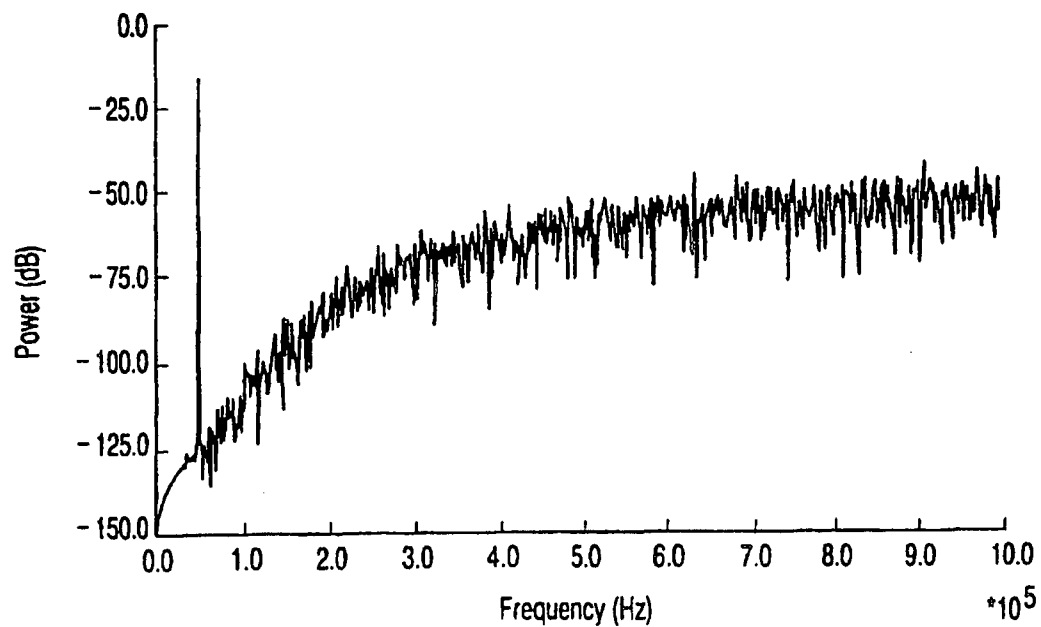


FIG. 4

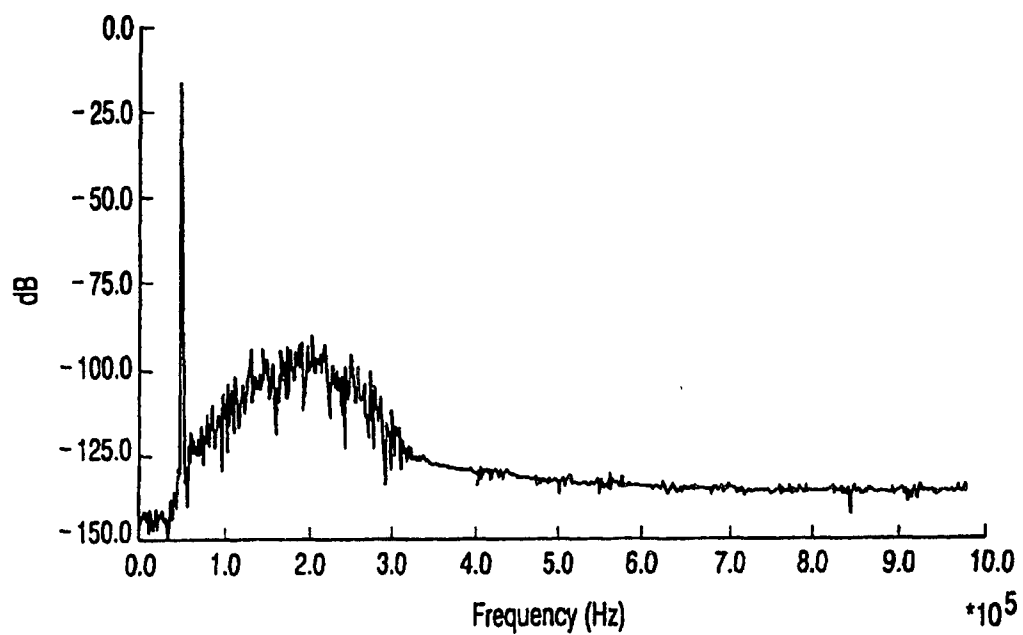


FIG. 5

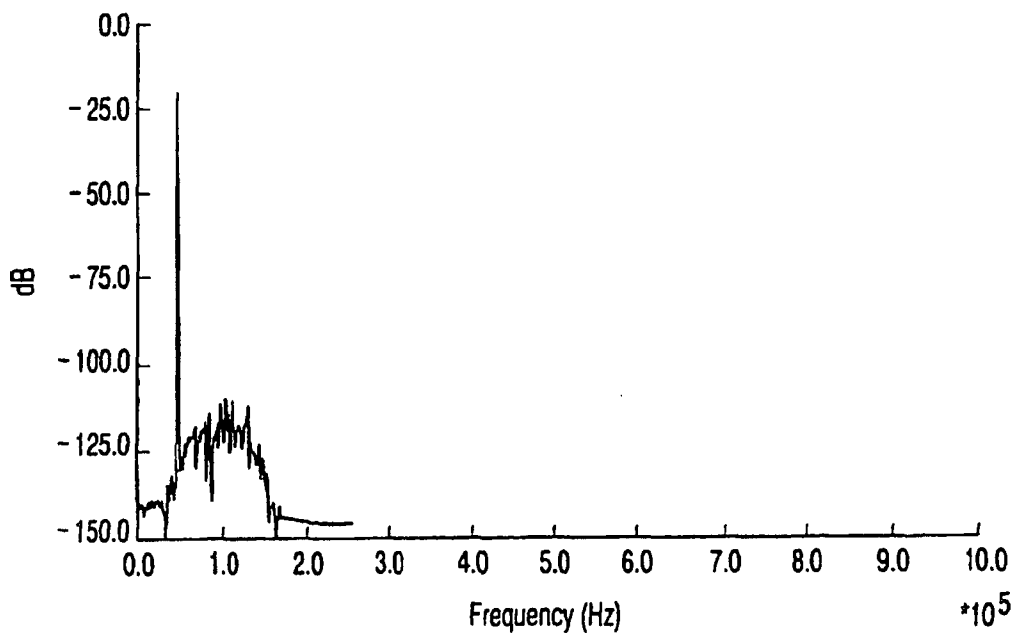


FIG. 6

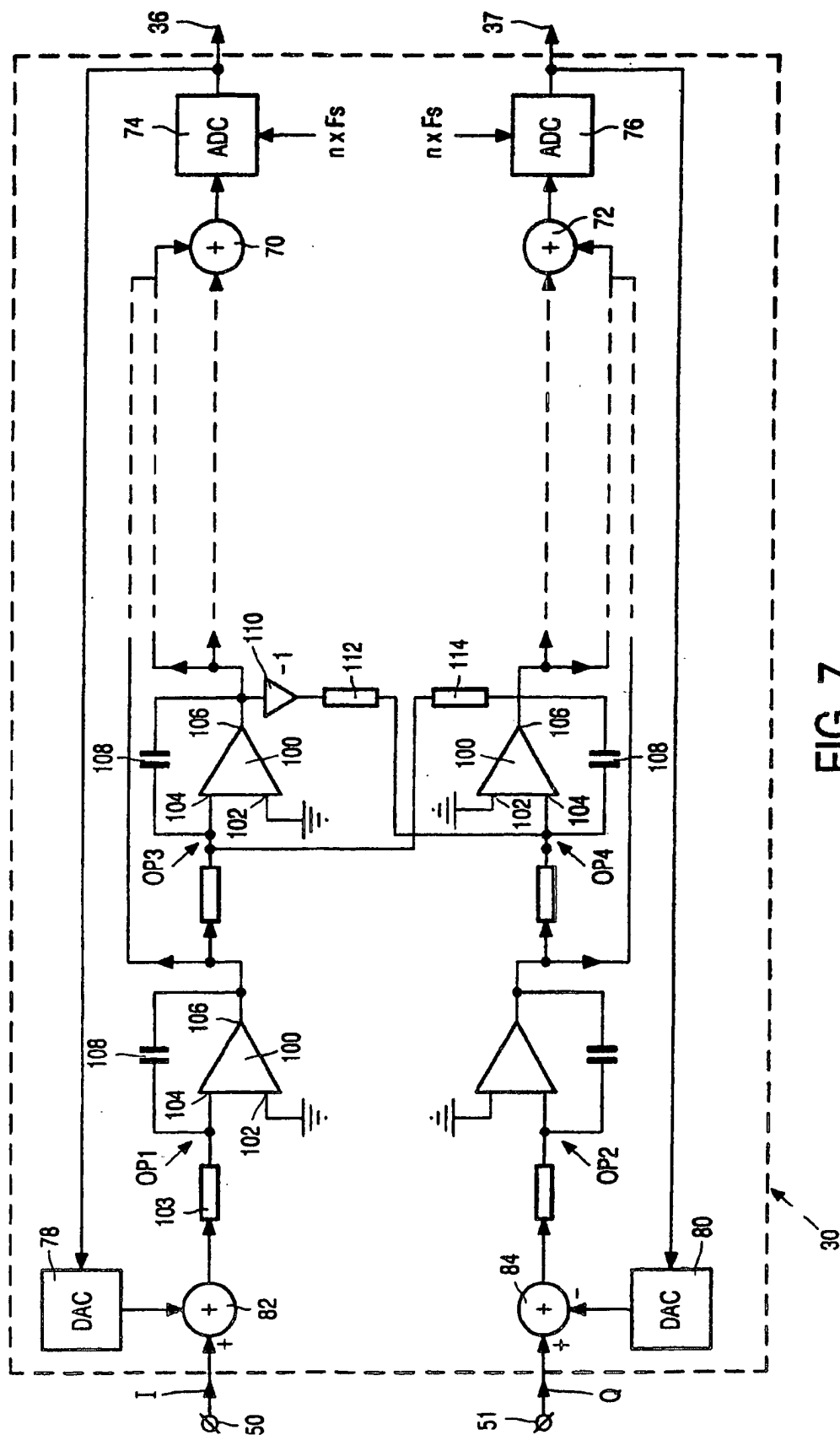


FIG. 7

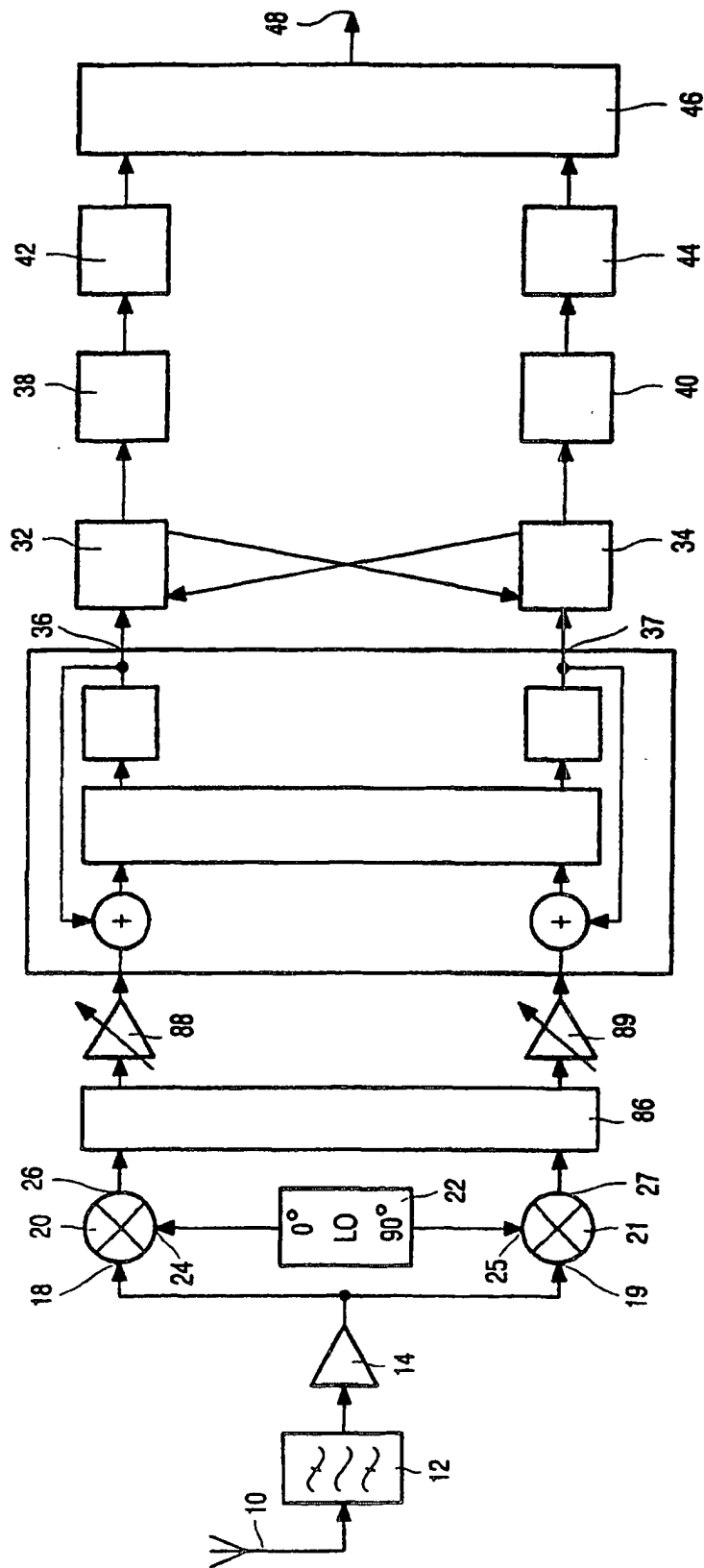


FIG. 8

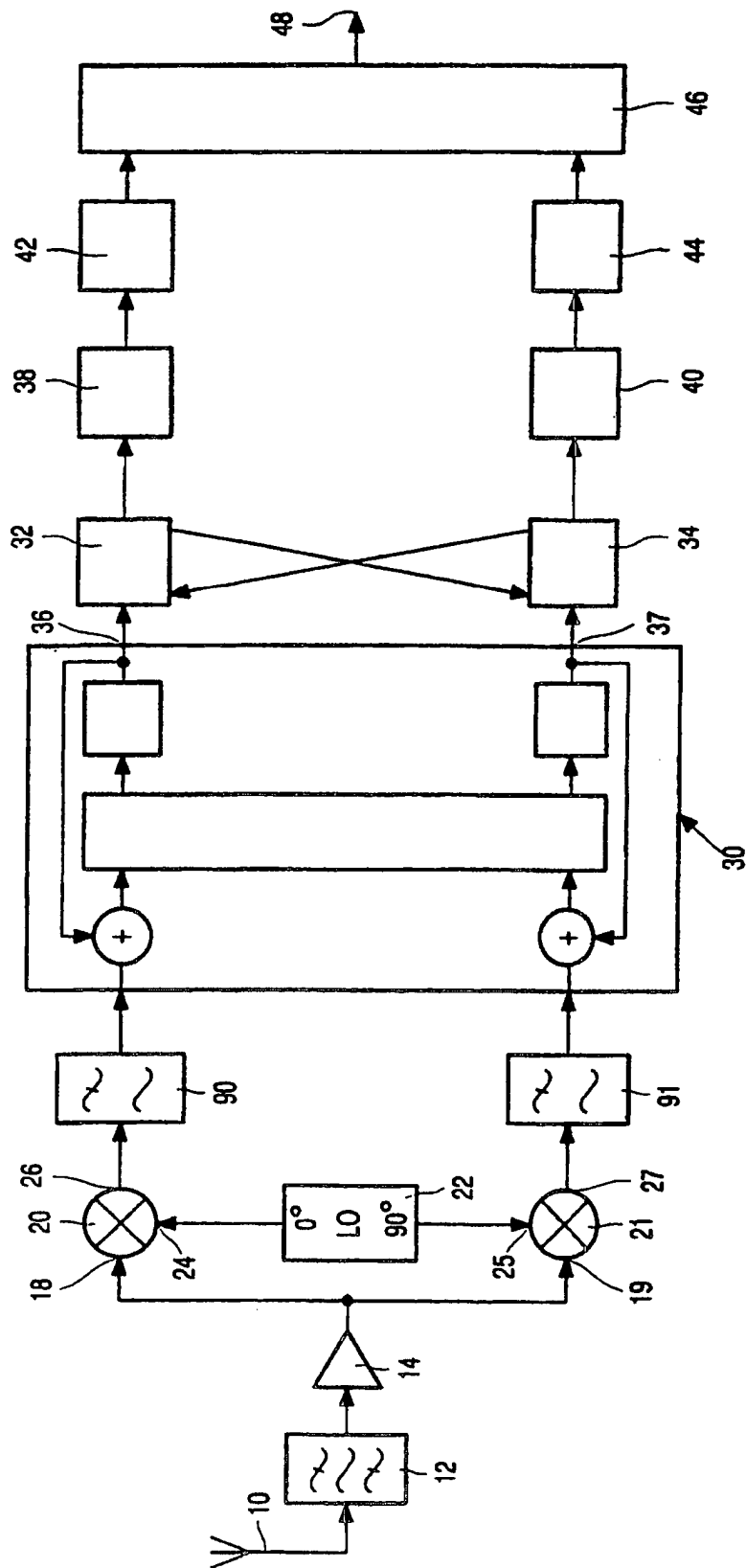


FIG. 9