



(12)

Patentschrift

(21) Deutsches Aktenzeichen: 11 2009 004 740.8
 (86) PCT-Aktenzeichen: PCT/US2009/068212
 (87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: WO 2010/107460
 (86) PCT-Anmelddatag: 16.12.2009
 (87) PCT-Veröffentlichungstag: 23.09.2010
 (43) Veröffentlichungstag der PCT Anmeldung
 in deutscher Übersetzung: 25.10.2012
 (45) Veröffentlichungstag
 der Patenterteilung: 08.02.2018

(51) Int Cl.: H04B 1/10 (2006.01)

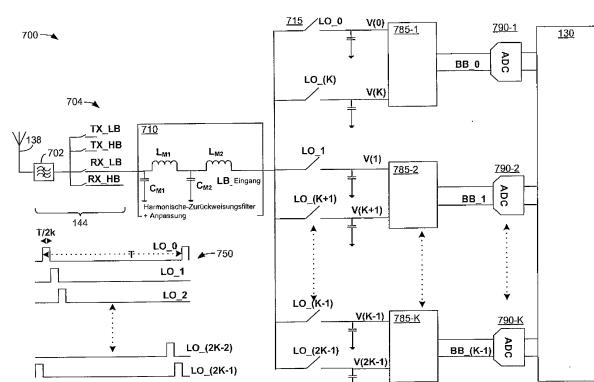
Innerhalb von neun Monaten nach Veröffentlichung der Patenterteilung kann nach § 59 Patentgesetz gegen das Patent Einspruch erhoben werden. Der Einspruch ist schriftlich zu erklären und zu begründen. Innerhalb der Einspruchsfrist ist eine Einspruchsgebühr in Höhe von 200 Euro zu entrichten (§ 6 Patentkostengesetz in Verbindung mit der Anlage zu § 2 Abs. 1 Patentkostengesetz).

(30) Unionspriorität: 61/160,858 17.03.2009 US	(72) Erfinder: Domino, William J., Yorba Linda, Calif., US; Pullela, Rajasekhar, Tustin, Calif., US
(73) Patentinhaber: Skyworks Solutions, Inc., Woburn, Mass., US	(56) Ermittelter Stand der Technik: US 2005 / 0 239 430 A1 US 2008 / 0 284 487 A1
(74) Vertreter: isarpatent - Patentanwälte- und Rechtsanwälte Behnisch Barth Charles Hassa Peckmann & Partner mbB, 80801 München, DE	

(54) Bezeichnung: **SAW-loser LNA-loser rauscharmer Empfänger, Verfahren zum Verarbeiten eines empfangenen Signals, Empfänger, Verfahren zum Verarbeiten eines empfangenen Hochfrequenzsignals und drahtloses Kommunikationsgerät**

(57) Hauptanspruch: Rauscharmer Empfänger (700; 1100; 1300) mit:
 einem passiven Tiefpassfilter (710), welcher dazu ausgelegt ist, ein Funkfrequenzsignal (RF-Signal) direkt von einem Schaltmodul (704) zu empfangen, für eine Spannungsverstärkung des RF-Signals zu sorgen und einen Pegel eines interferierenden Signals, das bei einer der siebten Harmonischen der Frequenz des RF-Signals entsprechenden Frequenz auftritt, zu reduzieren, und welcher eine Impedanzanpassungsschaltung aufweist;
 einem Abwärtswandler (715; 1115; 1315), welcher mit dem passiven Tiefpassfilter (710) gekoppelt ist, dazu ausgelegt ist, das gefilterte RF-Signal zu empfangen, und eine Schaltarchitektur aufweist, die dazu ausgelegt ist, eine Mehrzahl von Ausgangsphasen basierend auf einer entsprechenden Mehrzahl von Lokaloszillatoren (LO-Signalen) zu erzeugen, so dass jede der Mehrzahl von Ausgangsphasen einer anderen Phase innerhalb einer LO-Periode entspricht, die Mehrzahl von Ausgangsphasen in zumindest K Gruppen aufgeteilt sind, mit K als einer ganzen Zahl größer als 1, und jede n-te Gruppe der K Gruppen eine n-te Ausgangsphase der Mehrzahl von Ausgangsphasen und eine (n + K)-te Ausgangsphase der Mehrzahl von Ausgangsphasen aufweist;

einer Subtraktionsstufe (785; 1185; 1385), welche dazu ausgelegt ist, die Mehrzahl von Ausgangsphasen so zu kombinieren, dass zwischen der n-ten Ausgangsphase jeder zugehörigen Gruppe der K Gruppen und der (n + K)-ten Ausgangsphase der zugehörigen Gruppe unter Erhöhung der Verstärkung der Ausgangsphasen eine Differenz gebildet wird; und
 einem Summationsfilter (1125; 1325), welcher dazu ausgelegt ist, die in ihrer Verstärkung erhöhten Ausgangsphasen zu empfangen und die in ihrer Verstärkung erhöhten ...



Beschreibung

[0001] Tragbare Kommunikationsvorrichtungen, wie beispielsweise zellulare Telefone, persönliche digitale Assistenten (PDAs), WIFI-Sendeempfänger und andere Kommunikationsvorrichtungen verwenden und empfangen ein Kommunikationssignal bei verschiedenen Frequenzen. Für eine effiziente Kommunikation ist die Frequenz des Sende- und Empfangssignals oftmals größer als das Basisbandinformationssignal, das die zu kommunizierende Information trägt. Folglich muss ein Sendeempfänger das Sendesignal aufwärts wandeln und das Empfangssignal abwärts wandeln.

[0002] Normalerweise wird ein oder werden mehrere Mischgeräte verwendet, um das Sendesignal aufwärts zu wandeln und das Empfangssignal abwärts zu wandeln. In vielen Funkfrequenz-(RF)-Kommunikationsmethoden, und insbesondere in einer Quadraturmodulationsmethode kann ein Mischgeräte implementiert werden, indem man eine Reihe von Schaltern verwendet, die differenzielle Komponenten eines Quadratursignals gemäß einem Lokaloszillator-(LO)-Signal schalten. Die Frequenz des LO-Signals wird derart gewählt, dass ein Funkfrequenzsignal, das mit dem LO-Signal gemischt ist, in eine gewünschte Frequenz umgewandelt wird.

[0003] Die Signalaufwärtswandlung und Signalabwärtswandlung werden durchgeführt, indem Mischgeräte verwendet werden, die typischerweise implementiert werden, indem Halbleiterschalter verwendet werden. In der tiefgehenden Submikron-Technologie ermöglicht die Verfügbarkeit von passiven Schaltern, die einen rauscharmen Betrieb und hocheffiziente Betriebscharakteristiken bereitstellen, die Verwendung von passiven Mischern, wobei ein geringer Stromverbrauch und eine hohe Performance erwünscht sind. Rail-to-rail-Spannungen, die in dem Schalttaktpfad verwendet werden, und Probleme aufgrund einer schlechten Isolation zwischen dem In-(I)-Phase- und Quadratur-(Q)-Phase-Pfad in dem Mischgeräte bringen Beschränkungen bezüglich der Verwendung eines passiven Mischers mit sich.

[0004] Ein SAW-Filter wird typischerweise verwendet, um das Empfangsfrequenzband vor störenden Signalen zu schützen, die außerhalb des Empfangsbandes sein können, die aber immer noch eine Interferenz verursachen können, speziell bei bestimmten Vielfachen (Harmonischen) der Empfangsfrequenz. Ein LNA wird typischerweise verwendet, um das relativ schwache Empfangssignal derart zu verstärken, dass die darin enthaltene Information extrahiert werden kann. Für einen Mehrbandempfänger wird für jedes Band ein separates SAW-Filter benötigt, und ein separater LNA ist erforderlich, um das Ausgangssignal jedes SAW-Filters zu akzeptieren. Folglich erhöhen SAW-Filter und LNA typischerweise die Komple-

xität der Empfängerarchitektur. Ferner verbrauchen LNAs Leistung und dieser Leistungsverbrauch muss ausreichend hoch sein, um dem LNA zu erlauben, große Sperrsignale durchzulassen, ohne dass kleine gewünschte Signale komprimiert werden.

[0005] Die Druckschrift US 2008/0284487 A1 offenbart einen auf einer Schaltarchitektur basierenden passiven Mischgeräte. Die Druckschrift US 2005/0239430 A1 offenbart einen HF-Empfänger mit einem Mischgeräte zur Unterdrückung von harmonischen Frequenzen.

[0006] Folglich ist eine Architektur für einen rauscharmen Empfänger wünschenswert, die nicht auf diesen zusätzlichen Bauteilen beruht.

Zusammenfassung

[0007] Hierzu wird ein rauscharmer Empfänger mit den Merkmalen des Patentanspruchs 1, ein Verfahren zum Verarbeiten eines empfangenen Signals mit den Merkmalen des Patentanspruchs 10, ein Empfänger mit den Merkmalen des Patentanspruchs 18, ein Verfahren zum Verarbeiten eines empfangenen Hochfrequenzsignals mit den Merkmalen des Patentanspruchs 28 sowie ein drahtloses Kommunikationsgerät mit den Merkmalen des Patentanspruchs 34 bereitgestellt.

[0008] Andere Ausführungsbeispiele werden ebenfalls bereitgestellt. Andere Systeme, Verfahren, Merkmale und Vorteile der Erfindung sind oder werden dem Fachmann bei der Prüfung der folgenden Figuren und detaillierten Beschreibung offenkundig.

Kurzbeschreibung der Figuren

[0009] Die Erfindung kann unter Bezugnahme auf die folgenden Figuren besser verstanden werden. Die Komponenten in den Figuren sind nicht notwendigerweise maßstabsgetreu, stattdessen wird Wert darauf gelegt, dass die Prinzipien der Erfindung klar gezeigt werden. Darüber hinaus bezeichnen in den Figuren gleiche Bezugszeichen entsprechende Teile in unterschiedlichen Ansichten.

[0010] **Fig. 1** zeigt ein Blockdiagramm, das einen vereinfachten tragbaren Sendeempfänger zeigt.

[0011] **Fig. 2** zeigt ein schematisches Diagramm eines Beispiels für einen Single-Ended Voltage-Mode (Spannungsmodus-)Abwärtssteller, der als ein passiver Mischgeräte unter Verwendung einer Tastverhältnis-Topologie von etwa 25% implementiert ist.

[0012] **Fig. 3** zeigt eine graphische Darstellung, die die LO-Signale zeigt, die in einem Beispiel des in **Fig. 2** beschriebenen passiven Mischers verwendet werden.

[0013] **Fig.** 4 zeigt ein schematisches Diagramm, das ein Beispiel eines rauscharmen Empfängers verdeutlicht.

[0014] **Fig.** 5 zeigt eine graphische Darstellung, die ein beispielhaftes Frequenzspektrum zeigt, innerhalb dessen der rauscharme Empfänger arbeitet.

[0015] **Fig.** 6 zeigt ein schematisches Diagramm, das ein alternatives Beispiel des rauscharmen Empfängers von **Fig.** 4 verdeutlicht.

[0016] **Fig.** 7 zeigt ein schematisches Diagramm, das ein Ausführungsbeispiel des rauscharmen Empfängers von **Fig.** 4 verdeutlicht.

[0017] **Fig.** 8 zeigt ein Verfahren zum Erzeugen einer Wellenform, bei der die dritte und fünfte Harmonische zurückgewiesen werden.

[0018] **Fig.** 9 zeigt eine graphische Darstellung, die die Ableitung der acht LO-Phasen zeigt, die von dem rauscharmen Empfänger von **Fig.** 7 verwendet werden für den Fall von $k = 4$.

[0019] **Fig.** 10 zeigt eine graphische Darstellung, die effektive Quadratur-LO-Wellenformen zeigt, jeweils mit zurückgewiesenen dritten und fünften Harmonischen, die erzeugt werden durch ein gewichtetes Kombinieren der acht LO-Phasen, die von dem rauscharmen Empfänger von **Fig.** 7 für den Fall von $K = 4$ verwendet werden.

[0020] **Fig.** 11 zeigt ein schematisches Diagramm, das ein Ausführungsbeispiel eines rauscharmen Empfängers verdeutlicht, der die effektiven Quadratur-LO-Wellenformen von **Fig.** 10 implementiert.

[0021] **Fig.** 12 zeigt eine graphische Darstellung, die ein Beispiel der Frequenzantwort der Ausführungsbeispiele des rauscharmen Empfängers zeigt.

[0022] **Fig.** 13 zeigt ein schematisches Diagramm, das ein alternatives Ausführungsbeispiel des rauscharmen Empfängers von **Fig.** 11 zeigt.

[0023] **Fig.** 14A bis **Fig.** 14D zeigen graphische Darstellungen, die eine beispielhafte Frequenzantwort eines Ausführungsbeispiels des rauscharmen Empfängers von **Fig.** 4 zeigen, bei einer Empfangsfrequenz von 1 GHz.

Detaillierte Beschreibung

[0024] Obwohl speziell eine Beschreibung unter Bezugnahme auf einen tragbaren Sendeempfänger erfolgt, kann der SAW-lose, LNA-lose, rauscharme Empfänger (hier auch als rauscharmer Empfänger bezeichnet) in irgendeiner Vorrichtung verwendet

werden, die eine Signalabwärtswandlung in einem Empfänger verwendet.

[0025] Für eine Quadband-Kommunikationsvorrichtung, die in dem GSM/EDGE-Frequenzspektrum arbeitet, vermeidet der hier beschriebene rauscharme Empfänger vier externe SAW-Filter und rauscharme On-Chip-Verstärker (LNAs), die typischerweise in Lösungen für ein Quadband-Zellularetelefon verwendet werden, was zu hohen Kosten- und Flächeneinsparungen führt. Die Vermeidung der SAW-Filter und LNAs wird erreicht, zumindestens teilweise, indem die oben genannte hochlineare, rauscharme, passive Mischarchitektur verwendet wird, und teilweise durch die sorgfältige Gestaltung eines Eingangs- und Ausgangs-Anpassungsschaltkreises.

[0026] Der rauscharme Empfänger kann durch Hardware oder eine Kombination aus Hardware und Software implementiert werden. Bei der Implementierung in Hardware können der passive Mischung und das Hoch-Q-RF-Filter, das einen passiven Mischung verwendet, implementiert werden, indem spezielle Hardwarebauteile und eine Logik verwendet werden. Wenn der rauscharme Empfänger teilweise in Software implementiert wird, kann der Softwarebereich verwendet werden, um die verschiedenen Komponenten präzise zu steuern. Die Software kann in einem Speicher gespeichert und von einem geeigneten Befehlsausführungssystem (Mikroprozessor) ausgeführt werden. Die Hardwareimplementierung des rauscharmen Empfängers kann irgendeine oder eine Kombination der folgenden Technologien enthalten, die alle allgemein bekannt sind: Diskrete elektronische Komponenten, eine diskrete Logikschaltung (Schaltungen) mit Logikgattern zum Implementieren logischer Funktionen für Datensignale, eine anwendungsspezifische integrierte Schaltung mit entsprechenden Logikgates, ein oder mehr programmierbare Gatearray(s) (PGA), ein programmierbares Feldgatearray (FGPA), etc.

[0027] Die Software für den rauscharmen Empfänger enthält eine geordnete Liste von ausführbaren Anweisungen zum Implementieren logischer Funktionen, und kann in irgendein computerlesbares Medium eingebettet sein, um von oder in Kombination mit einem Befehlsausführungssystem, einem Apparat oder einer Vorrichtung, beispielsweise einem computerbasierten System, einem Prozessor enthaltenden System oder einem anderen System ausgeführt zu werden, das die Befehle von dem Befehlsausführungssystem, dem Apparat oder der Vorrichtung holen und die Befehle ausführen kann.

[0028] In dem Kontext dieses Dokuments kann ein „computerlesbares Medium“ irgendein Mittel sein, das das Programm zur Verwendung durch oder in Verbindung mit dem Befehlsausführungssystem, dem Apparat oder der Vorrichtung enthalten, spei-

chern, kommunizieren, verbreiten oder transportieren kann. Das computerlesbare Medium kann beispielsweise, ist jedoch nicht darauf beschränkt, ein elektronisches, magnetisches, optisches, elektromagnetisches, Infrarot- oder Halbleitersystem, Apparat, Vorrichtung oder Ausbreitungsmedium sein. Spezifischere Beispiele (eine nichtabschließende Liste) des computerlesbaren Mediums könnten folgende enthalten: Eine elektrische Verbindung (Elektronik) mit einem oder mehreren Drähten, eine tragbare Computerdiskette (magnetisch), einen Zufallszugriffsspeicher (RAM), einen Nur-Lesespeicher (ROM), einen löschenbaren programmierbaren Nur-Lesespeicher (EPROM oder Flashspeicher) (magnetisch), eine optische Faser (optisch) und einen tragbaren Kompaktdisk-Nurlesespeicher (CDROM) (optisch). Man beachte, dass das computerlesbare Medium auch Papier oder ein anderes geeignetes Medium sein kann, auf dem das Programm ausgedruckt ist, wenn das Programm elektronisch erfasst werden kann, beispielsweise durch optisches Abtasten des Papiers oder des anderen Mediums, dann kompiliert, interpretiert oder anderweitig in einer geeigneten Art und Weise verarbeitet werden kann, falls notwendig, und dann in einem Computerspeicher gespeichert werden kann.

[0029] Fig. 1 zeigt ein Blockdiagramm, das einen vereinfachten tragbaren Sendeempfänger 100 verdeutlicht. Ausführungsbeispiele des rauscharmen Empfängers können in irgendeinem RF-Empfänger, RF-Sender oder RF-Sendeempfänger implementiert werden, und in diesem Beispiel sind sie in einem RF-Empfänger 120 implementiert, der zu einem tragbaren Sendeempfänger 100 gehört. Der tragbare Sendeempfänger 100, der in Fig. 1 gezeigt ist, soll ein vereinfachtes Beispiel darstellen und dient zur Ver- deutlichung von einer von vielen möglichen Anwendungen, in denen der rauscharme Empfänger implementiert werden kann. Ein Fachmann auf diesem Ge- biet wird den Betrieb eines tragbaren Sendeempfängers verstehen. Der tragbare Sendeempfänger 100 enthält einen Sender 110, einen Empfänger 120, ein Basisbandsubsystem 130, einen Digital-zu-Analog-Wandler (DAC) 160 und einen Analog-zu-Digital-Wandler (ADC) 170. Der Sender 110 enthält einen Modulator 116 und einen Aufwärtswandler 117. In einem Ausführungsbeispiel kann der Aufwärtswandler 117 ein Subsystem des Modulators 116 sein. In al- ternativen Ausführungsbeispielen kann der Aufwärtswandler 117 ein separater Schaltungsblock oder ein separates Schaltungselement sein.

[0030] Der Sender 110 enthält auch irgendwelche anderen funktionalen Bauteile, die ein Basisbandsignal modulieren und aufwärts wandeln. Der Empfänger 120 enthält einen Filterschaltkreis und einen Abwärtswandler 200, die das Wiederherstellen ei- nes Informationssignals von dem empfangenen RF-Signal ermöglichen. Der Abwärtswandler 200 imple-

mentiert Bereiche und Ausführungsbeispiele des rau- scharmen Empfängers, wie hier beschrieben.

[0031] Der tragbare Sendeempfänger 100 enthält auch einen Leistungsverstärker 140. Das Ausgangs- signal des Senders 110 ist dem Leistungsverstärker 140 über eine Verbindung 112 bereitgestellt. In Abhängigkeit von der Kommunikationsmethode kann auch der tragbare Sendeempfänger ein Leistungs- verstärkersteuerungsbauteil (nicht gezeigt) enthal- ten.

[0032] Der Empfänger 120 und der Leistungsver- stärker 140 sind mit einem Front-End-Modul 144 ver- bunden. Das Front-End-Modul 144 kann ein Duple- xer, ein Diplexer oder irgendein Bauteil sein, das das Sendesignal von dem Empfangssignal trennt. Das Front-End-Modul 144 enthält auch geeignete Band- schaltvorrichtungen, um die Anwendung eines emp- fangen Signals auf den Empfänger 120 zu steuern. Das Front-End-Modul 144 ist über eine Verbindung 142 mit einer Antenne 138 verbunden.

[0033] Im Sendemodus wird das Ausgangssignal des Leistungsverstärkers 140 dem Front-End-Modul 144 über die Verbindung 114 bereitgestellt. Im Emp- fangsmodus stellt das Front-End-Modul 144 ein Emp- fangssignal dem Empfänger 120 über die Verbindung 146 bereit.

[0034] Wenn Bereiche des rauscharmen Empfän- gers in Software implementiert sind, dann enthält das Basisbandsubsystem 130 auch Empfängersoftware 155, die von einem Mikroprozessor 135, oder von irgendeinem anderen Prozessor ausgeführt werden kann, um mindestens einen Teil des Betriebs des rau- scharmen Empfängers, wie im Folgenden beschrie- ben, zu steuern.

[0035] Beim Senden wird das Basisbandsendesi- gnal von dem Basisbandsubsystem 130 über die Ver- bindung 132 dem DAC 160 bereitgestellt. Der DAC 160 wandelt das digitale Basisbandsendesignal in ein analoges Signal, das über die Verbindung 134 an den Sender 110 geliefert wird. Der Modulator 116 und der Aufwärtswandler 117 modulieren und wandeln das analoge Sendesignal gemäß dem Modulationsformat aufwärts, das von dem System vorgeschrieben wird, in dem der tragbare Sendeempfänger 100 betrieben wird. Das modulierte und aufwärts gewandelte Sen- designal wird dann über eine Verbindung 112 an den Leistungsverstärker 140 geliefert.

[0036] Beim Empfangen wird das gefilterte und ab- wärts gewandelte Empfangssignal von dem Empfän- ger 120 über eine Verbindung 136 an den ADC 170 geliefert. Der ADC 170 digitalisiert das analoge Emp- fangssignal und stellt das analoge Basisbandemp- fangssignal dem Basisbandsubsystem 130 über ei-

ne Verbindung **138** bereit. Das Basisbandsubsystem **130** stellt die empfangene Information wieder her.

[0037] **Fig.** 2 zeigt ein schematisches Diagramm eines Beispiels für einen bekannten Single-Ended Spannungsmodusabwärtswandler, der als ein passiver Mischer unter Verwendung einer Tastverhältnis-Topologie von etwa 25% implementiert ist. Ein passiver Mischer ist ein Beispiel einer Implementierung des Abwärtswandlers **200** von **Fig.** 1. Obwohl der Spannungsmodusbetrieb in dem Beispiel, das in **Fig.** 2 gezeigt ist, verdeutlicht ist, kann auch eine Strommodusimplementierung verwendet werden. **Fig.** 2 zeigt ein Beispiel der Verwendung von LO-Signalen mit 25% Tastverhältnis, um das Mischerschalten zu steuern. In der Praxis kann weniger als 25% Tastverhältnis wünschenswert sein, um ein Überlappen zwischen den Ein-Zeiten der Schalter zu verhindern.

[0038] In einer Spannungsmodusmischerimplementierung, wie in **Fig.** 2 gezeigt, ist ein Reduzieren des Tastverhältnisses auf 20% oder weniger möglich, jedoch wird auch schnell der Punkt von verminderter Rückgaben erreicht, wo die Rauschbeiträge aufgrund von Aliasing von unerwünschten Eingangssignalen oder Umgebungsrauschharmonische der LO-Frequenz die Performance verschlechtern. Ein Tastverhältnis zwischen 20–25% wird bei dieser Implementierung verwendet. In der in **Fig.** 2 gezeigten Topologie erfolgt eine LO- und 2LO-Multiplikation (genauer in **Fig.** 3 beschrieben) in dem LO-Pfad anstatt in dem RF-Pfad.

[0039] Das Spannungssignal auf der Verbindung **146** wird den Schaltern **222**, **224**, **226** und **228** bereitgestellt. Die Schalter **222**, **224**, **226** und **228** können implementiert werden, indem irgendeine Schalttechnologie verwendet wird, wie beispielsweise eine BJT-(Bipolar Junction Transistor)-Technologie, FET-(Field Effect Transistor)-Technologie oder irgendeine andere Schalttechnologie. Die Schalter **222**, **224**, **226** und **228** können auch implementiert werden, indem Transfergatter verwendet werden, die jeweils typischerweise implementiert werden durch eine Kombination von einem NFET- und einem PFET-Transistor, wie es bekannt ist. Die Schalter **222**, **224**, **226** und **228** sind in **Fig.** 2 als einpolige Schalter verdeutlicht, um zu verdeutlichen, dass irgendein Typ von Schaltern verwendet werden kann, um die hier beschriebenen Schaltsignale zu erzeugen.

[0040] In dem hier beschriebenen Beispiel sind das In-(I)-Phase-Signal und das Quadratur-(Q)-Phase-Signal verschieden. Folglich enthält das I-Signal ein V_{I+} -Signal und ein V_{I-} -Signal. Ähnlich enthält das Q-Signal ein V_{Q+} -Signal und ein V_{Q-} -Signal. Der Schalter **222** erzeugt das $I+$ Signal, der Schalter **224** erzeugt das $I-$ Signal, der Schalter **226** erzeugt das $Q+$ Signal und der Schalter **228** erzeugt das $Q-$ Signal.

Die Taktsignale, die die Schalter **222**, **224**, **226** und **228** ansteuern, sind gezeigt mit einem Tastverhältnis von 25% und können wie nachfolgend beschrieben erzeugt werden. Das Taktsignal **232** treibt den Schalter **222**, das Taktsignal **234** treibt den Schalter **226**, das Taktsignal **236** treibt den Schalter **224** und das Taktsignal **238** treibt den Schalter **228**. Gemäß der Topologie mit einem Tastverhältnis von ungefähr 25% weist keines der Taktsignale **232** bis **238** irgend eine Zeitperiode auf, während der sie sich überlappen oder gleichzeitig positiv sind.

[0041] Das Ausgangssignal des Schalters **222** wird durch einen Kondensator **256** und einen Widerstand **257** bestimmt, und wird einem Eingang des Verstärkers **252** bereitgestellt. Das Ausgangssignal des Schalters **224** ist durch einen Kondensator **258** und einen Widerstand **259** bestimmt und wird dem anderen Eingang des Verstärkers **252** bereitgestellt. Das Ausgangssignal des Schalters **226** wird durch einen Kondensator **266** und einen Widerstand **267** bestimmt und einem Eingang des Verstärkers **262** bereitgestellt. Das Ausgangssignal des Schalters **228** wird durch einen Kondensator **268** und einen Widerstand **269** bestimmt und dem anderen Eingang des Verstärkers **262** bereitgestellt. Das Ausgangssignal des Verstärkers **252** auf der Verbindung **254** ist ein V_{I+} - und ein V_{I-} -Differenzial- bzw. Differenzausgangssignal; und das Ausgangssignal des Verstärkers **262** auf der Verbindung **264** ist das V_{Q+} - und ein V_{Q-} -Differenzial- bzw. Differenzausgangssignal.

[0042] **Fig.** 3 zeigt eine graphische Darstellung, die die LO-Signale zeigt, die von einem Beispiel des passiven Mixers **200**, wie in **Fig.** 2 beschrieben, verwendet werden. Das In-Phase-LO-Signal enthält Differenzialkomponenten LO_I und \bar{LO}_I . Das Quadratur-Phase-LO-Signal enthält Differenzialkomponenten LO_Q und \bar{LO}_Q . Das 2LO-Signal ist ein LO-Signal, das mit doppelter Frequenz der I- und Q-LO-Signale auftritt. Das Inverse des 2LO-Signals wird als 2LO bezeichnet.

[0043] Das 2LO-Signal ist durch die Linie **302** gezeigt, das LO_I -Signal ist durch die Linie **304** gezeigt und das \bar{LO}_I -Signal ist durch die Linie **305** gezeigt. Das LO_Q -Signal ist durch die Linie **306** gezeigt und das \bar{LO}_Q -Signal ist durch die Linie **307** gezeigt. Diese fünf Signale werden wie folgt kombiniert, um die vier LO-Wellenformen zu erzeugen, die an den Abwärtswandler **200** angelegt werden.

[0044] Das $2LO \cdot LO_I$ -Signal ist durch die Linie **308** gezeigt. Das Signal **308** stellt das LO_I+ Signal dar. Das $2LO \cdot \bar{LO}_I$ -Signal ist durch die Linie **312** gezeigt. Das Signal **312** stellt das LO_I- Signal dar. Das $2LO \cdot LO_Q$ -Signal ist durch die Linie **314** gezeigt. Das Signal **314** stellt das LO_Q+ Signal dar. Das $2LO \cdot \bar{LO}_Q$ -Signal ist durch die Linie **316** gezeigt. Das Signal **316** stellt das LO_Q- Signal dar.

[0045] Das effektive In-Phase-LO-Differenzsignal, eLO_I, ist durch die Linie **318** gezeigt und das effektive Quadratur-Phase-LO-Differenzsignal, eLO_Q, ist durch die Linie **322** gezeigt. Diese Signale werden jeweils hergeleitet als LO_I+–LO_I– und LO_Q+–LO_Q–. Wie in **Fig. 3** gezeigt haben das effektive In-Phase-LO-Differenzsignal, eLO_I, **318** und das effektive Quadratur-Phase-LO-Differenzsignal, eLO_Q, **322** ein Tastverhältnis von ungefähr 25% bei jeder Polarität und stellen sicher, dass das Schalten nur bei den Übergängen des 2LO-Signals **302** erfolgt, wodurch jeglicher Einfluss von Schaltrauschen minimiert wird, und wodurch jegliche Überlappung des I- und Q-Signals aufgrund des LO_I-Signals **304** und des LO_Q-Signals **306** minimiert wird. Die Linie **326** ist ein Beispiel für eine durchgehende Welle, die das Abtasten eines RF-Eingangssignals durch das I+ Signal **328**, das Q+ Signal **332**, das I– Signal **334** und das Q– Signal **336** zeigt.

[0046] **Fig. 4** zeigt ein schematisches Diagramm, das ein Beispiel eines rauscharmen Empfängers **400** zeigt. Gemäß dem 3GPP-Standard sollte der rauscharme Empfänger **400** in der Lage sein, ein gewünschtes Signal mit einer Stärke von ungefähr –99 dBm zu demodulieren, in Anwesenheit eines 0 dBm außer-Band, nicht störenden Blockers bei einem größeren Offset als 20 MHz von der gewünschten Empfangsfrequenz, oder in Anwesenheit von einem –43 dBm außer-Band störenden Blockers, wie beispielsweise einer, der bei einer Harmonischen der gewünschten Empfangsfrequenz auftreten kann.

[0047] Der rauscharme Empfänger **400** empfängt ein Signal von einer Antenne **138**, die das empfangene Signal an ein Front-End-Modul **144** liefert. Das Front-End-Modul **144** enthält in diesem Beispiel ein Antennenfilter **402**, das das gefilterte Signal an ein Sendeempfangs(T/R)-Schaltmodul **404** liefert. In dem in **Fig. 4** gezeigten Ausführungsbeispiel ist das T/R-Schaltmodul **404** ein SPFT-(Single Pole Four-Throw)-Schalter, der ein Senden des oberen Bandes, ein Senden des unteren Bandes (ein Schaltkreis, der zur Vereinfachung nicht gezeigt ist); und ein Empfangen des oberen Bandes und ein Empfangen des unteren Bandes schaltet. In diesem Quadband-Beispiel kann das T/R-Schaltmodul **404** implementiert werden, indem irgendein Typ von bekannten Schaltern verwendet wird.

[0048] Das Empfangssignal wird von dem geeigneten Schaltbauteil innerhalb des T/R-Schaltmoduls **404** einem Tiefpassfiltermodul **410** bereitgestellt. In dem Beispiel, das in **Fig. 4** gezeigt ist, enthält das Tiefpassfiltermodul **410** einen Schaltkreis für beides, Empfangen des unteren Bandes und Empfangen des oberen Bandes. Das Tiefpassfiltermodul **410** arbeitet als ein Filter zum Sperren einer Harmonischen und als ein Impedanzanpassungsnetzwerk. Das Tiefpassfiltermodul **410** dämpft Bandsperrsignale, die bei

einer ungeraden Harmonischen auftreten können, beispielsweise bei der dritten und fünften Harmonischen der gewünschten Empfangsfrequenz; und steht ebenfalls eine Impedanzanpassung zwischen dem T/R-Schaltmodul **404** und dem Eingang des Abwärtswandlers **200** bereit. In einem Ausführungsbeispiel können die Spulen **412** und **417** einen Wert von 10 Nanohenry (nH) aufweisen, und die Kondensatoren **414** und **416** können einen Wert von 3,0 Picofarad (pF) aufweisen; und die Spulen **418** und **422** können einen Wert von 3,3 nH aufweisen und die Kondensatoren **419** und **421** können einen Wert von 1,5 pF aufweisen.

[0049] Der Filterschaltkreis für das untere Band enthält eine Spule **412**, einen Kondensator **414**, eine Spule **417** und einen Kondensator **416**. Ähnlich enthält der Filterschaltkreis für das obere Band eine Spule **418**, einen Kondensator **419**, eine Spule **422** und einen Kondensator **421**. In einem Ausführungsbeispiel stellt das Tiefpassfiltermodul **410** eine Impedanzanpassung bereit zwischen der Quelle mit relativ geringer Impedanz und der Last mit relativ hoher Impedanz, und stellt in dem Prozess einen Spannungsgewinn bereit, indem er als ein Aufwärtstransformator arbeitet, was bekannt ist. Als ein Beispiel hat der Eingang des Tiefpassmoduls **410** eine Impedanz von ungefähr 50 Ω, die angepasst werden soll auf die Impedanz am Eingang des Abwärtswandlers **200** von ungefähr 400 Ω. Ein Filternetzwerk, das eine derartige Anpassung bereitstellt, erhöht die Spannung um $\text{SQRT}(400/50)$, was in dB gleich $20 \cdot \log(\text{SQRT}(400/50)) = 9 \text{ dB}$ ist.

[0050] Der rauscharme Empfänger **400** enthält auch ein Beispiel des in **Fig. 2** gezeigten Abwärtswandlers **200**. In dem in **Fig. 4** gezeigten Fall ist der Abwärtswandler **200** ein rauscharmer passiver Zweibandmixer, der Transistorschalter **424**, **426**, **427** und **428** enthält für das untere Band und Transistorschalter **429**, **431**, **432** und **434** für das obere Band. Nur die Schalter für das obere Band oder die Schalter für das untere Band werden gemäß dem betriebenen Band gleichzeitig verwendet. Gemäß diesem Ausführungsbeispiel werden die Transistorschalter **424**, **426**, **427** und **428** oder die Transistorschalter **429**, **431**, **432** und **434** gemäß einem 25% LO-(Lokaloszillator)-Tastverhältnis geschaltet, mit den in den 2 und 3 beschriebenen LO-Wellenformen und ihren Phasen. Gemäß diesem Betrieb arbeiten keine zwei Transistorschalter weder in dem Segment für das obere Band noch in dem Segment für das untere Band des Abwärtswandlers **200** zur gleichen Zeit.

[0051] Die Ansteuerung mit einem 25% LO-Tastverhältnis für die Transistorschalter **424**, **426**, **427** und **428** oder die Transistorschalter **429**, **431**, **432** und **434** stellt eine Isolierung bereit zwischen den I- und Q-Basisbandausgangssignalen für die Kondensatoren C_L von **Fig. 4**, indem nur einer der Kondensato-

ren zu jedem gegebenen Zeitpunkt mit dem Single-Ended-RF-Eingang verbunden wird. Dies verhindert eine Ladungsteilung zwischen dem I- und Q-Kondensator, wodurch der Mischergewinn, das Rauschverhalten (NF = Noise Figure) und der Qualitätsfaktor (Q) der Bandpassfilterantwort am RF-Eingang des Abwärtswandlers **200** verbessert werden. Single-ended-zu-Differenziell Umwandlung hat in dieser Abtast/Halte-Spannungsmodustopologie den Vorteil von ungefähr 6 dB mehr Spannungsgewinn. Man kann zeigen, dass der Gewinn in dieser Topologie beinahe 5,1 dB beträgt, aufgrund des Abtast/Halte-Mischerbetriebs und einer Single-ended-zu-Differenziell Umwandlung. Ein zusätzlicher Gewinn aufgrund einer Impedanzzunahme von ungefähr $50\ \Omega$ auf ungefähr $400\ \Omega$ in dem Tiefpassfilter **410** verbessert den Gesamtgewinn auf ungefähr 14,1 dB von dem Antenneneingang zum Ausgang des Passivmischers. Es ist bemerkenswert, dass dieser Mischergewinn erreicht wird, ohne irgendwelche aktiven Stufen oder einen Vorspannungsstrom in dem Signalpfad. Es soll auch erwähnt werden, dass dieses Front-End-Design stark von zukünftigen technologischen Skalierungen profitieren kann, wenn sich die Performance des LO-Erzeugungsschaltkreises mit passiven Schaltern und Mischern bei geringeren Gatelängen verbessert.

[0052] Das Ausgangssignal des Abwärtswandlers **200** wird an ein Widerstands/Kondensator-(RC)-Filternetzwerk **436** geliefert. Speziell wird das Ausgangssignal des Transistors **424** oder **429** an den Widerstand **437** und den Kondensator **438** geliefert. Das Ausgangssignal des Transistors **426** oder **431** wird an den Widerstand **439** und Kondensator **441** geliefert. Das Ausgangssignal des Transistors **427** oder des Transistors **432** wird an den Widerstand **442** und Kondensator **444** geliefert, und das Ausgangssignal des Transistors **428** oder des Transistors **434** wird an den Widerstand **446** oder Kondensator **447** geliefert.

[0053] Die folgende Beschreibung erfolgt speziell unter Bezugnahme auf das Ausgangssignal des Transistors **424** und das Filternetzwerk, das den Widerstand **437** und den Kondensator **438** enthält, und das Ausgangssignal des Transistors **426** und das Filternetzwerk, das den Widerstand **439** und den Kondensator **441** enthält, lediglich als Beispiel. Der Ausgleich der Schaltung erfolgt in gleicher Weise. Der Kondensator **438** führt eine Abtast-Halte-Funktion und eine Single-Ended-zu-Differenziell-Umwandlung für das Signal durch, das von dem Transistor **424** ausgegeben wird. Jedes Mal, wenn der Transistor **424** für eine Zeitperiode leitend ist, die dem oben beschriebenen 25% Tastverhältnis entspricht, wird das Ausgangssignal des Transistors **424** in dem Kondensator **438** gespeichert, um die Abtast-Halte-Funktion bereitzustellen. Mit beispielhafter Bezugnahme auf das In-Phase-Signal wird dann die Differenziellumwandlung von dem Kondensator **438** und dem Kondensator **441** durchgeführt. Der Kondensa-

tor **438** lädt während des Intervalls **328** (**Fig. 3**) und der Kondensator **441** lädt während des Intervalls **334** (**Fig. 3**). Dann werden diese Ausgangssignale differenziell verarbeitet, was eine 2X-Größe zur Folge hat, da die Signale entgegengesetzte Polarität haben. Beispielsweise beträgt der Wert der kombinierten Signale ungefähr 6 dB.

[0054] Die Widerstände **437** und **439** stellen eine Gleichtaktspannung (V_{cm}) bzw. Common-Mode-Spannung bereit, da eine Gleichtaktspannung ungleich Null in einem Differenzialsystem verwendet wird, das eine einzelne Versorgungsspannung verwendet. Die Parallelkombination des Kondensators **438**, Widerstands **437** und des Widerstands durch den Transistor **424** bildet das RC-Tiefpassfilter. In einem Beispiel werden diese Bauteilwerte gewählt, um eine RC-Tiefpassfilterbandbreite von $+/-1\ \text{MHz}$ bereitzustellen. Es ist diese Tiefpassfilterantwort, die durch den Abwärtswandler **200** wiedergespiegelt wird, der verursacht, dass eine 2 MHz breite RF-Bandpassantwort am Eingang zu dem Abwärtswandler **200** erscheint, wie in **Fig. 5** gezeigt.

[0055] Das Ausgangssignal des RC-Netzwerks **436** wird dann an den Hochgewinnübertragungsverstärker **450** geliefert. In diesem Beispiel enthält der rauscharme Empfänger vier Instanzen des Hochgewinnübertragungsverstärkers **450**. Der Hochgewinnübertragungsverstärker **450** enthält eine Stromquelle **452**, einen Transistor **454** und einen Widerstand **456**, die konfiguriert sind zum Empfangen eines Ausgangssignals des Widerstands **437** und Kondensators **438**. Ähnlich wird das Ausgangssignal des Widerstands **439** und des Kondensators **441** an den Hochgewinnübertragungsverstärker geliefert, der die Stromquelle **457**, die Transistorvorrichtung **458** und den Widerstand **459** enthält. Ähnlich wird das Ausgangssignal des Widerstands **442** und des Kondensators **444** an den Hochgewinnübertragungsverstärker geliefert, der die Stromquelle **461**, den Transistor **462** und den Widerstand **464** enthält. Schließlich wird das Ausgangssignal des Widerstands **446** und des Kondensators **447** an einen Hochgewinnübertragungsverstärker geliefert, der die Stromquelle **466**, den Transistor **467** und den Widerstand **468** enthält. In einem Beispiel können der Abwärtswandler **200** und der Hochgewinnübertragungsverstärker **450** durch eine regulierte 1,2 V-Versorgung betrieben werden.

[0056] Das Ausgangssignal des Hochgewinnübertragungsverstärkers **450** wird an ein RC-Tiefpassfilter **470** geliefert. Das RC-Tiefpassfilter **470** enthält einen Widerstand **471**, einen Kondensator **472** und einen Widerstand **474**. Das RC-Tiefpassfilter **470** enthält auch einen Widerstand **476**, einen Kondensator **477** und einen Widerstand **478**.

[0057] Das Ausgangssignal des RC-Tiefpassfilters **470** wird einem Filter **480** bereitgestellt, enthaltend

den Verstärker **481** und entsprechende Widerstände (R_1 und R_2) und Kondensatoren (C_1 und C_2), und einen Verstärker **491** und betreffende Widerstände (R_1 und R_2) und Kondensatoren (C_1 und C_2). Die Filter **470** und **480** sind nicht vollständig unabhängig und beeinflussen sich gegenseitig aufgrund einer Last an ihrer Schnittstelle. Die Zusammensetzungseigenschaften der Filter **470** und **480** können eingestellt werden, indem Widerstände **471**, **476**, Kondensatoren **472** und **477**, der Widerstand R_1 , der Widerstand R_2 , der Kondensator C_1 und der Kondensator C_2 verwendet werden, um eine gewünschte Filterantwort zu erhalten. Der Empfängergesamtgewinn kann skaliert werden, indem die Widerstände **456**, **459**, **464** und **468** verwendet werden oder indem die Widerstände **471** und **476**, die Kondensatoren **472** und **477**, der Widerstand R_1 , der Widerstand R_2 , der Kondensator C_1 und der Kondensator C_2 eingestellt werden. Das Konzept ist nicht auf die Verwendung der gezeigten speziellen aktiven Filtertopologie beschränkt; andere Topologien können verwendet werden, die andere Op-Amp basierte aktive Filtertopologien enthalten sowie passive RC-Filter.

[0058] Die Ausgangsspannung des Filters **480** wird einem Analog-zu-Digital-Wandler (ADC) **490** bereitgestellt. Die Ausgangsspannung des Verstärkers **481** wird dem ADC **492** bereitgestellt, und die Ausgangsspannung des Verstärkers **491** wird dem ADC **494** bereitgestellt. Das digitale Ausgangssignal des ADC **490** wird dem Basisbandsubsystem **130** bereitgestellt.

[0059] **Fig. 5** zeigt eine graphische Darstellung **500**, die ein beispielhaftes Frequenzspektrum zeigt, innerhalb dessen der rauscharme Empfänger arbeitet. Die Abszisse **502** stellt die Frequenz dar und die Ordinate **504** stellt den Signalpegel dar. Die Region **506** verdeutlicht den Empfangsfrequenzbereich von 925 MHz bis 960 MHz. Die Region **506** verdeutlicht ebenfalls die Filterregion, die bereitgestellt werden würde durch ein SAW-Filter, wenn ein SAW-Filter in dem System vorhanden wäre. Das Signal **508** stellt das gewünschte Signal dar, und die Region **512** kennzeichnet eine 2 MHz breite Frequenzantwortabdeckungsregion **518**, die um eine gewünschte Empfangsfrequenz (Abstimmungsfrequenz **516**) zentriert ist, die durch den Betrieb des Abwärtswandlers **200** bereitgestellt wird. In einem Ausführungsbeispiel kann der Abwärtswandler **200** als ein „Filtermischer“ bezeichnet werden.

[0060] Ein Außer-Band-Sperrsignal, das auch bezeichnet wird als Außer-Band-Interferenzsignal, ist in **Fig. 5** unter Verwendung des Bezugszeichens **522** gezeigt. In diesem Beispiel ist das Außer-Band-Sperrsignal **522** ungefähr 20 MHz größer in der Frequenz als der obere Frequenzbereich von 960 MHz. Der Abwärtswandler **200** gibt eine Frequenzantwort **512** aus, wodurch Signale innerhalb des Frequenzbe-

reichs **518** passieren, und Signale außerhalb des Frequenzbereichs **518** im Wesentlichen blockiert werden, wodurch verhindert wird, dass die Außer-Band-Sperrsignale das gewünschte Signal **508** interferieren bzw. stören. Die Frequenzantwort **512** ist eine Bandpassantwort mit einem sehr hohen Q um die Abstimmungsfrequenz **516** herum (die Frequenz des LO (f_{LO})) mit einer 3 db Bandbreite von 2 MHz zentriert um die Abstimmungsfrequenz **516**. Diese hohe Q-Bandpassantwort wird gebildet durch den Tiefpasspol aufgrund des Kondensators **438** und des Widerstands **437** von **Fig. 4** (beispielsweise C_L und R_B), die effektiv durch die Transistoren in dem Abwärtswandler **200** reflektiert werden, um einen Bandpasspol zu bilden, der bezüglich der LO-Frequenz am Abwärtswandlereingang zentriert ist. Für höhere Offsets um LO, wird ein 20 dB/Dekade-Abfall in der Eingangsimpedanz beobachtet, bis die Antwort einen Boden erreicht, der durch den endlichen Widerstand der passiven Schalter bestimmt ist, die in dem Abwärtswandler **200** verwendet werden. Mittels dieses Hoch-Q-Filters an dem Abwärtswandlereingang wird ein 20 MHz Blocker in dem GSM 950 MHz-Band um mehr als 12 db gedämpft.

[0061] Wenn sich die Lokaloszillatorkennfrequenz, die an den Abwärtswandler **200** von **Fig. 4** angelegt wird, ändert, verschiebt sich die 2 MHz breite Region **512** zusammen mit der Abstimmungsfrequenz **516**. Jeder Kanal, auf den der Empfänger **400** abgestimmt ist, hat diese 2 MHz breite Filterregion um die Abstimmungsfrequenz **516** herum, wodurch folglich jegliche Außer-Band(jenseits 2 MHz)-Sperrsignale eliminiert werden. Dadurch wird kein SAW-Filter am Eingang des rauscharmen Empfängers **400** benötigt.

[0062] Dieser „Tracking Filter“-Betrieb zusammen mit dem niedrigen Rauschen, das durch den Abwärtswandler **200** bereitgestellt wird, erlaubt die Elimination eines rauscharmen Verstärkers, wie in **Fig. 4** gezeigt, wobei das Front-End-Modul **144** direkt mit dem Tiefpassfilter **410** am Eingang des Abwärtswandlers **200** verbunden ist. Das 25% LO-Tastverhältnis, das durch das in **Fig. 3** beschriebene LO 2LO-Verfahren hergeleitet wird, das an den Abwärtswandler **200** angelegt wird, stellt nichtüberlappende Abwärtswandlerphasen bereit, wie in **Fig. 3** gezeigt, wodurch der Abwärtswandler **200** ungefähr 6 db Spannungsgewinn bereitstellen kann, wodurch ferner das Weglassen eines rauscharmen Verstärkers zwischen dem Front-End-Modul **144** und dem Tiefpassfilter **410** begründet wird.

[0063] Wenn jedoch das Außer-Band-Sperrsignal **522** bei einer Frequenz auftritt, die entweder das Dreifache oder das Fünffache der Abstimmungsfrequenz **516** des gewünschten Signals **508** ist (allgemein bezeichnet als die dritte oder fünfte Harmonische der Fundamentalfrequenz), dann wird aufgrund eines Phänomens, das als Mischer-Aliasing bezeich-

net wird, die volle Amplitude des Außer-Band-Sperrsignals **522** auf das gewünschte Signal **508** überlager, wodurch die Empfängerempfindlichkeit bei der Abstimmungsfrequenz **516** verschlechtert wird.

[0064] Um zu verhindern, dass das Außer-Band-Sperrsignal **522**, das bei einer ungeraden Harmonischen, beispielsweise der dritten oder fünften Harmonischen des gewünschten Signals **508** auftreten kann, das gewünschte Signal **508** interferiert, wird das Tiefpassfilter **410** (Fig. 4) implementiert, um die Empfängerempfindlichkeit bei der dritten und fünften Harmonischenfrequenz des gewünschten Signals **508** zu reduzieren. Die Gesamtzahl der Anpassungskomponenten, die in dem Tiefpassfilter **410** verwendet werden, ist geringer oder gleich der, die in typischen Quadband-Empfängeranpassungsschaltungen verwendet wird. Ein einfaches Filter vierter Ordnung liefert mehr als 30 dB Zurückweisung ungewünschter Komponenten beim Dreifachen oder Fünfachen der gewünschten Empfangsfrequenz. Durch geeignete Wahl der Komponenten kann diese Zurückweisung auf mehr als 65 dB erhöht werden, indem Komponenteneigenresonanzen verwendet werden.

[0065] Wie nachfolgend in Fig. 7 beschrieben, können ferner unter Ausnutzung des Vorteils der Ausgangsphasen, die von dem Abwärtswandler **200** verfügbar sind, die Phasen summiert werden, um die Außer-Band-Sperrsignale weiter zu dämpfen, die vorwiegend bei ungeraden Harmonischen, beispielsweise der dritten und fünften Harmonischen des gewünschten Signals, auftreten.

[0066] Fig. 6 zeigt ein schematisches Diagramm, das ein alternatives Beispiel des rauscharmen Empfängers von Fig. 4 zeigt. Bauteile in Fig. 6, die den Bauteilen in Fig. 4 ähnlich sind, werden nummeriert, indem die Konvention 6XX verwendet wird, wobei „XX“ in 6 sich auf ein ähnliches Bauteil in Fig. 4 bezieht. Zur Einfachheit sind einige der Bezugszeichen in Fig. 6 nicht gezeigt. Der rauscharme Empfänger **600** ist ähnlich zu dem rauscharmen Empfänger **400**, ausgenommen, dass das Beispiel von Fig. 6 eine beispielhafte Basisbandfilterimplementierung zeigt, bei der der Ausgangsstrom von der Basisband V-I-Umwandlungsstufe, die durch den Hochgewinnübertragungsverstärker **650** bereitgestellt wird, direkt an die virtuelle Masse eines zeitkontinuierlichen ADC **690** angelegt wird, der ADC-Bauteile **692** und **494** enthält, nach einem passiven Tiefpassfiltern in dem RC-Tiefpassfilter **670**.

[0067] Fig. 7 zeigt ein schematisches Diagramm, das ein Ausführungsbeispiel des rauscharmen Empfängers von Fig. 4 zeigt. Das Ausführungsbeispiel des rauscharmen Empfängers von Fig. 7 verdeutlicht nur ein Band (das Tiefband bzw. untere Band) und zeigt ein Beispiel zum Erzeugen von acht (8) Aus-

gangsphasen des Abwärtswandlers **200**. Eine zusätzliche Dämpfung der Außer-Band-Sperrsignale, die bei ungeraden Harmonischen auftreten können, beispielsweise bei der dritten und fünften Harmonischen der gewünschten Empfangsfrequenz, kann erhalten werden, indem der Vorteil der Ausgangsphasen, die von dem Abwärtswandler **200** verfügbar sind, ausgenutzt wird. Die Ausgangsphasen von dem Abwärtswandler **200** können summiert werden, um die Außer-Band-Sperrsignale beispielsweise bei der dritten und fünften Harmonischen des gewünschten Signals weiter zu dämpfen.

[0068] Zur Vereinfachung der Darstellung verdeutlicht das Ausführungsbeispiel des rauscharmen Empfängers **700** nur das untere Band. Der rauscharme Empfänger **700** enthält eine Implementierung eines Abwärtswandlers **200**, bei dem einfache Schalter anstelle von Transistorvorrichtungen verwendet werden, und zeigt zur Vereinfachung nur die Signalkette des unteren Bands (LB = Low Band). Die LO-Antriebssignale für die Schalter sind gezeigt unter Verwendung der graphischen Darstellung **750**. Das Ausführungsbeispiel des Abwärtswandlers **715** enthält 2K-Taps, insgesamt 2K-Abtastungen pro vollständigem Zyklus der LO-Frequenz. In einem allgemeinen 2K-Tap-Abwärtswandler **715** ist das Tastverhältnis jeder LO-Wellenform kleiner als LO/2K. Der Gewinn des Abwärtswandlers **715** nähert sich 0 db, wenn K zunimmt. Für den Fall eines Single-Ended-Abwärtswandlers nähert sich der Gewinn 6 db durch die Kombination der Single-Ended-zu-Differenziell Umwandlung und des Abtast-Halte-(S/H)-Betriebs, wie oben beschrieben. Eine Spannungserhöhung in dem Tiefpassfiltermodul **710** stellt einen zusätzlichen Gewinn bereit, wie oben diskutiert.

[0069] Die Implementierung mit 2K-Tap, bei der K gleich 4, 8, 16, etc. ist, erlaubt Konfigurationen, bei denen die Harmonischen der eingegebenen RF-Frequenz zurückgewiesen bzw. gesperrt werden können durch eine einfache gewichtete Summierung der Ausgangssignale des Abwärtswandlers **715**. Ein Beispiel der Summierung von drei Ausgangsphasen, die eine Wellenform bereitstellen, die keine dritte und fünfte Harmonische trägt, ist in Fig. 8 beschrieben.

[0070] Das Signal von dem Tiefpassfiltermodul **710** ist dem Abwärtswandler **715** bereitgestellt, der zur Vereinfachung als eine Anordnung von Schaltern gezeigt ist. Jeder Schalter ist mit der Bezeichnung der LO-Wellenform **750** gezeigt, die ihn ansteuert (LO_0 bis LO_(2K - 1)). In der allgemeinen Implementierung, wie in 7 gezeigt, werden 2K Schalter (LO_0 bis LO_(2K - 1)) in dem Signalpfad verwendet, wobei jeder Schalter ein Tastverhältnis $\leq (100/2K)\%$ aufweist. Die Periode der LO-Frequenz beträgt T, und jede LO-Wellenform weist eine aktive Pulsbreite von T/2K auf. Die Implementierung, die in diesem Beispiel diskutiert wird, betrifft einen speziellen Fall für K = 4, so

dass jede LO-Wellenform **750** eine aktive Pulsbreite von T/8 aufweist. Irgendeine Anzahl K von Basisbandausgangssignalen kann jedoch in Empfängertopologien verwendet werden in Abhängigkeit von der Anwendung. Wenn die Anzahl K zunimmt, nähert sich der Abtast-Halte-Gewinn 0 db. Eine Empfängerarchitektur für die Zurückweisung einer dritten und fünften Harmonischen kann K = 4 verwenden, um 0, 45, 90, 135, 180, 225, 270 und 315 Grad Abtastungen der RF-Wellenform zu erzeugen. Die Ausgangssignale, die gekennzeichnet sind durch V(0), V(1), ... V(2K – 1) in 7 für den Fall von K = 4 entsprechen jeweils den 0, 45, 90, 135, 180, 225, 270 und 315 Grad Abtastungen. Die Ausgangssignale V(0), V(1), ... V(2K – 1) werden in Paaren gruppiert, wobei jedes Paar Ausgangssignale enthält, die in der Phase um 180 Grad verschieden sind. Beispielsweise die Differenz von V(0) und V(K), die Differenz von V(1) und V(K + 1) und die Differenz von V(K – 1) und V(2K – 1). Die Differenz von jedem dieser Paare wird dann durch einen jeweiligen Differenzverstärker **785-1** bis **785-K** bestimmt. Die Differenzverstärker **785-1** bis **785-K** können auch Tiefpassfilter enthalten, wie in **Fig. 4** als Filter **480** beschrieben. Da die Signale, die differenziell verarbeitet werden, um 180 Grad außer Phase sind, wird ein 6 db Gewinn erreicht. In dem speziellen Fall für K = 4, stellen die resultierenden Ausgangssignale der Differenzverstärker **785-1** bis **785-K** Phasen mit hinzugefügtem Gewinn des empfangenen Signals dar, bei 0, 45, 90 und 135 Grad mit hinzugefügtem 6 db Gewinn. Die Ausgangssignale der Differenzverstärker **785-1** bis **785-K** werden angewendet auf die ADCs **790-1** bis **790-K**. Die Ausgangssignale der ADCs **790-1** bis **790-K** werden dann an das Basisbandsystem **130** angelegt. Innerhalb des Basisbandsystems **130** kann eine Summierung für eine Harmonischen-Zurückweisung implementiert werden, indem gewichtete Summierungen dieser mehreren Phasen verwendet werden, wie nachfolgend beschrieben.

[0071] Die in **Fig. 7** gezeigte Technik ist ein effektiver Weg zum Aufteilen des RF-Signals im Zeitbereich in K separate Pfade ohne Hinzufügung zusätzlicher Schaltungsblöcke, die die Performance stark verschlechtern und den Leistungsverbrauch und den Die-Bereich erhöhen können.

[0072] **Fig. 8** verdeutlicht ein bekanntes Verfahren zum Erzeugen einer Wellenform, bei der die dritte und fünfte Harmonische zurückgewiesen werden. **Fig. 8** zeigt nur die Signale, die das In-Phase-(I)-Signal betreffen. Zur Vereinfachung zeigt das Beispiel in **Fig. 8** ein Beispiel der Summierung von drei Ausgangsphasen, die eine Wellenform bereitstellen, die keine dritte oder fünfte Harmonische trägt. Eine andere Anzahl von Ausgangsphasen kann kombiniert werden, um eine ähnliche Ausgangswellenform zu erreichen.

[0073] Die Wellenform **820** stellt ein Fundamental-LO-Signal dar gemäß der Gleichung:

$$U1(t) = 2/\pi[(\cos(\omega t) - 1/3(\cos(3\omega t) + 1/5(\cos(5\omega t))\dots)]$$

[0074] Die Wellenform **810** stellt das Fundamental-LO-Signal **820** dar, das um 45 Grad relativ zu dem Signal **820** vorausseilt. Das Signal **810** wird dargestellt gemäß der Gleichung:

$$U2(t) = \sqrt{2}/\pi[(\cos(\omega t) - \sin(\omega t)) + 1/3(\cos(3\omega t) + \sin(3\omega t)) - 1/5(\cos(5\omega t) - \sin(5\omega t))\dots]$$

[0075] Die Wellenform **830** stellt das Fundamental-LO-Signal **820** dar, das um 45 Grad relativ zu dem Signal **820** nach eilt. Das Signal **830** wird dargestellt gemäß der Gleichung:

$$U3(t) = \sqrt{2}/\pi[(\cos(\omega t) + \sin(\omega t)) + 1/3(\cos(3\omega t) - \sin(3\omega t)) - 1/5(\cos(5\omega t) + \sin(5\omega t))\dots]$$

[0076] Die Wellenform **840** stellt die Kombination der oben genannten drei Wellenformen in den geeigneten Verhältnissen dar, dass die dritte und fünfte Harmonische des Fundamental-LO-Signals **820** zurückgewiesen werden. Die Kombination wird gebildet durch die Gleichung:

$$LO_harm_rej(t) = \sqrt{2}U1(t) + U2(t) + U3(t)$$

[0077] Zurückkehrend jetzt zu **Fig. 7**, können die effektiven LO-Ausgangssignale des Abwärtswandlers **715** kombiniert werden, wie allgemein oben beschrieben unter Bezugnahme auf **Fig. 8**, und wie nachfolgend in **Fig. 10** beschrieben für den Fall von acht Ausgangsphasen, um eine zusätzliche Zurückweisung für Harmonische bereitzustellen, was ferner die Anforderungen für das Tiefpassfilter **410** (**Fig. 4**) vereinfacht. Für K = 4 wird eine Abwärtswandlerkonfiguration erhalten, die eine Zurückweisung für die dritte und fünfte Harmonische bereitstellt, wodurch es dem Empfänger ermöglicht wird, Eingangssignale bei der Dreifachen und Fünffachen des gewünschten RF-Signals zurückzuweisen bzw. zu sperren.

[0078] **Fig. 9** zeigt eine graphische Darstellung, die acht LO-Phasen zeigt, die von dem rauscharmen Empfänger von **Fig. 7** für den Fall von K = 4 verwendet werden. Die Linie **902** zeigt eine 4LO-Wellenform mit 50% Tastverhältnis. Die Linien **904** und **906** zeigen zwei Quadraturphasen von 2LO, die jeweils als 2LO_I und 2LO_Q bezeichnet werden. Die Linien **908** und **912** zeigen zwei 45 Grad Offset-Phasen von LO, jeweils bezeichnet als LO_I und LO_Q. Die Signale, die durch die Linien **902**, **904**, **906**, **908** und **912** dargestellt sind, werden multipliziert in die acht Kombinationen, die durch die Linien **922**, **924**, **926**, **928**, **932**, **934**, **936** und **938** gezeigt sind, um acht entsprechende LO-Wellenformen zu erzeugen, die bezeichnet werden als LO_0, LO_4, LO_1, LO_5, LO_2, LO_

6, LO_3 und LO_7, die jeweils 1/8-Tastverhältnis aufweisen.

[0079] **Fig. 10** zeigt eine graphische Darstellung, die die effektiven Quadratur-LO-Wellenformen zeigt, jeweils mit zurückgewiesener dritten und fünften Harmonischen, die durch gewichtetes Kombinieren der acht LO-Phasen erzeugt werden, die von dem rauscharmen Empfänger von **Fig. 7** für den Fall von $k = 4$ verwendet werden.

[0080] In **Fig. 10** werden die acht Wellenformen LO_0 bis LO_7 mit 1/8-Tastverhältnis, gezeigt durch die Linien **922, 924, 926, 928, 932, 934, 936** und **938**, in dem Basisbandsystem **130** mit geeigneten Verhältnissen kombiniert, um effektive Quadraturwellenformen **eLO_I 1002** und **eLO_Q 1004** zu bilden, wie ferner in **Fig. 11** und in **Fig. 13** gezeigt. Die Wellenformen **eLO_I 1002** und **eLO_Q 1004** weisen die gleiche Harmonische-Zurückweisungscharakteristikform für ein Signal mit acht kombinierten Ausgangsphasen auf, wie durch die Linie **840** in **Fig. 8** gezeigt für eine Kombination von drei Ausgangsphasen.

[0081] Die Unterdrückung der Harmonischen, die größer als die fünfte Harmonische sind, kann erreicht werden, indem die Anzahl von Ausgangsphasen erhöht wird. Durch die Verwendung von 16 Ausgangsphasen und geeignete Wahl von Gewichtungskoeffizienten kann beispielsweise eine Frequenzantwort erhalten werden, durch die die dritte, fünfte, siebte, neunte, elfte und dreizehnte Harmonische unterdrückt werden. Eine derartige Antwort würde ähnlich aussehen wie die Kurve **1220** (**Fig. 12**), erweitert auf 16 GHz mit großen Keulen nur bei 1 GHz und 15 GHz. In einem derartigen Fall würden die Wellenformen **eLO_I** und **eLO_Q** eine feiner gezacktere Quantisierung aufweisen verglichen zu den Kurven **1002** und **1004** in **Fig. 10**. Wenn die Anzahl von Ausgangsphasen weiter Richtung unendlich zunimmt, würden **eLO_I** und **eLO_Q** reine Sinuswellen werden, die überhaupt keine Harmonischen enthalten.

[0082] **Fig. 11** zeigt ein schematisches Diagramm, das ein Ausführungsbeispiel eines rauscharmen Empfängers verdeutlicht, der die effektiven Quadratur-LO-Wellenformen von **Fig. 10** implementiert. Der rauscharme Empfänger **1100** ist eine alternative Ausführungsform des rauscharmen Empfängers **700** von **Fig. 7** und kombiniert die effektiven Quadratur-LO-Wellenformen von **Fig. 10**, um eine zusätzliche Zurückweisung für die dritte und fünfte Harmonische an dem Eingang des Abwärtswandlers bereitzustellen. Die Schalter, die den Abwärtswandler **1115** enthalten, werden durch die acht LO-Phasen gesteuert, die durch Linien **922, 924, 926, 928, 932, 934, 936** und **938** in **Fig. 9** gezeigt sind. Das in **Fig. 11** gezeigte Ausführungsbeispiel enthält acht Phasen von dem LO-Signal, und die acht LO-Signale sind als solche

dargestellt als LO_0 bis LO_7, wie in der graphischen Darstellung **1150** gezeigt.

[0083] Das Kombinieren der acht LO-Phasen, um die zusätzliche Zurückweisung der dritten und fünften Harmonischen bereitzustellen, erfolgt in zwei Teilen: Das erste Kombinieren der acht LO-Phasen erfolgt im analogen Bereich, indem analoge Differenzverstärker **1185-1, 1185-2, 1185-3** und **1185-4** verwendet werden. Jede n-te Abtastung des empfangenen Signals wird von der (n + 4)-ten Abtastung differenziert bzw. abgezogen durch jeweilige analoge Differenzverstärker **1185**. Das LO_0-Signal wird mit dem LO_4-Signal durch den analogen Differenzverstärker **1185-1** kombiniert. Das LO_1-Signal wird mit dem LO_5-Signal durch den analogen Differenzverstärker **1185-2** kombiniert. Das LO_2-Signal wird mit dem LO_6-Signal durch den analogen Differenzverstärker **1185-3** kombiniert. Das LO_3-Signal wird mit dem LO_7-Signal durch den analogen Differenzverstärker **1185-4** kombiniert. Die entsprechenden Ausgangssignale der analogen Differenzverstärker **1185-1** bis **1185-4** repräsentieren Phasen des empfangenen Signals bei 0, 45, 90 und 135 Grad mit ungefähr 6 dB hinzugefügtem Gewinn, wie oben in **Fig. 7** beschrieben.

[0084] Die Ausgangssignale der analogen Differenzverstärker **1185** werden umgewandelt in den digitalen Bereich durch jeweilige ADC-Bauteile **1190**. Das Ausgangssignal des analogen Differenzverstärkers **1185-1** wird an den ADC **1190-1** geliefert. Das Ausgangssignal des analogen Differenzverstärkers **1185-2** wird an den ADC **1190-2** geliefert. Das Ausgangssignal des analogen Differenzverstärkers **1185-3** wird an den ADC **1190-3** geliefert. Das Ausgangssignal des analogen Differenzverstärkers **1185-4** wird an den ADC **1190-4** geliefert.

[0085] Das zweite Kombinieren der acht LO-Phasen erfolgt in dem digitalen Bereich unter Verwendung eines digitalen Summations-Harmonischen-Zurückweisungsfilters **1125**, der in Hardware, Software oder einer Kombination aus Hard- und Software implementiert werden kann. Gemäß einem Ausführungsbeispiel ist das digitale Summations-Harmonischen-ZurückweisungsfILTER **1125** Teil des Betriebs der Empfängersoftware **155** und wird von dem Prozessor **135** durchgeführt. Die Empfängersoftware **155** führt eine Summation durch, die durch Summationsbauteile **1130** und **1132** repräsentiert wird. Das Ausgangssignal des ADC **1190-1** wird dem Multiplizierbauteil **1142** und dem Multiplizierbauteil **1144** bereitgestellt. Das Ausgangssignal des ADC **1190-2** wird dem Multiplizierbauteil **1146** und dem Multiplizierbauteil **1148** bereitgestellt. Das Ausgangssignal des ADC **1190-3** wird dem Multiplizierbauteil **1152** und dem Multiplizierbauteil **1154** bereitgestellt. Das Ausgangssignal des ADC **1190-4** wird dem Multiplizierbauteil **1156** und dem Multiplizierbauteil **1158** bereitgestellt. Je-

des Multiplizierbauteil verstärkt digital das Signal, das durch dieses verläuft mit einem entsprechenden Gewichtungsfaktor, wie in 11 gezeigt. Beispielsweise wird das Ausgangssignal des ADC **1190-1** digital durch das Multiplizierbauteil **1142** um einen Faktor von $1 + \sqrt{2}/2$ verstärkt. Die Summation der gewichteten Signale erfolgt in den Summationsbauteilen **1130** und **1132**, was Basisbandausgangssignale I und Q zur Folge hat. Wichtig ist, dass die Schalter in dem Abwärtswandler **1115** einander nicht interferieren aufgrund der nichtüberlappenden LO-Signale, die diese antreiben. Ferner erfolgt die Summation, die durch die Summationsbauteile **1130** und **1132** durchgeführt wird, im Basisband, hat jedoch die Wirkung einer Zurückweisung von Harmonischen, speziell der dritten und fünften Harmonischen, bei RF. Folglich repräsentieren die Basisbandausgangssignale I und Q eine genaue Reproduktion der Basisbandsignale, die auf dem gewünschten RF-Träger, auf den der Empfänger abgestimmt ist, getragen werden, ohne irgendeine wesentliche Interferenz aufgrund des Vorhandenseins unerwünschter RF-Blockiersignale, die bei der dritten und fünften Harmonischen des gewünschten RF-Trägers existieren können.

[0086] **Fig. 12** zeigt eine graphische Darstellung, die ein Beispiel der Frequenzantwort der Ausführungsbeispiele des rauscharmen Empfängers zeigt. Das Beispiel in **Fig. 12** zeigt die Antwort für ein 1 GHz-Empfangssignal. Die Kurve **1210** verdeutlicht die effektive Antwort der Schalt- und Summierungsaktionen des Abwärtswandlers **200** von **Fig. 4**, für den $K = 2$ ist. Die Kurve **1210** enthält nicht die Wirkung des LC-Harmonische-Zurückweisungsfilters **410**. In der Kurve **1210** sind die geraden Harmonischen zurückgewiesen, jedoch verbleiben die ungeraden Harmonischen. Folglich muss das LC-Harmonische-ZurückweisungsfILTER **410** in **Fig. 4** die gesamte Dämpfung der dritten, fünften und siebten Harmonischen bereitstellen.

[0087] Die Kurve **1220** verdeutlicht die effektive Antwort der Schalt- und Summierungsaktionen des rauscharmen Empfängers **1100** von **Fig. 11**, für den $K = 4$ gilt. Die Kurve **1220** enthält nicht die Wirkung eines LC-Antennenfilters. In diesem Fall werden die dritte und fünfte Harmonische stark zurückgewiesen aufgrund des 8-Phasenschaltens und der Harmonischen-Zurückweisungssummierung, wodurch nur die siebte Harmonische verbleibt. Wenn ein LC-Antennenfilter dem System von **Fig. 11** hinzugefügt wird, muss ein derartiges LC-Antennenfilter nur die siebte Harmonische zurückweisen, was viel einfacher ist als die oben beschriebene Zurückweisung der dritten und fünften Harmonischen.

[0088] **Fig. 13** zeigt ein schematisches Diagramm, das ein alternatives Ausführungsbeispiel des rauscharmen Empfängers von **Fig. 11** verdeutlicht. Das in **Fig. 13** gezeigte Ausführungsbeispiel **1300** zeigt

eine analoge Summierung der LO-Signale, LO_0 bis LO_7, die in **Fig. 10** für den Fall von $K = 4$ beschrieben worden sind. Die Schalter, die in dem Abwärtswandler **1315** enthalten sind, werden durch die acht LO-Phasen gesteuert, die durch die Linien **922**, **924**, **926**, **928**, **932**, **934**, **936** und **938** in **Fig. 9** gezeigt sind. Das in **Fig. 13** gezeigte Ausführungsbeispiel enthält acht Phasen des LO-Signals, und als solche sind die acht LO-Signale dargestellt als LO_0 bis LO_7, wie in der graphischen Darstellung **1350** gezeigt.

[0089] Das Kombinieren der acht LO-Phasen erfolgt in zwei Teilen. Das erste Kombinieren der acht LO-Phasen erfolgt in dem analogen Bereich unter Verwendung von analogen Differenzverstärkern **1385-1**, **1385-2**, **1385-3** und **1385-4**. Jede n -te Abtastung des empfangenen Signals wird von der $(n + 4)$ -ten Abtastung durch die analogen Differenzverstärker **1385** differenziert. Das LO_0-Signal wird mit dem LO_4-Signal durch den analogen Differenzverstärker **1385-1** kombiniert. Das LO_1-Signal wird mit dem LO_5-Signal durch den analogen Differenzverstärker **1385-2** kombiniert. Das LO_2-Signal wird mit dem LO_6-Signal durch den analogen Differenzverstärker **1385-3** kombiniert. Das LO_3-Signal wird mit dem LO_7-Signal durch den analogen Differenzverstärker **1385-4** kombiniert.

[0090] In diesem Ausführungsbeispiel erfolgt das zweite Kombinieren der acht LO-Phasen auch in dem analogen Bereich in einem analogen SummationszurückweisungsfILTER **1325**. Das Filter **1325** führt eine Summierung unter Verwendung von Summierungsbauteilen **1330** und **1332** durch. Das Ausgangssignal des analogen Differenzverstärkers **1385-1** wird dem Verstärker **1342** und dem Verstärker **1344** bereitgestellt. Das Ausgangssignal des analogen Differenzverstärkers **1385-2** wird dem Verstärker **1346** und dem Verstärker **1348** bereitgestellt. Das Ausgangssignal des analogen Differenzverstärkers **1385-3** wird dem Verstärker **1352** und dem Verstärker **1354** bereitgestellt. Das Ausgangssignal des analogen Differenzverstärkers **1385-4** wird dem Verstärker **1356** und dem Verstärker **1358** bereitgestellt. Jeder Verstärker **1342**, **1344**, **1346**, **1348**, **1352**, **1354**, **1356** und **1358** verstärkt das Signal, das durch ihn verläuft, um einen entsprechenden Gewichtungsfaktor, wie in **Fig. 13** gezeigt. Beispielsweise wird das Ausgangssignal des analogen Differenzverstärkers **1385-1** durch den Verstärker **1342** um einen Faktor von $1 + \sqrt{2}/2$ verstärkt. Die Summierung der gewichteten Signale erfolgt in den Summationsbauteilen **1330** und **1332**, was die analogen I- und Q-Signale zur Folge hat. Wichtig ist, dass die Schalter in dem Abwärtswandler **1315** nicht einander stören aufgrund von nicht überlappenden LO-Signalen, die diese antreiben.

[0091] Ferner erfolgt die Summierung, die durch die Summationsbauteile **1330** und **1332** durchgeführt wird, im Basisband, hat jedoch Wirkung auf die Zu-

rückweisung der Harmonischen bei RF. Folglich stellen die Basisbandausgangssignale I und Q eine genaue Reproduktion der Basisbandsignale dar, die auf dem gewünschten RF-Träger, auf den der Empfänger abgestimmt ist, getragen werden, ohne irgendeine wesentliche Interferenz aufgrund des Vorhandenseins von unerwünschten RF-Sperrsignalen, die bei der dritten und fünften Harmonischen des gewünschten RF-Trägers existieren können.

[0092] Das In-Phase-Ausgangssignal des Summierungsbauteils **1330** wird einem ADC **1395** zur Umwandlung in den digitalen Bereich bereitgestellt. Das Quadratur-Phasen-Ausgangssignal des Summierungsbauteils **1332** ist dem ADC **1396** bereitgestellt zur Umwandlung in den digitalen Bereich. Das digitale In-Phase-Signal und das digitale Quadratur-Phase-Signal werden dann dem Basisbandsystem **130** (**Fig. 1**) zur weiteren Verarbeitung bereitgestellt.

[0093] Eine typische Zurückweisung für Harmonische der gewünschten Signalfrequenz mit einer Harmonische-Zurückweisungssummation, die in dem analogen Bereich durchgeführt wird, wie in **Fig. 13** gezeigt, ist auf ungefähr 35 dB bis 40 dB begrenzt, aufgrund der analogen Komponententoleranzen, während die in **Fig. 7** und **Fig. 11** gezeigte digitale Implementierung eine Zurückweisung größer 40 dB erreichen kann, da die einzigen analogen Toleranzen, die in der Implementierung von **Fig. 11** verbleiben, diejenigen der Abtastkondensatoren, der Differenzverstärker und der ADCs sind. Eine verhältnismäßige Summierung im digitalen Bereich, wie in **Fig. 11** gezeigt, erlaubt potentiell die Implementierung von Algorithmen, die auf dem kleinsten mittleren Quadrat (LMS = least mean squares) basieren, die die Zurückweisung bei n Zeitpunkten des gewünschten Signals maximieren, durch weitere Kompensation von jeglichen analogen Fehlanpassungen in verschiedenen Pfaden.

[0094] Die **Fig. 14A** bis **Fig. 14D** zeigen graphische Darstellungen, die eine beispielhafte Frequenzantwort eines Ausführungsbeispiels des rauscharmen Empfängers von **Fig. 11** oder **Fig. 13** mit Hinzufügung eines Tiefpassfiltermoduls zwischen der Antenne und dem Eingang zum Abwärtswandler, das mit einer Empfangsfrequenz von 1 GHz arbeitet. **Fig. 14A** verdeutlicht eine beispielhafte Antwort eines Tiefpassfiltermoduls **410** vierter Ordnung. In diesem Beispiel ist das Filter mit einer breiten Bandbreite und sanftem Abfall gestaltet, wie es erforderlich ist, um eine Zurückweisung nur für die siebente Harmonische und nicht für die dritte oder fünfte Harmonische bereitzustellen. **Fig. 14B** zeigt ein 2 MHz breites Durchlassband bei 1 GHz (verursacht durch das Schalten und RC), plus alle ungewollten ähnlichen Antworten, die bei Harmonischen aufgrund von Aliasing auftreten. **Fig. 14C** zeigt die Antwort, die durch die Harmo-

nische-Zurückweisungssummierung von **Fig. 11** oder **Fig. 13** gebildet wird.

[0095] **Fig. 14D** zeigt die Kaskadenantwort von den **Fig. 14A**, **Fig. 14B** und **Fig. 14C**. In der Kaskadenantwort von **Fig. 14D** sind die gewünschten Charakteristiken der 2 MHz breiten Antwort gezeigt, die die abgestimmte Frequenz des Empfängers verfolgt, mit ähnlichen Antworten, die bei der dritten und fünften Harmonischen zurückgewiesen werden, und im Wesentlichen bei der sechsten Harmonischen unterdrückt werden.

[0096] Obwohl verschiedene Ausführungsbeispiele der Erfindung beschrieben worden sind, ist es für den Fachmann auf diesem Gebiet offensichtlich, dass viel mehr Ausführungsbeispiele und Implementierungen möglich sind innerhalb des Bereichs der Erfindung. Beispielsweise ist die Erfindung nicht auf einen spezifischen Typ von Funkempfänger oder Sendeempfänger beschränkt. Ausführungsbeispiele der Erfindung sind auf unterschiedliche Typen von Funkempfängern und Sendeempfängern anwendbar und sind auf irgendeinen Empfänger anwendbar, der ein empfangenes Signal abwärts wandelt oder filtert.

Patentansprüche

1. Rauscharmer Empfänger (**700; 1100; 1300**) mit: einem passiven Tiefpassfilter (**710**), welcher dazu ausgelegt ist, ein Funkfrequenzsignal (RF-Signal) direkt von einem Schaltmodul (**704**) zu empfangen, für eine Spannungsverstärkung des RF-Signals zu sorgen und einen Pegel eines interferierenden Signals, das bei einer der siebten Harmonischen der Frequenz des RF-Signals entsprechenden Frequenz auftritt, zu reduzieren, und welcher eine Impedanzpassungsschaltung aufweist; einem Abwärtswandler (**715; 1115; 1315**), welcher mit dem passiven Tiefpassfilter (**710**) gekoppelt ist, dazu ausgelegt ist, das gefilterte RF-Signal zu empfangen, und eine Schaltarchitektur aufweist, die dazu ausgelegt ist, eine Mehrzahl von Ausgangsphasen basierend auf einer entsprechenden Mehrzahl von Lokaloszillatoren (LO-Signale) zu erzeugen, so dass jede der Mehrzahl von Ausgangsphasen einer anderen Phase innerhalb einer LO-Periode entspricht, die Mehrzahl von Ausgangsphasen in zumindest K Gruppen aufgeteilt sind, mit K als einer ganzen Zahl größer als 1, und jede n-te Gruppe der K Gruppen eine n-te Ausgangsphase der Mehrzahl von Ausgangsphasen und eine (n + K)-te Ausgangsphase der Mehrzahl von Ausgangsphasen aufweist; einer Subtraktionsstufe (**785; 1185; 1385**), welche dazu ausgelegt ist, die Mehrzahl von Ausgangsphasen so zu kombinieren, dass zwischen der n-ten Ausgangsphase jeder zugehörigen Gruppe der K Gruppen und der (n + K)-ten Ausgangsphase der zugehörigen Gruppe unter Erhöhung der Verstärkung der Ausgangsphasen eine Differenz gebildet wird; und

einem Summationsfilter (1125; 1325), welcher dazu ausgelegt ist, die in ihrer Verstärkung erhöhten Ausgangsphasen zu empfangen und die in ihrer Verstärkung erhöhten Ausgangsphasen so zu kombinieren, dass das Ansprechverhalten des Empfängers ungerade Harmonische des RF-Signals mitsamt den dritten und fünften Harmonischen wirksam dämpft.

2. Empfänger (700; 1100; 1300) nach Anspruch 1, wobei der Abwärtswandler (715; 1115; 1315) eine Filterantwort bereitstellt, die bei einer mit der Frequenz des RF-Signals zusammenfallenden Frequenz zentriert ist.

3. Empfänger (700; 1100; 1300) nach Anspruch 2, wobei die von dem Abwärtswandler (715; 1115; 1315) bereitgestellte Filterantwort einen akustischen Oberflächenwellenfilter für den Empfänger überflüssig macht.

4. Empfänger (700; 1100) nach Anspruch 1, wobei der Summationsfilter (1125) digital implementiert ist.

5. Empfänger (700; 1300) nach Anspruch 1, wobei das Summationsfilter (1325) auf analoger Ebene implementiert ist.

6. Empfänger (700; 1100; 1300) nach Anspruch 1, wobei der Abwärtswandler (715; 1115; 1315) vier oder acht Ausgangsphasen erzeugt.

7. Empfänger (700; 1100; 1300) nach Anspruch 1, wobei der passive Tiefpassfilter (710) als Aufwärtstransformator dient.

8. Empfänger (700; 1100; 1300) nach Anspruch 6, wobei K gleich vier ist.

9. Empfänger (700; 1100; 1300) nach Anspruch 1, wobei der Abwärtswandler (715; 1115; 1315) für eine Spannungsverstärkung von etwa 6 dB sorgt.

10. Verfahren zum Verarbeiten eines empfangenen Signals, mit den Schritten:

Filtern eines Funkfrequenzsignal (RF-Signal) mittels eines passiven Tiefpassfilters (710) zur Spannungsverstärkung des RF-Signals zumindest teilweise durch ein Anpassen einer Impedanz und durch ein Reduzieren eines Pegels eines interferierenden Signals, das bei einer der siebten Harmonischen der Frequenz des RF-Signals entsprechenden Frequenz auftritt;

Abwärtswandeln des gefilterten RF-Signals und Erzeugen einer Mehrzahl von Ausgangsphasen basierend auf einer entsprechenden Mehrzahl von Lokalszillatorsignalen (LO-Signale) zu erzeugen, so dass jede der Mehrzahl von Ausgangsphasen einer anderen Phase innerhalb einer LO-Periode entspricht, die Mehrzahl von Ausgangsphasen in zumindest K Gruppen aufgeteilt sind, mit K als einer ganzen Zahl größer

als 1, und jede n-te Gruppe der K Gruppen eine n-te Ausgangsphase der Mehrzahl von Ausgangsphasen und eine (n + K)-te Ausgangsphase der Mehrzahl von Ausgangsphasen aufweist;

Kombinieren der Mehrzahl von Ausgangsphasen derart, dass zwischen der n-ten Ausgangsphase jeder zugehörigen Gruppe der K Gruppen und der (n + K)-ten Ausgangsphase der zugehörigen Gruppe unter Erhöhung der Verstärkung der Ausgangsphasen eine Differenz gebildet wird; und
Summieren der in ihrer Verstärkung erhöhten Ausgangsphasen derart, dass ungerade Harmonische des RF-Signals mitsamt den dritten und fünften Harmonischen wirksam gedämpft werden.

11. Verfahren nach Anspruch 10, ferner mit dem Schritt des Bereitstellens einer Filterantwort, die bei einer mit der Frequenz des RF-Signals zusammenfallenden Frequenz zentriert ist.

12. Verfahren nach Anspruch 10, wobei das Summieren digital durchgeführt wird.

13. Verfahren nach Anspruch 10, wobei das Summieren auf analoger Ebene durchgeführt wird.

14. Verfahren nach Anspruch 10, wobei das Erzeugen der Mehrzahl von Ausgangsphasen ein Erzeugen von vier oder acht Ausgangsphasen umfasst.

15. Verfahren nach Anspruch 10, wobei der passive Tiefpassfilter (710) als Aufwärtstransformator dient.

16. Verfahren nach Anspruch 14, wobei K gleich vier ist.

17. Verfahren nach Anspruch 10, wobei das Abwärtswandeln für eine Spannungsverstärkung von etwa 6 dB sorgt.

18. Empfänger (700; 1100; 1300) mit:
einer Filterschaltung (710), welche dazu ausgelegt ist, ein von einem Schaltmodul (704) bereitgestelltes Funkfrequenzsignal (RF-Signal) einer Tiefpassfilterung zu unterziehen, für eine Verstärkung des RF-Signals zu sorgen und ein gefiltertes RF-Signal zu erzeugen;
einem Abwärtswandler (715; 1115; 1315), welcher dazu ausgelegt ist, eine Mehrzahl von Ausgangsphasen basierend auf dem gefilterten RF-Signal und einer entsprechenden Mehrzahl von Lokalszillatorsignalen (LO-Signale) zu erzeugen, so dass die Mehrzahl von Ausgangsphasen in zumindest K Gruppen aufgeteilt sind, mit K als einer ganzen Zahl größer als oder gleich 4, und jede n-te Gruppe der K Gruppen n-te und (n + K)-te Ausgangsphasen der Mehrzahl von Ausgangsphasen aufweist;
einer Subtraktionsstufe (785; 1185; 1385), welche dazu ausgelegt ist, eine Differenz zwischen der n-

ten Ausgangsphase jeder zugehörigen Gruppe der K Gruppen und der (n + K)-ten Ausgangsphase der zugehörigen Gruppe unter Erhöhung der Verstärkung der Ausgangsphasen zu bilden; und einem Summationsfilter (1125; 1325), welcher dazu ausgelegt ist, die in ihrer Verstärkung erhöhten Ausgangsphasen so zu kombinieren, dass das Ansprechverhalten des Empfängers ungerade Harmonische des RF-Signals wirksam dämpft.

19. Empfänger (700; 1100; 1300) nach Anspruch 18, wobei die Filterschaltung (710) eine Impedanzanpassungsschaltung aufweist.

20. Empfänger (700; 1100; 1300) nach Anspruch 19, wobei die Impedanzanpassungsschaltung für eine Impedanzanpassung von dem Schaltmodul (704) an einen Eingang des Abwärtswandlers (715; 1115; 1315) sorgt.

21. Empfänger (700; 1100; 1300) nach Anspruch 19, wobei die Impedanzanpassungsschaltung für eine Aufwärtstransformation der Spannung des RF-Signals sorgt.

22. Empfänger (700; 1100; 1300) nach Anspruch 21, wobei die Aufwärtstransformation der Spannung um einen Faktor erfolgt, der der Wurzel aus dem Verhältnis der Eingangsimpedanz der Filterschaltung (710) zu der Eingangsimpedanz an dem Eingang des Abwärtswandlers (715; 1115; 1315) entspricht.

23. Empfänger (700; 1100; 1300) nach Anspruch 18, wobei K eine Zweierpotenz ist, 4, 8 oder 16 beträgt, ein Vielfaches von vier beträgt und/oder eine gerade Zahl ist.

24. Empfänger (700; 1100; 1300) nach Anspruch 18, wobei der Empfänger keinen rauscharmen Verstärker zur Verstärkung des RF-Signals aufweist.

25. Empfänger (700; 1100; 1300) nach Anspruch 24, wobei der Empfänger keinen akustischen Oberflächenwellenfilter zum Filtern des RF-Signals aufweist.

26. Empfänger (700; 1100; 1300) nach Anspruch 18, wobei der Abwärtswandler (715; 1115; 1315) acht Ausgangsphasen erzeugt.

27. Empfänger (700; 1100; 1300) nach Anspruch 18, wobei der Abwärtswandler (715; 1115; 1315) für eine Spannungsverstärkung von etwa 6 dB sorgt.

28. Verfahren zum Verarbeiten eines empfangenen Hochfrequenzsignals (RF-Signal) in einem Empfänger (700; 1100; 1300), mit den Schritten: Nutzen einer Filterschaltung (710) zum Tiefpassfiltern und Verstärken eines von einem Schaltmodul

(704) bereitgestellten RF-Signals, um ein gefiltertes RF-Signal zu erzeugen; Abwärtswandeln des gefilterten RF-Signals und Erzeugen einer Mehrzahl von Ausgangsphasen basierend auf dem gefilterten RF-Signal und einer entsprechenden Mehrzahl von Lokaloszillatoren (LO-Signale), so dass die Mehrzahl von Ausgangsphasen in zumindest K Gruppen aufgeteilt sind, mit K als einer ganzen Zahl größer als oder gleich 4, und jede n-te Gruppe der K Gruppen n-te und (n + K)-te Ausgangsphasen der Mehrzahl von Ausgangsphasen aufweist;

Kombinieren der Mehrzahl von Ausgangsphasen derart, dass eine Differenz zwischen der n-ten Ausgangsphase jeder zugehörigen Gruppe der K Gruppen und der (n + K)-ten Ausgangsphase der zugehörigen Gruppe unter Erhöhung der Verstärkung der Ausgangsphasen gebildet wird; und

Kombinieren der in ihrer Verstärkung erhöhten Ausgangsphasen derart, dass das Ansprechverhalten des Empfängers (700; 1100; 1300) ungerade Harmonische des RF-Signals wirksam dämpft.

29. Verfahren nach Anspruch 28, wobei die Filterschaltung (710) eine Impedanzanpassungsschaltung aufweist, welche dazu genutzt wird, eine Impedanz an einem Eingang der Filterschaltung (710) an eine Impedanz an einem Eingang eines zum Abwärtswandeln genutzten Abwärtswandlers anzupassen.

30. Verfahren nach Anspruch 29, wobei die Impedanzanpassungsschaltung für eine Verstärkung der Spannung des RF-Signals sorgt.

31. Verfahren nach Anspruch 28, wobei K eine Zweierpotenz ist, 4, 8 oder 16 beträgt, ein Vielfaches von vier beträgt und/oder eine gerade Zahl ist.

32. Verfahren nach Anspruch 28, wobei der Empfänger (700; 1100; 1300) zum Durchführen des Verfahrens keinen rauscharmen Verstärker aufweist.

33. Verfahren nach Anspruch 28, wobei der Empfänger (700; 1100; 1300) zum Durchführen des Verfahrens keinen akustischen Oberflächenwellenfilter aufweist.

34. Drahtloses Kommunikationsgerät (100) mit einem Empfänger (700; 1100; 1300) nach Anspruch 18.

Es folgen 14 Seiten Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

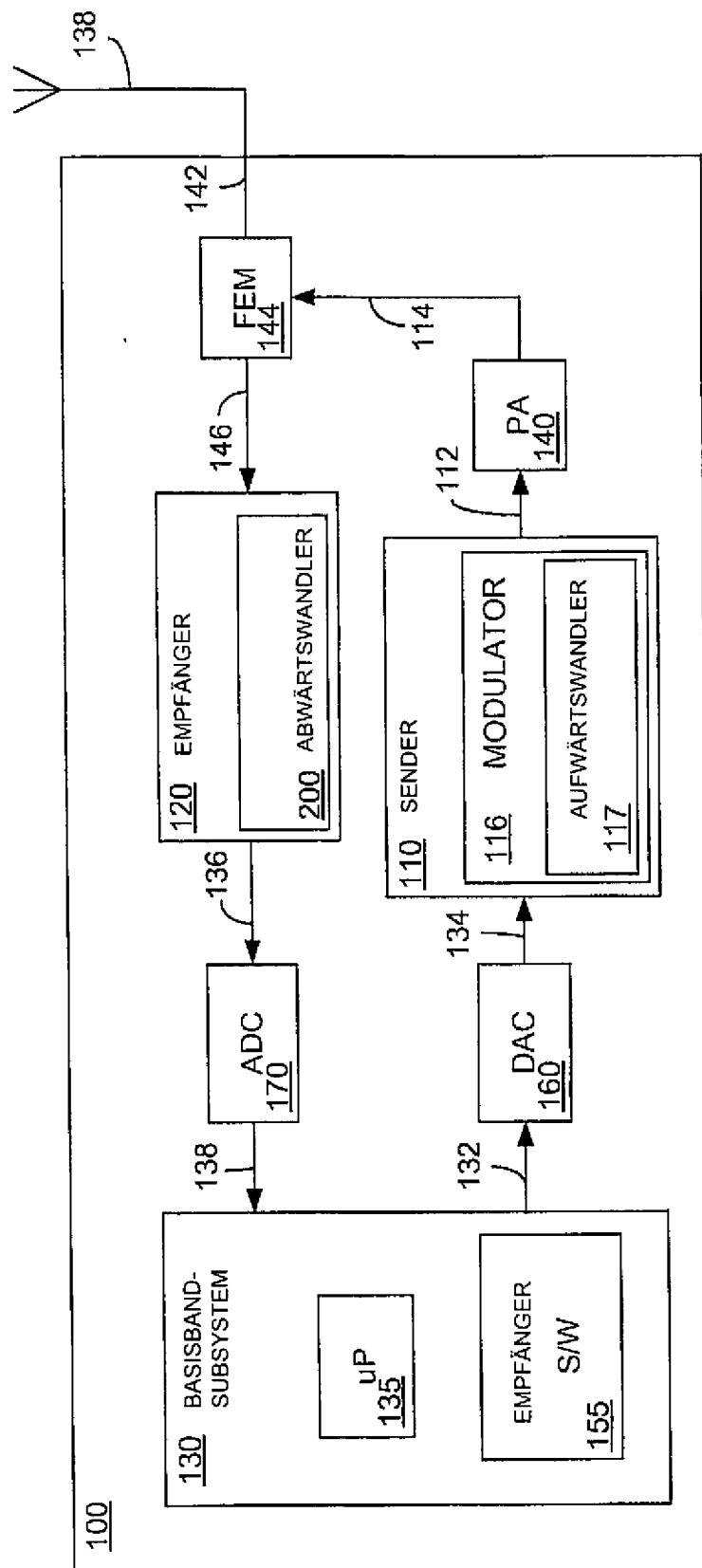


FIG. 1

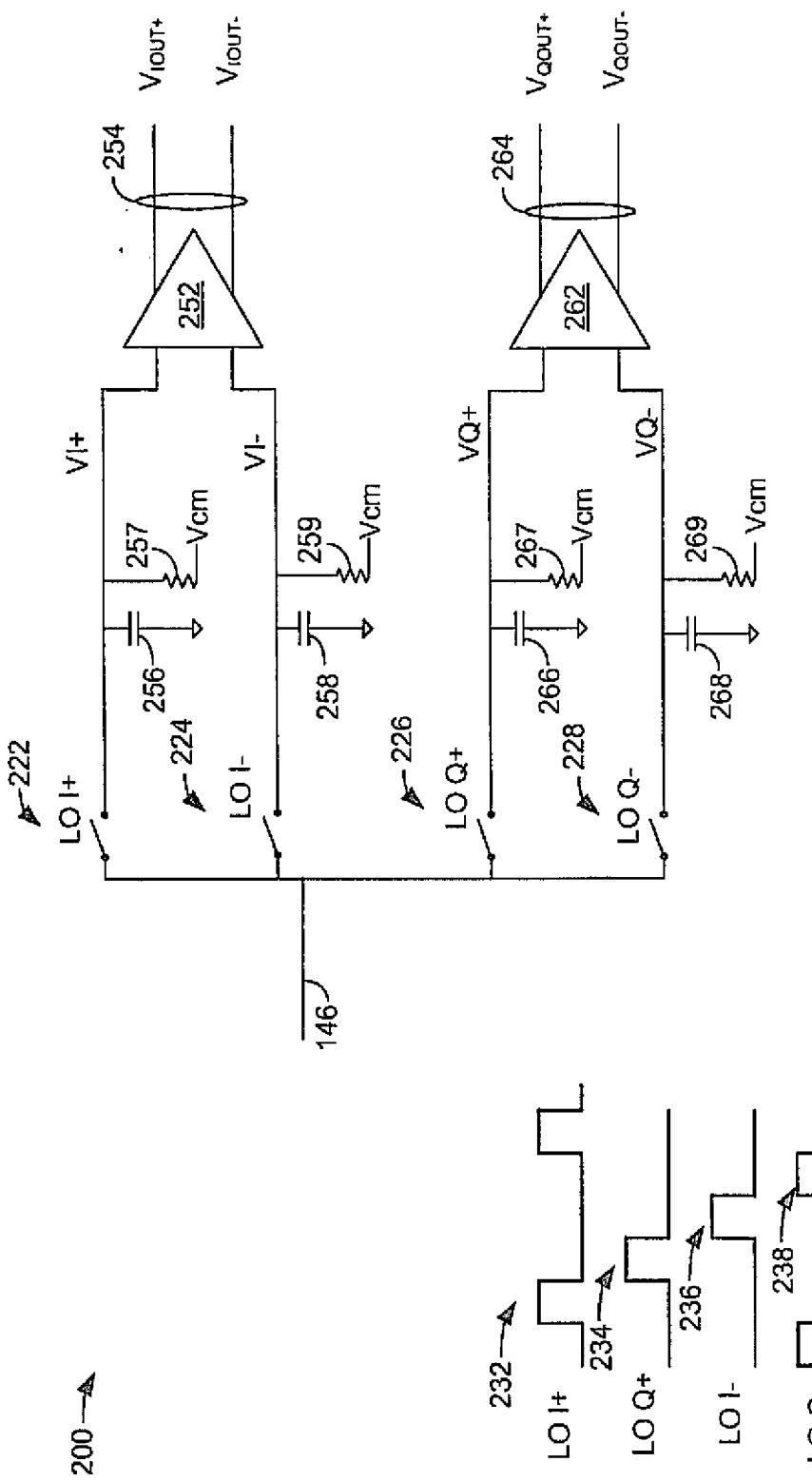


FIG. 2

Stand der Technik

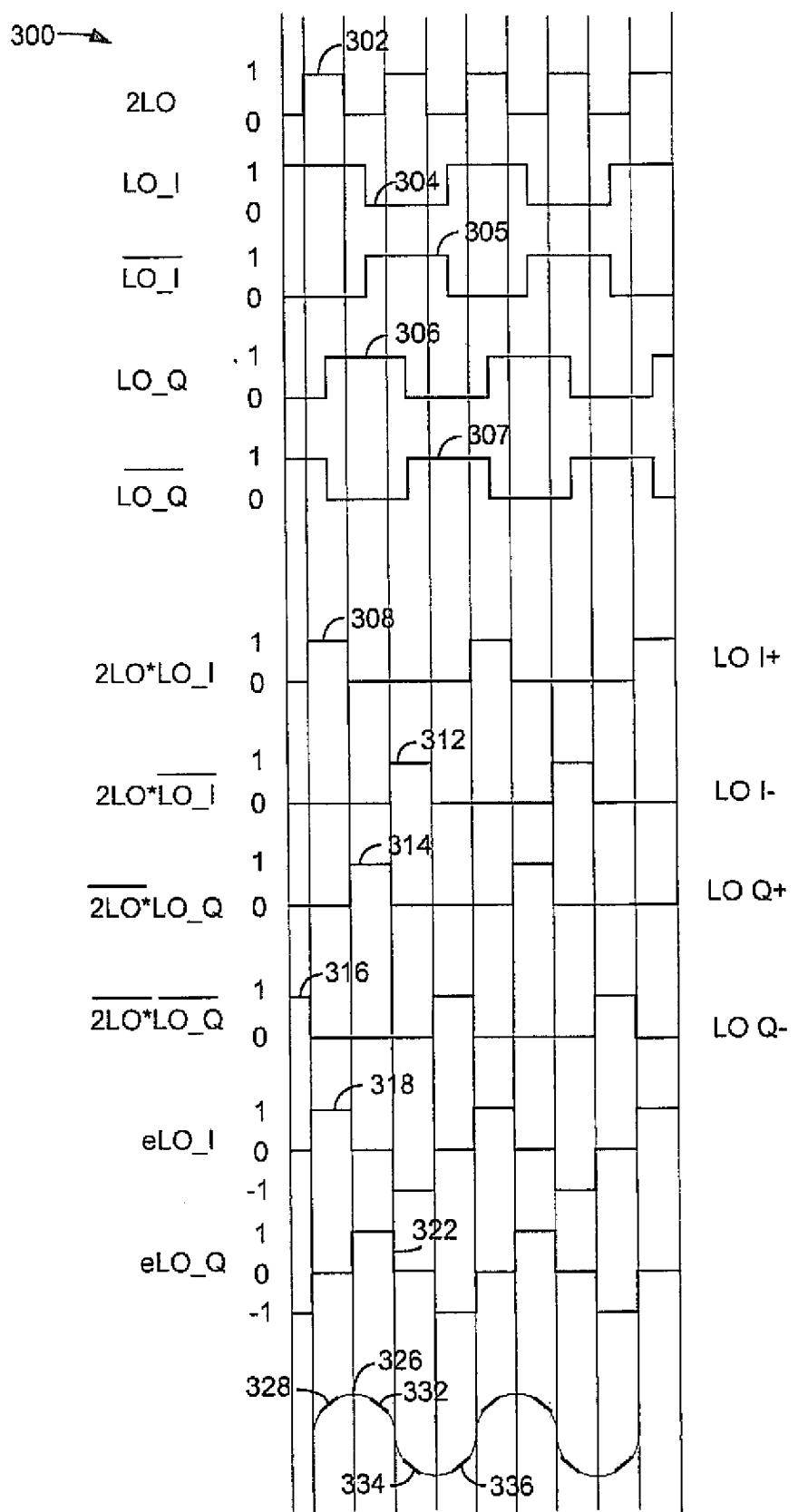
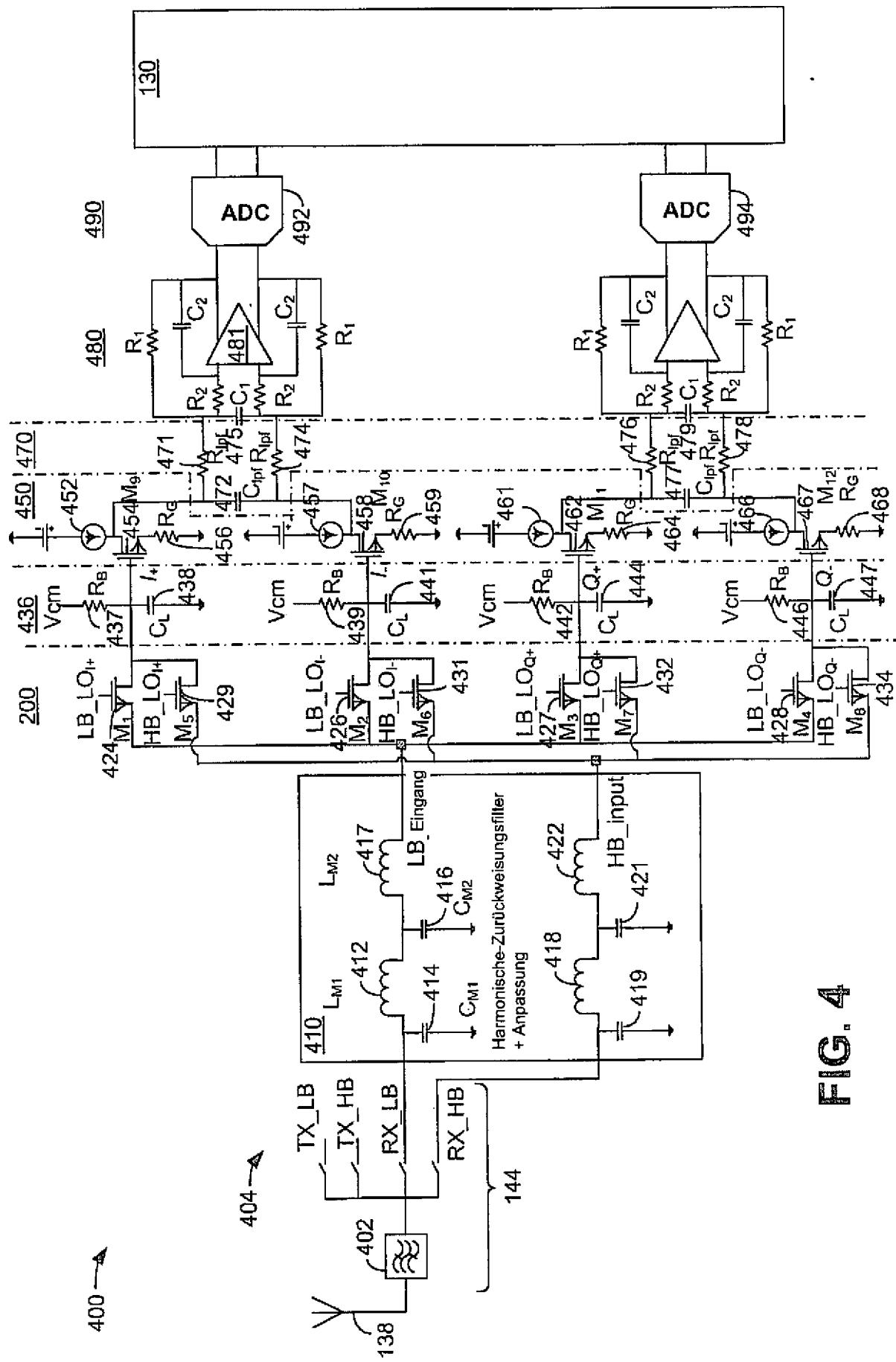


FIG. 3



41

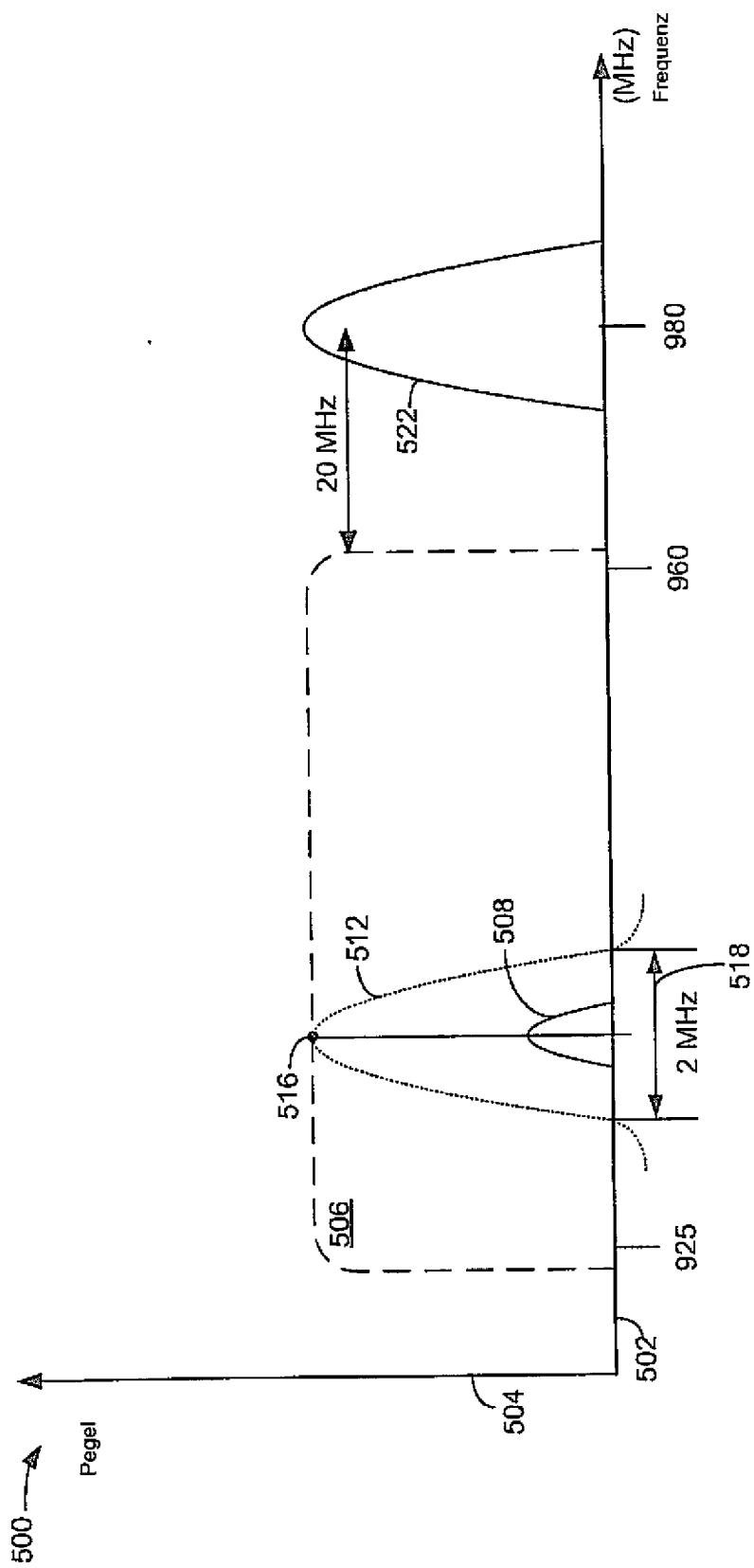


FIG: 5

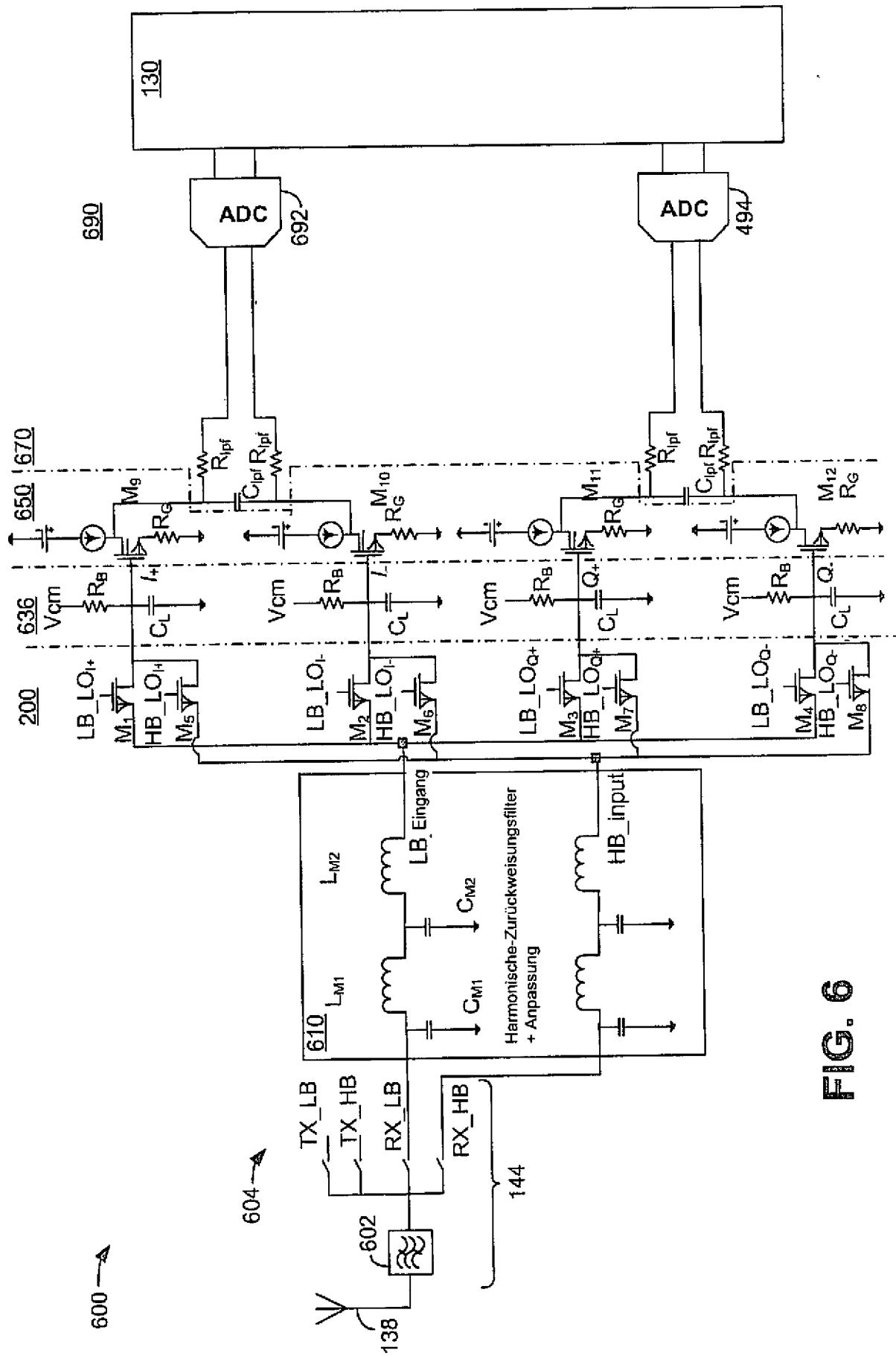


FIG. 6

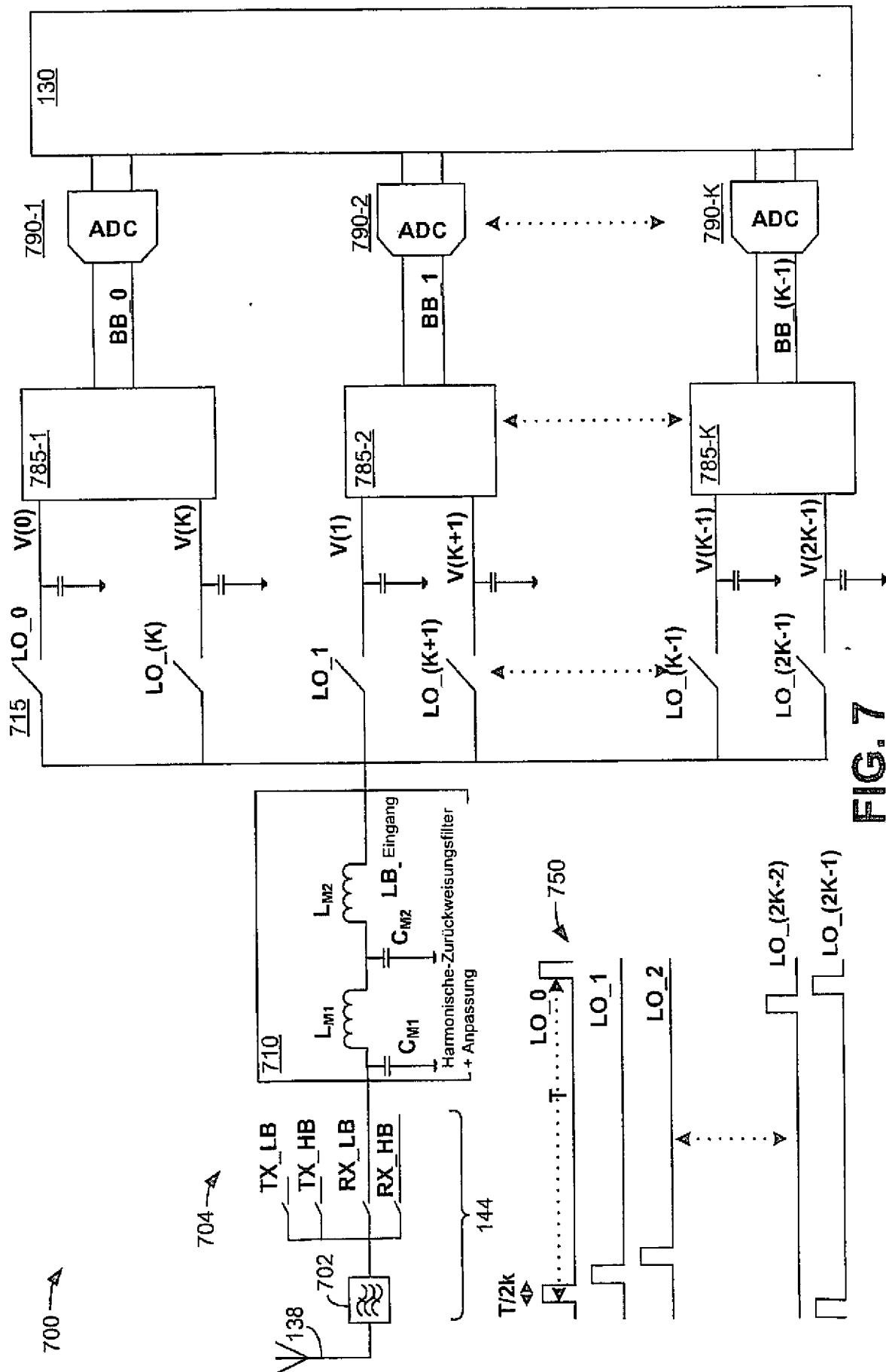


FIG. 7



FIG. 8

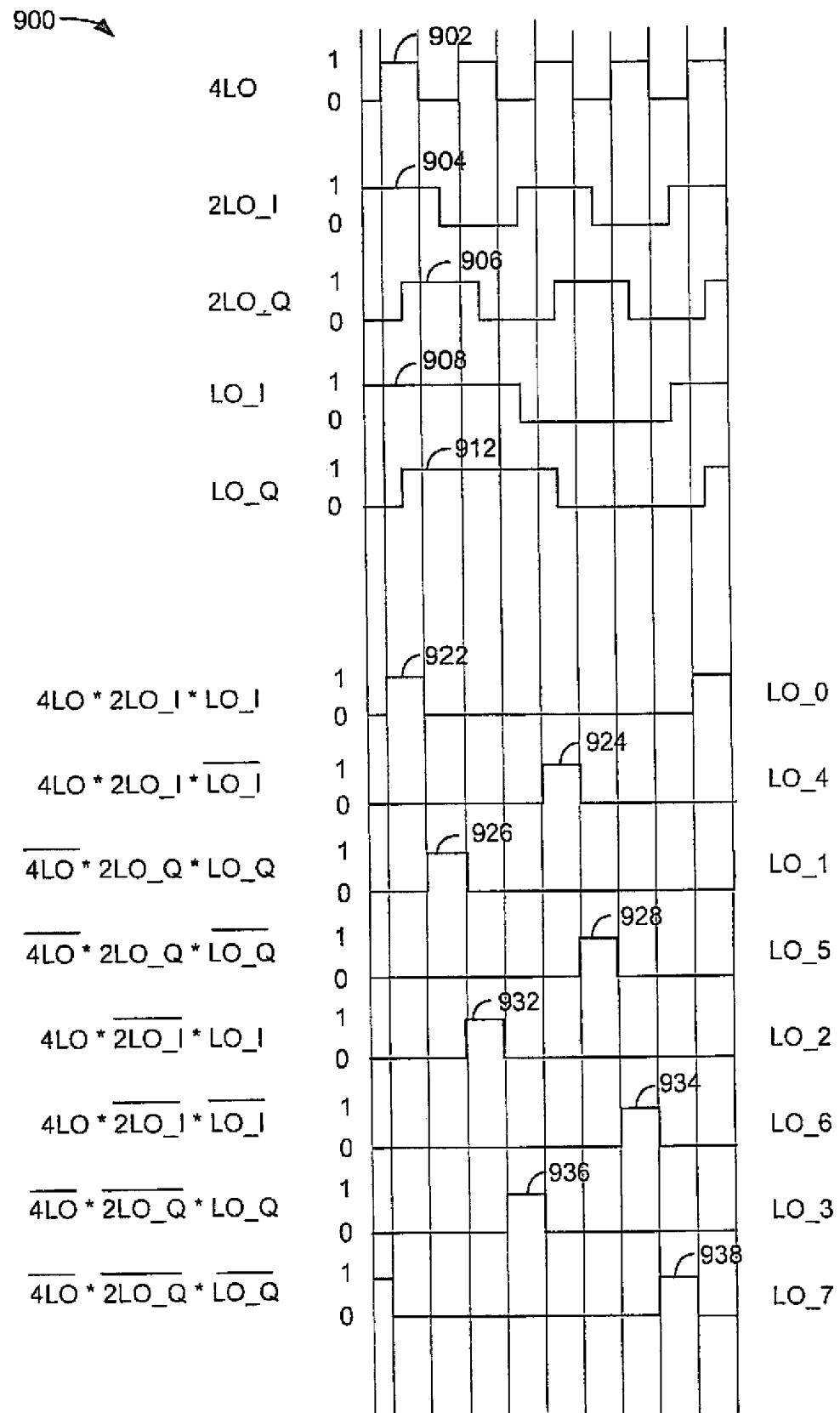


FIG. 9

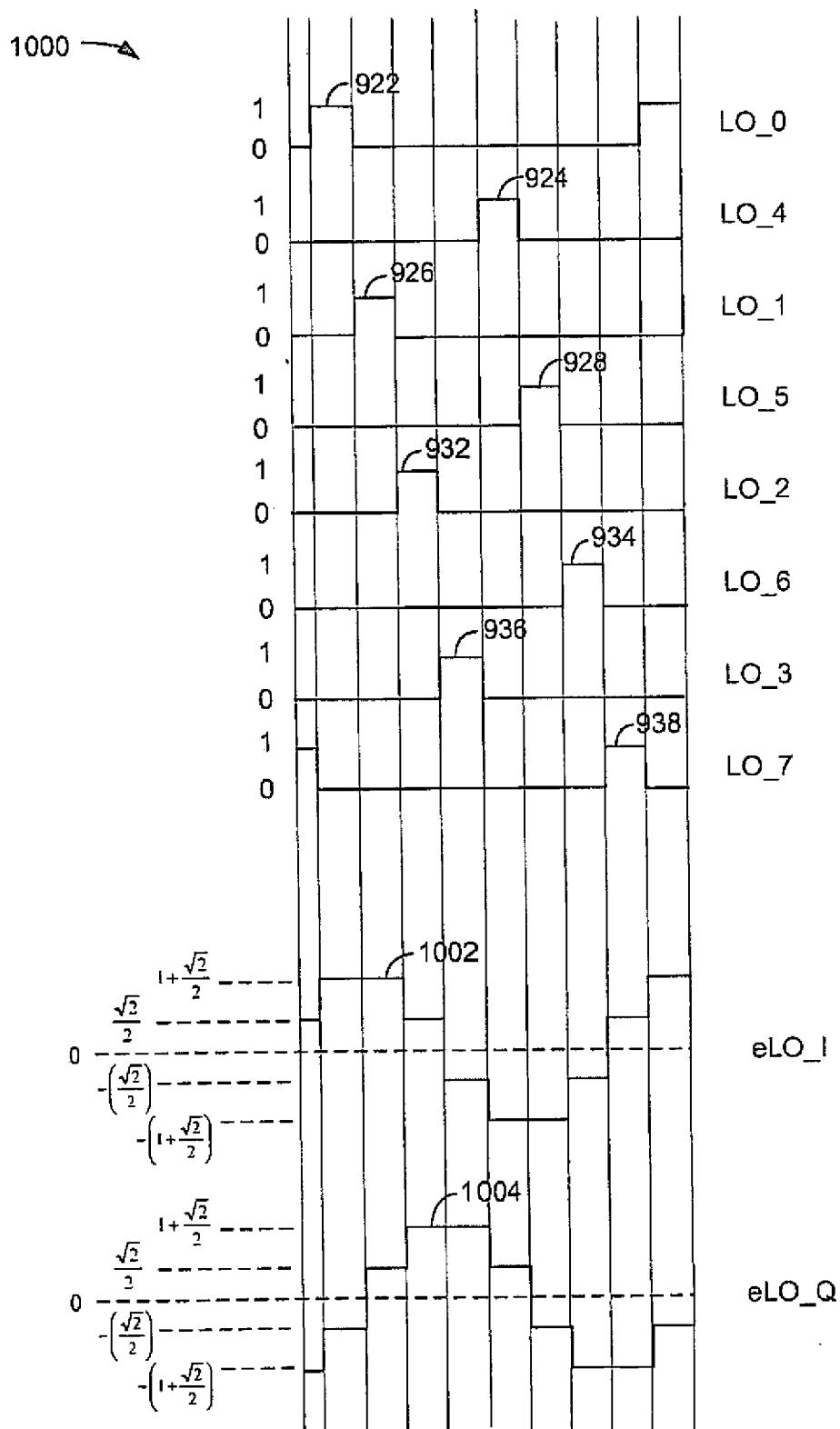


FIG. 10

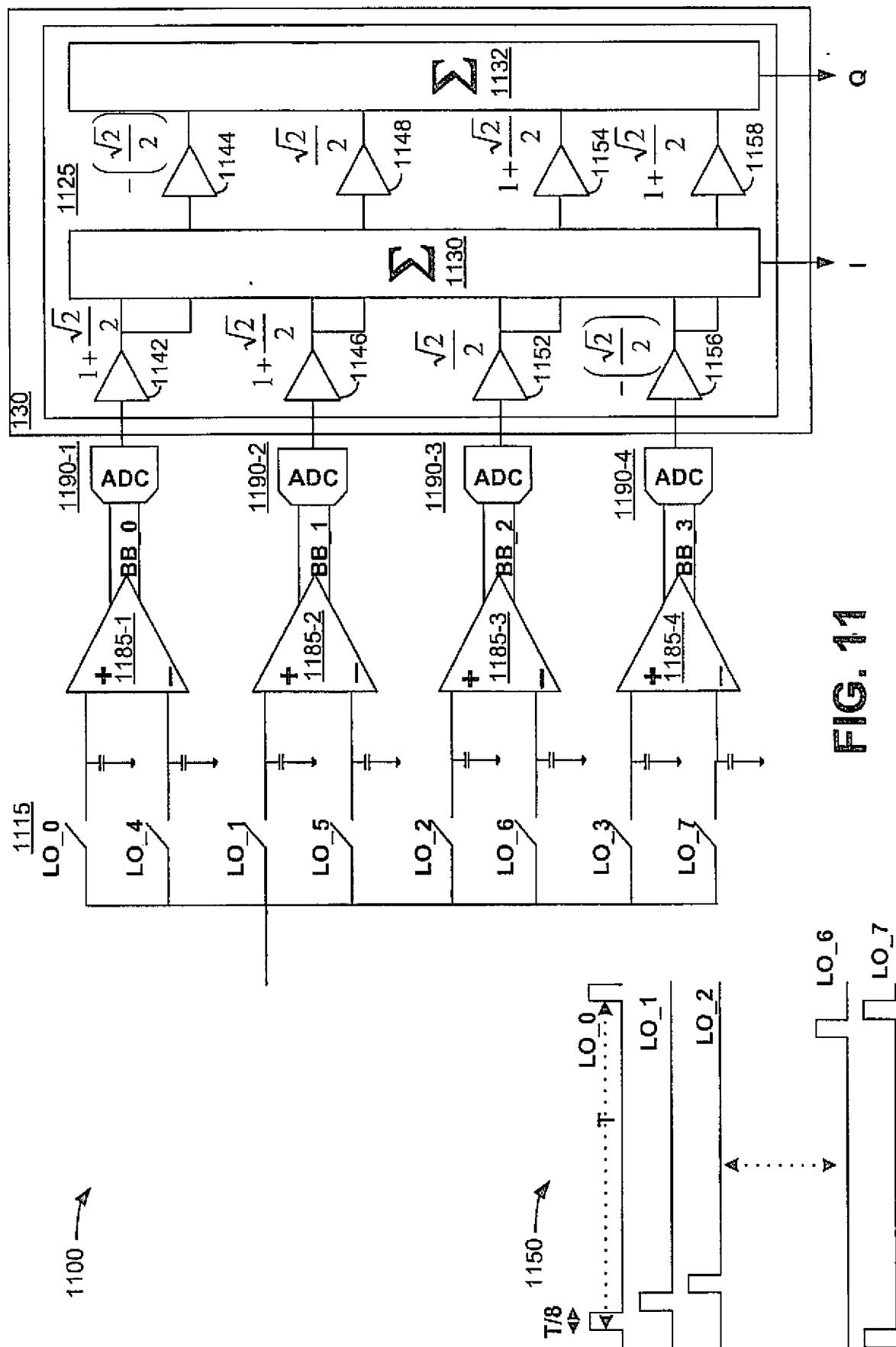


FIG. 11

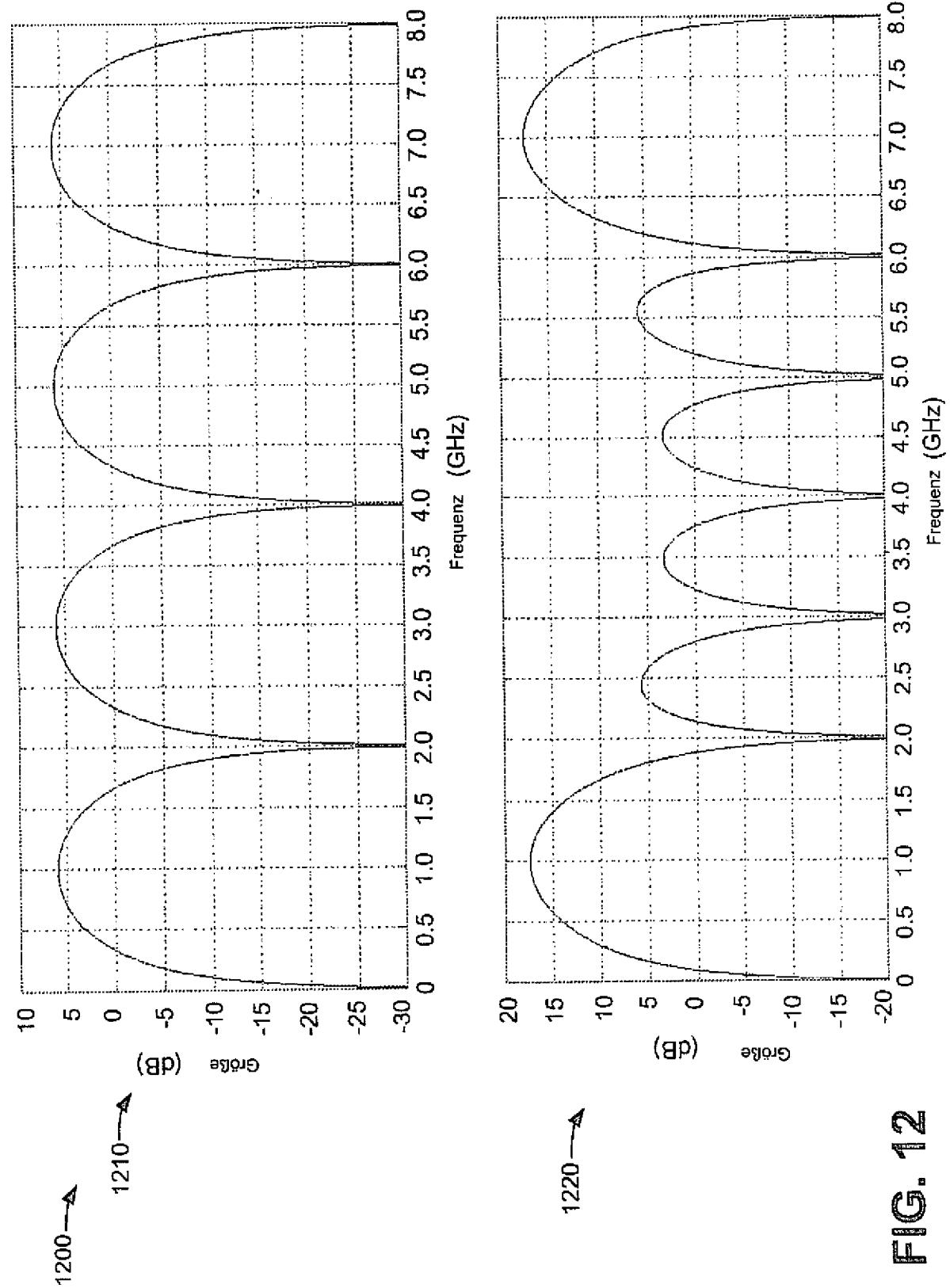


FIG. 12

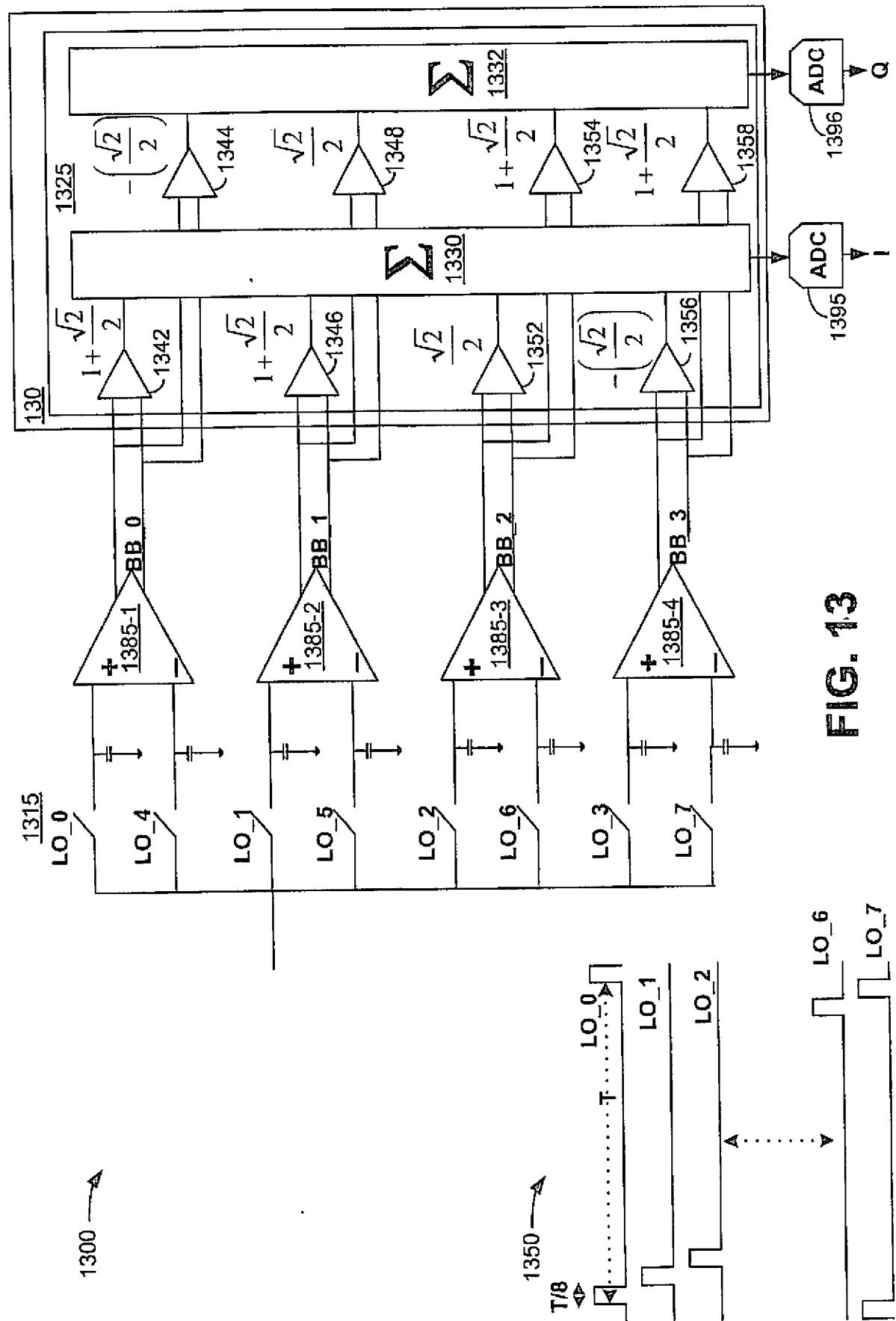


FIG. 1.3

