(19) **Bundesrepublik Deutschland**
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 603 13 286 T2** 2008.01.03

(12) # Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 1 470 650 B1**
(21) Deutsches Aktenzeichen: **603 13 286.3**
(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/US03/03429**
(96) Europäisches Aktenzeichen: **03 707 719.5**
(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 2003/065602**
(86) PCT-Anmeldetag: **03.02.2003**
(87) Veröffentlichungstag der PCT-Anmeldung: **07.08.2003**
(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **27.10.2004**
(97) Veröffentlichungstag der Patenterteilung beim EPA: **18.04.2007**
(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **03.01.2008**

(51) Int Cl.[8]: ***H04B 1/40*** (2006.01)

(30) Unionspriorität:
66115 **01.02.2002** **US**

(84) Benannte Vertragsstaaten:
AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LI, LU, MC, NL, PT, SE, SI, SK, TR

(73) Patentinhaber:
Qualcom Inc., San Diego, Calif., US

(72) Erfinder:
SHAH, Peter Jivan, San Diego, CA 92104, US

(74) Vertreter:
WAGNER & GEYER Partnerschaft Patent- und Rechtsanwälte, 80538 München

(54) Bezeichnung: **Verzerrungsverringerung**

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

HINTERGRUND

Gebiet

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft im Allgemeinen drahtlose Kommunikationseinrichtungen, und insbesondere ein System und ein Verfahren für einen Verzerrungsverringerungskalibrierschaltkreis in einer drahtlosen Kommunikationseinrichtung.

Beschreibung des relevanten Hintergrunds

[0002] Drahtlose Kommunikationssysteme verbreiten sich stark, weil mehr und mehr Dienstanbieter neue Merkmale und technische Möglichkeiten hinzufügen. Eine große Anzahl von Dienstanbietern belegt nun einen relativ eingeschränkten Teil des Funkfrequenzspektrums. Aufgrund dieser Anhäufung ist erhöhte Interferenz zwischen drahtlosen Kommunikationssystemen alltäglich. Zum Beispiel können drahtlose Kommunikationssysteme von zwei unterschiedlichen Dienstanbietern benachbarte Teile des Spektrums belegen. In dieser Situation kann Interferenz wahrscheinlich sein.

[0003] Ein Beispiel von solcher Interferenz tritt in einem Codemultiplex-Vielfachzugriff (CDMA = code division multiple access) drahtlosen System auf. In einem Ausführungsbeispiel belegt ein CDMA System einen Teil des Frequenzspektrums benachbart zu einem Teil des Frequenzspektrums, welches einem konventionellen zellularen Telefonsystem zugeordnet ist, manchmal als ein verbessertes Mobiltelefonsystem (AMPS = advanced mobile phone system) bezeichnet.

[0004] Konventionelle CDMA Einheiten versuchen, unerwünschte Signale durch Hinzufügen von Filtern folgend auf die Mischerstufe zu eliminieren. Fig. 1 zeigt eine bekannte Implementierung eines Direkt-zu-Basisband oder Niedrig-ZF drahtlosen Systems **10** in welchem eine Funkfrequenz (HF bzw. RF = radio frequency) Stufe **12** mit einer Antenne **14** verbunden ist. Der Ausgang der HF Stufe **12** ist mit einem Verstärker **16** gekoppelt, welcher die Funkfrequenzsignale verstärkt. Es soll erwähnt werden, dass die HF Stufe **12** und der Verstärker **16** konventionelle Komponenten wie Verstärker, Filter, und Ähnliches beinhalten können. Die Operation dieser Stufen ist gut bekannt und muss hierin nicht in größerer Detailliertheit beschrieben werden.

[0005] Der Ausgang des Verstärkers **16** ist mit einem Splitter **18** gekoppelt, welcher die verarbeiteten Signale in zwei identische Signale zur zusätzlichen Verarbeitung durch einen Mischer **20** aufsplittet. Der Splitter **18** kann ein elektronischer Schaltkreis sein, oder in seiner einfachsten Form nur eine Drahtverbindung. Der Mischer **20** beinhaltet jeweils erste und zweite Mischerkerne **22** und **24**. Die Mischer **22** und **24** sind identisch in der Natur, aber empfangen unterschiedliche lokale Oszillatorsignale. Der Mischerkern **22** empfängt ein lokales Oszillatorsignal, welches als LOI (local oscillator signal) bezeichnet wird, während der Mischerkern **24** ein lokales Oszillatorsignal, bezeichnet als LOQ, empfängt. Die lokalen Oszillatorsignale sind 90 Grad außer Phase mit Bezug zueinander, wodurch ein Quadratur-Mischerkern gebildet wird. Der Ausgang des Mischers **20** ist mit einer Störquellen- bzw. Jammer-Unterdrückungsfilterstufe **26** verbunden. Insbesondere ist der Ausgang des Mischerkerns **22** mit einem Störquellenunterdrückungsfilter **28** verbunden, während der Ausgang des Mischerkerns **24** mit einem Störquellenunterdrückungsfilter **30** verbunden ist. Der Betrieb des Störquellenunterdrückungsfilters **28** und **30** ist identisch, außer bezüglich der Quadratur-Phasenbeziehung von Signalen von dem Mischer **20**. Der Ausgang der Störquellenunterdrückungsfilter **28** und **30** sind jeweils die Quadratur-Ausgangsignale I_{OUT} und Q_{OUT}.

[0006] Die Störquellenunterdrückungsfilter **28** und **30** sind derart ausgebildet, dass sie unerwünschte Signale entfernen, wie Signale von Sendern, welche auf Frequenzen in der Nähe der Frequenz des Betriebs des Systems **10** betrieben werden. Somit sind die Störquellenunterdrückungsfilter **28** und **30** derart ausgebildet, dass sie „ausserhalb-des-Bandes" Signale entfernen. Im Betrieb können die Störquellenunterdrückungsfilter **28** und **30** Tiefpassfilter, Band-Passfilter, oder komplexe Filter (zum Beispiel ein einziger Filter mit zwei Eingängen und zwei Ausgängen) sein, abhängig von der Implementierung des Systems **10**. Der Betrieb der Störquellenunterdrückungsfilter **28** und **30** ist im Stand der Technik gut bekannt und muß hierin nicht in größerer Detailliertheit beschrieben werden. Während die Störquellenunterdrückungsfilter **28** und **30** die Effekte von ausserhalb-des-Bandes Signale minimieren können, gibt es andere Formen von Interferenz, für welche die Störquellenunterdrückungsfilter ineffektiv sind.

[0007] Zum Beispiel können Verzerrungsprodukte, welche durch den Mischer **20** erzeugt werden, zu Interfe-

renz führen, welche nicht durch die Störquellenunterdrückungsfilter **28** und **30** entfernt werden kann. Wenn man eine einzige CDMA Drahtloseinheit betrachtet, ist diese Einheit einer bestimmten Funkfrequenz oder einem Kanal in dem Frequenzspektrum zugeordnet. Wenn ein AMPS System auf mehreren Kanälen, beabstandet voneinander durch eine Frequenz $\Delta\omega_J$ betrieben wird dann wird die Verzerrung zweiter Ordnung von dem Mischer **20** eine Komponente bei einer Frequenz $\Delta\omega_J$ des Ausgangssignals erzeugen. Es soll erwähnt werden, dass die Verzerrung zweiter Ordnung von dem Mischer **20** Signalkomponenten bei der Summe und der Differenz der zwei Störquellenfrequenzen erzeugen wird. Jedoch ist das Signal, welches von der Summe der Störquellenfrequenzen resultiert, erheblich unterhalb der Betriebsfrequenz der drahtlosen Einheit und verursacht somit keine Interferenz. Jedoch kann das Differenzsignal, welches hierin als $\Delta\omega_J$ bezeichnet wird, durchaus innerhalb des gewünschten Kanals sein, und somit signifikante Interferenz mit dem gewünschten Signal verursachen.

[0008] In diesem Umstand werden AMPS Signale als Störquellensignale betrachtet, weil sie Interferenz erzeugen und deshalb das gewünschte CDMA Signal stören. Obwohl das vorliegende Beispiel AMPS Signale als Störquellensignale betrifft, wird der Fachmann erkennen, dass alle anderen Funkfrequenzquellen, welche bei einer Frequenz von $\Delta\omega_J$ voneinander beabstandet sind, als eine Störquelle betrachtet werden können.

[0009] Wenn das Verzerrungssignal zweiter Ordnung innerhalb der Kanalbandbreite ist, werden die Störquellenunterdrückungsfilter **28** und **30** ineffektiv sein, und die resultierende Interferenz kann einen unakzeptablen Verlust von Trägerzu-Rauschverhältnis verursachen. Es soll erwähnt werden, dass diese Interferenz auftreten kann, unabhängig von den absoluten Frequenzen des Störquellensignals. Nur die Frequenzseparation ist wichtig, wenn die Verzerrung zweiter Ordnung zu der Einfügung eines unerwünschten Signals in die Kanalbandbreite der CDMA Einheit führt.

[0010] Industriestandards existieren, welche den Pegel von Verzerrung höherer Ordnung spezifizieren, welcher in einem drahtlosen Kommunikationssystem erlaubt ist. Eine verbreitete Messtechnik, welche zum Messen von Linearität verwendet wird, wird als ein Eingangs referenzierter Schnittpunkt (IIP = inputreferenced intercept point) bezeichnet. Die Verzerrung zweiter Ordnung, bezeichnet als IIP2, zeigt den Schnittpunkt an, bei welchem die Ausgangsleistung in dem Signal zweiter Ordnung das Signal erster Ordnung schneidet. Wie im Stand der Technik bekannt ist, kann die erste Ordnung oder primäre Antwort auf einem Graph als die Ausgangsleistung (P_{OUT}) gegenüber Eingangsleistung (P_{IN}) aufgezeichnet werden. In einem linearen System ist die Antwort erster Ordnung linear. Das bedeutet, dass die Leistungsantwort erster Ordnung eine 1:1 Steigung in einem log-log Plot hat. Die Leistung eines Verzerrungsprodukts zweiter Ordnung folgt einer 2:1 Steigung in einem log-log Plot. Es folgt, dass die Extrapolation der Kurve zweiter Ordnung die Extrapolation des fundamentalen oder linearen Plots schneiden wird. Der Schnittpunkt wird als der IIP2 bezeichnet. Es ist wünschenswert, dass die IIP2 Zahl so groß wie nötig ist. Spezifikationen und Industriestandards für IIP2 Werte können von einem drahtlosen Kommunikationssystem zu einem anderen variieren, und können sich mit der Zeit verändern. Der spezifische Wert für IIP2 muß hierin nicht diskutiert werden.

[0011] Es sei erwähnt, dass die hierin diskutierte Verzerrung zweiter Ordnung ein ernsteres Problem ist unter Verwendung der direkten Herunter- bzw. Abwärtskonversionsarchitektur, welche in **Fig. 1** gezeigt ist. In einem konventionellen Super-Heterodyn-Empfänger ist die HF Stufe **12** mit einer Zwischenfrequenz (ZF bzw. IF = intermediate frequency) Stufe (nicht gezeigt) gekoppelt. Die ZF Stufe beinhaltet Bandpassfilter, welche ohne weiteres die Verzerrungsprodukte niedriger Frequenz entfernen. Somit ist die Verzerrung zweiter Ordnung kein ernstes Problem in einem Super-Heterodyn-Empfänger. Deshalb ist die IIP2 Spezifikation für einen Super-Heterodyn-Empfänger im Allgemeinen nicht schwer zu erreichen. Jedoch muß in dem direkten Herunterkonvertierungsempfänger, wie in **Fig. 1** gezeigt ist, jede Filterung an der Basisbandfrequenz gemacht werden. Weil die Verzerrungsprodukte zweiter Ordnung an der Frequenzseparation $\Delta\omega_J$, unabhängig von der absoluten Frequenz der Störquellen sind, sind die IIP2 Anforderungen typischerweise sehr hoch für eine Direkt-Konversionsempfängerarchitektur. Die IIP2 Anforderung ist oft der einzige schwierigste Parameter zum Erreichen in einer direkten Herunterkonvertierungsempfängerarchitektur.

[0012] Wie oben erwähnt, ist die Verzerrung zweiter Ordnung häufig ein Ergebnis von Nichtlinearitäten in dem Mischer **20**. Es gibt eine Anzahl von Faktoren, welche zu Ungleichgewichten in dem Mischer **20** führt, wie Einrichtungsfehlanpassungen (das heißt Fehlanpassungen in den Mischerkernen **22** und **24**), Impedanz der lokalen Oszillatoren, und Impedanzfehlanpassung. Zusätzlich haben Faktoren wie der Lastzyklus des lokalen Oszillators auch einen starken Einfluss auf die Verzerrung zweiter Ordnung. Somit führen die individuellen Schaltkreiskomponenten und die spezielle Kombination von Schaltkreiskomponenten, welche für eine bestimmte drahtlose Kommunikationseinrichtung ausgewählt wurden, zu Unvorhersehbarkeit in dem IIP2 Wert für jede gegebene Einheit. Somit kann Kalibrierung von individuellen Einheiten benötigt werden, um die IIP2 Spezifi-

kation zu erreichen.

[0013] Deshalb kann es verstanden werden, dass es einen signifikanten Bedarf für ein System und ein Verfahren zur drahtlosen Kommunikation gibt, welches die unerwünschten Verzerrungsprodukte auf einen akzeptablen Pegel verringert. Die vorliegende Erfindung liefert diese und andere Vorteile, wie von der folgenden detaillierten Beschreibung und den beigefügten Zeichnungen offensichtlich werden wird.

[0014] Weitere Aufmerksamkeit wird auf das Dokument WO 99/50966 gelenkt, welches einen Verzerrungskorrigierschaltkreis für einen Direktkonvertierungsempfänger offenbart, wobei der Direktkonvertierungsempfänger einen lokalen Oszillator zum Generieren eines lokalen Oszillatorsignals, einen Mischer zum Multiplizieren eines Funkfrequenzsignals und eines lokalen Oszillatorsignals zusammen aufweist, und das resultierende Mischerausgangssignal zu einem demodulierten Signalpfad liefert, wobei der demodulierte Signalpfad einen ersten Tiefpassfilter zum Auswählen eines Basisbandsignals an einem ersten Filterausgangsterminal aufweist, wobei der Versatzkorrigierschaltkreis einen Quadrierschaltkreis zum Quadrieren des Mischerausgangssignals und Liefern des resultierenden Verzerrungsabschätzungssignals zu einem Verzerrungsabschätzsignalpfad, Signalsubtraktionsmittel zum Subtrahieren des Verzerrungsabschätzungssignals an dem Subtraktionspunkt in dem Verzerrungsabschätzungssignalpfad, und adaptive Verarbeitungsmittel zum Angleichen der Transferfunktion des Verzerrungssignalabschätzpfads und der Transferfunktion des demodulierten Signalpfads zwischen dem Mischerausgang und dem Subtraktionspunkt aufweist.

[0015] Gemäß der vorliegenden Erfindung sind ein Schaltkreis, welcher einen Kompensationszweig beinhaltet, gemäß Anspruch 1, ein integrierter Schaltkreis gemäß Anspruch 16, sowie ein Verfahren, welches in einem Schaltkreis ausgeführt wird, gemäß Anspruch 26, vorgesehen. Bevorzugte Ausführungsbeispiele der Erfindung sind in den abhängigen Ansprüchen beschrieben.

ZUSAMMENFASSUNG

[0016] Neue Techniken sind offenbart zur Verzerrungsverringerungskalibrierung. In einem exemplarischen Ausführungsbeispiel hat ein Verzerrungsverringerungsschaltkreis zur Verwendung in einer drahtlosen Kommunikationseinrichtung einen Funkfrequenz (HF bzw. RF = radio frequency) Empfänger und beinhaltet eine Verstärkungsstufe, welche einen Eingang hat, welcher mit dem Empfänger verbunden ist, und einen Ausgang, welcher mit der Verstärkungsstufe verbunden ist, welche eine Amplitude eines Ausgangssignals in Beziehung zu einer nicht linearen Antwort zweiter Ordnung innerhalb des Empfängers steuert. Ein Ausgangskopplungsschaltkreis koppelt den Verstärkerausgang mit dem Empfänger.

[0017] In einem Ausführungsbeispiel ist die Verstärkungsstufenamplitudensteuerung auf der Amplitude der nichtlinearen Antwort zweiter Ordnung innerhalb des Empfängers basiert. Das Signal betreffend der nicht linearen Antwort zweiter Ordnung innerhalb des Empfängers kann inhärent durch einen Schaltkreis innerhalb des Empfängers generiert werden, oder kann durch einen Quadrierschaltkreis generiert werden, welcher mit dem Empfänger verbunden ist.

[0018] Wenn er mit dem HF Empfänger, welcher ein herunterkonvertiertes Ausgangssignal generiert, implementiert ist, kann der Ausgangskopplungsschaltkreis einen Addierer beinhalten, welcher erste und zweite Eingänge hat, wobei der erste Eingang konfiguriert ist, um das Ausgangssignal von dem Empfänger zu empfangen, und der zweite Eingang konfiguriert ist, um das Verstärkungsstufenausgangssignal zu empfangen. Die Verstärkungsstufe kann einen Ausgangsstrom in Beziehung zu der nichtlinearen Antwort zweiter Ordnung innerhalb des Empfängers generieren. Der Ausgangskopplungsschaltkreis kann eine direkte Verbindung mit dem herunterkonvertierten Ausgangssignal des Empfängers sein.

[0019] In einem Ausführungsbeispiel dient der Schaltkreis zur Verwendung in einer fabrikseitigen Kalibrierung, wobei der Empfänger ein herunterkonvertiertes Ausgangssignal generiert und konfiguriert ist, um ein externes Eingangssignal zu empfangen, um die Einstellung der Verstärkungsstufe zu erlauben, um dadurch die nichtlineare Antwort zweiter Ordnung des Empfängerausgangssignals zu minimieren.

[0020] In einem anderen Ausführungsbeispiel kann der automatische Kalibrierschaltkreis mit der drahtlosen Kommunikationseinrichtung verwendet werden, wobei eine Signalquelle ein Testsignal generiert, und ein Schalter wird selektiv aktiviert, um die Signalquelle mit einem Empfängereingangsterminal zu koppeln, um das Testsignal mit dem Empfängereingangsterminal zu koppeln, und dadurch Verzerrungsverringerungseinstellungen an dem Empfänger zu erlauben.

[0021] Der Schalterschaltkreis kann selektiv in einem Autokalibriermodus aktiviert werden oder zu vorbestimmten Zeiten aktiviert werden.

[0022] In einem Ausführungsbeispiel beinhaltet die Signalquelle einen internen Signalgenerator. Der interne Signalgenerator kann das Testsignal generieren, welches mehrere Frequenzkomponenten hat, welche einen vorbestimmten spektralen Abstand aufweisen. In einem anderen Ausführungsbeispiel beinhaltet die drahtlose Kommunikationseinrichtung einen HF Sender und der Schaltkreis kann ferner eine Sendersteuerung aufweisen, um ein Eingangssignal für den Sender zu steuern und selektiv während des Autokalibrierprozesses aktiviert werden, um das Testsignal zu generieren. In einem Ausführungsbeispiel kann der Schaltkreis ferner einen Abschwächer beinhalten, welcher mit einem Senderausgangsterminal gekoppelt ist, um ein Abschwächerausgangssignal als das Testsignal zu generieren.

KURZE BESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

[0023] Fig. 1 ist ein funktionales Blockdiagramm eines konventionellen drahtlosen Kommunikationsempfängers.

[0024] Fig. 2 ist ein funktionales Blockdiagramm einer allgemeinen Implementierung der vorliegenden Erfindung.

[0025] Fig. 3 ist ein Blockdiagramm eines Empfängermischers, welches eine Implementierung der vorliegenden Erfindung zeigt.

[0026] Fig. 4 ist ein schematisches Diagramm, welches eine mögliche Implementierung der vorliegenden Erfindung zeigt.

[0027] Fig. 5 ist ein funktionales Blockdiagramm einer alternativen Implementierung der vorliegenden Erfindung.

[0028] Fig. 6 ist ein funktionales Blockdiagramm einer anderen alternativen Implementierung der vorliegenden Erfindung.

DETAILLIERTE BESCHREIBUNG

[0029] Die vorliegende Erfindung ist auf einen Kalibrierschaltkreis und ein Verfahren gerichtet, welches den Kalibrierprozess für individuelle drahtlose Kommunikationseinrichtungen vereinfacht. Der Ausdruck „drahtlose Kommunikationseinrichtung" beinhaltet, aber ist nicht eingeschränkt auf, zellulare Telefone, persönliche Kommunikationssystem (PCS = personal communication system) Einrichtungen, Funktelefone, mobile Einheiten, Basisstationen, Satellitenempfänger und Ähnliches. In einem Ausführungsbeispiel ist der Kalibrierschaltkreis verwendet beim Zusammenbau zum Kompensieren von Variationen in Komponenten. In einem alternativen Ausführungsbeispiel wie hierin beschrieben, kann der On-Board-Kalibrierschaltkreis verwendet werden, um Komponentenfehlanpassung aufgrund von Schaltkreisalterung oder anderen Veränderungen in den Schaltkreisbetriebsparametern zu kompensieren.

[0030] IIP2 Performance stellt eine wesentliche Herausforderung in Direktkonvertier-Herunterkonvertierern dar. Die benötigten Werte von IIP sind normalerweise sehr hoch und die tatsächliche Performance tendiert dazu, schwierig vorhersehbar zu sein, weil er fast ausschließlich durch statistische Phänomene bestimmt wird. Das bedeutet, dass Komponentenfehlanpassung dazu tendiert, ein statistisches Phänomen zu sein. Auch so genannte „angepasste" Komponenten auf einem integrierten Schaltkreis sind Variationen in Betriebscharakteristika aufgrund von Verarbeitungsvariationen eines integrierten Schaltkreises ausgesetzt. Ähnlich sind auch externe Komponenten Variationen ausgesetzt, welche nicht vorhersehbar sind, und nicht einfach im Designen eines Funkfrequenz (HF) Schaltkreises berücksichtigt werden können.

[0031] Es gibt einige bekannte Techniken zum Unterdrücken von IIP2 Verzerrung, aber diese Prozesse tendieren dazu, kompliziert zu sein oder führen neue Störungen ein (das heißt unerwünschte Frequenzkomponenten) und erfordern eine Veränderung im Frequenzplan (d.h. erneute Zuweisung des Frequenzspektrums). Zusätzlich interferieren diese bekannten Techniken mit dem HF Pfad und werden andere HF Parameter wie Rauschzahl und IIP3 verschlechtern. Als ein Ergebnis führen diese bekannten Schaltkreise zu einem komplizierteren Schaltkreis, erhöhten Kosten, und verschlechterter Performance.

[0032] Im Gegensatz dazu verwendet die vorliegende Erfindung eine Vorwärtsschubtechnik, welche auf einer einmaligen Kalibrierung bei dem Telefonpegel basiert. Der Schaltkreis der vorliegenden Erfindung ist derart ausgebildet, dass er nicht mit dem HF Pfad interferiert, und der HF Pfad kann deshalb für andere HF Performanceparameter (zum Beispiel Rauschzahl und IIP3) optimiert werden, unabhängig von IIP2. Die gesamte Kalibrierung arbeitet bei Basisbandfrequenzen, was das Design und das Layout erleichtert und niedrigeren Leistungsverbrauch ermöglicht.

[0033] Wie vorhergehend diskutiert ist die nicht lineare Verzerrung zweiter Ordnung ein signifikantes Problem in Direktkonvertierungsempfängerarchitekturen (das heißt null ZF oder niedrige ZF Architektur). Während Heterodyn-Empfängerarchitekturen auch Verzerrung zweiter Ordnung generieren, können andere konventionelle Techniken verwendet werden, um die unerwünschte nicht lineare Verzerrung zu verringern. Zum Beispiel kann sorgfältige Auswahl der ZF Frequenz, gefolgt von ZF Filterung, typischerweise die nicht lineare Verzerrung zweiter Ordnung auf einem akzeptablen Pegel in Heterodyn-Empfängern verringern. Während die Diskussion hierin Niedrig ZF und Null ZF Beispiele verwendet, können die Prinzipien der vorliegenden Erfindung auf andere Empfängerarchitekturen, einschließlich Heterodyn-Empfänger, angewandt werden.

[0034] Ferner kann sich die hierin gegebene Beschreibung auf ein Basisbandsignal, resultierend von Niedrig ZF oder Null ZF Mischung, beziehen. Jedoch können die Prinzipien der vorliegenden Erfindung im Allgemeinen auf ein herunterkonvertiertes Signal angewandt werden, welches durch einen Mischer generiert wird. Deshalb ist die vorliegende Erfindung nicht durch die Empfängerarchitektur eingeschränkt, sondern kann im Allgemeinen auf jedes herunterkonvertierte Signal angewandt werden, welches eine nicht lineare Verzerrung zweiter Ordnung hat.

[0035] Die vorliegende Erfindung ist in einem System **100** ausgeführt, welches in einer exemplarischen Form in dem funktionalen Blockdiagramm von **Fig. 2** gezeigt ist. Das System **100** verarbeitet ein RF_{in} Signal, welches in **Fig. 2** in der Form einer Spannung (V_{RF}) illustriert ist. Das RF_{in} Signal wird durch einen konventionellen HF Block **102** verarbeitet. Der HF Block kann ferner Verstärker, Filter, und Ähnliches beinhalten. Zusätzlich beinhaltet der HF Block typischerweise einen Mischer, wie den Mischer **20**, welcher in **Fig. 1** gezeigt ist, um das HF Signal auf ein Basisbandsignal zu konvertieren. Wie in **Fig. 2** gezeigt ist, beinhaltet das Basisbandsignal Komponenten, welche als $i_{BBdesired} + i_{IM2}$ identifiziert sind. Dies ist beabsichtigt, um das gewünschte Basisbandsignal kombiniert mit dem unerwünschten Signal, welches von der Verzerrung zweiter Ordnung innerhalb des HF Blocks **102** resultiert, zu repräsentieren.

[0036] Das System **200** beinhaltet auch einen Kompensationszweig **104**, welcher einen Quadrierschaltkreis **106**, Tiefpassfilter **108** und Verstärker mit variabler Verstärkung (VGA = variabel gain amplifier) **110** beinhaltet. Der Quadrierschaltkreis **106** liefert eine quadrierte Version der Spannung V_{RF}. Wie der Fachmann erkennen wird, erzeugt der Quadrierschaltkreis eine Anzahl von unerwünschten Harmonischen bei mehreren Frequenzen. Der Tiefpassfilter **108** ist ausgebildet, um die unerwünschten Frequenzen derart zu eliminieren, dass der Kompensationszweig **104** keine unerwünschte Interferenz erzeugt. Der VGA **110** wird verwendet, um ein Kompensationssignal, welches in **Fig. 2** als i_{IM2cal} identifiziert ist, abzuschwächen oder zu verstärken. Das Kompensationssignal i_{IM2cal} wird mit dem Ausgang des HF Blocks durch einen Addierer **114** kombiniert. Der Ausgang des Addierers **114** ist das gewünschte Signal i_{outBB}. Wenn der Kompensationsschaltkreis i_{IM2cal} gleich ist zu der unerwünschten Signalkomponente i_{IM2}, ist das Ausgangssignal i_{outBB} gleich dem gewünschten Signal $i_{BBdesired}$.

[0037] Wie in **Fig. 2** gezeigt ist, basiert das IM2 Kalibrierschema auf der Löschung des IM2 Ausgangstroms, welcher durch den HF Block **102** generiert wird, und zwar mit einem programmierbaren IM2 Strom, welcher von einer anderen Quelle abgeleitet wird. In der vorliegenden Erfindung ist der programmierbare Kompensationsstrom direkt von dem HF Signal abgeleitet, aber interagiert nicht mit dem HF Pfadweg in dem HF Block **102**. Somit ist es der Vorteil dieser Technik, dass sie nicht mit dem HF Pfad interferiert. Deshalb wird die Einführung von IM2 Kalibrierung nicht andere HF Parameter wie Gewinn bzw. Verstärkung, Rauschzahl und IIP3 verschlechtern.

[0038] Zur korrekten Löschung des unerwünschten Signals durch den Addierer **114** müssen die zwei IM2 Ströme (das heißt i_{IM2} und i_{IM2cal}) entweder in Phase oder 180 Grad außer Phase sein. Aufgrund des Mechanismuses, welcher IM2 generiert, wird es erwartet, dass dies der Fall ist, und wird untenstehend abgeleitet. Wie oben erwähnt beinhaltet der HF Block **102** konventionelle Komponenten, wie den Mischer **20** (siehe **Fig. 1**). Der IM2 Strom, welcher durch den Mischer **20** generiert wird, kann in der folgenden Form ausgedrückt werden:

$$i_{IM2mix}(t) = a_{2mix} \cdot V_{RF}(t)^2 \quad (1)$$

[0039] Das Ausdrücken von V_{RF} in Polarform und Beachten, dass es durch einen Faktor α_{mix} abgeschwächt und um eine Phase ϕ_{mix} durch den Mischerschaltkreis phasenversetzt werden kann, erhalten wir:

$$i_{IM2mix}(t) = a_{2mix}\cdot(\alpha_{mix}\cdot A(t)\cos(\omega_{RF}\cdot t + \varphi(t) + \varphi_{mix}))^2 \quad (2)$$

und das Entwickeln ergibt

$$i_{IM2mix}(t) = \tfrac{1}{2}a_{2mix}\cdot\alpha_{mix}^{\ 2}\cdot A(t)^2(1 + \cos(2\omega_{RF}\cdot t + 2\phi(t) + 2\phi_{mix})) \quad (3)$$

[0040] Ein Teil des Signals, welches durch Gleichung (3) repräsentiert wird, ist abhängig von einem Wert $2\omega_{RF}$. Dieser Teil und Gleichung (3) ist von untergeordneter Bedeutung in der Analyse, weil es eine sehr hohe Frequenz ist und unter Verwendung von konventionellen Techniken weggefiltert werden wird. Jedoch kann der Niederfrequenzteil innerhalb des gewünschten Basisbandkanals landen. Somit ist das interessierende IM2 Produkt von Gleichung (3)

$$i_{IM2mixLF}(t) = \tfrac{1}{2}\cdot a_{2mix}\cdot\alpha_{mix}^{\ 2}\cdot A(t)^2 \quad (4)$$

[0041] Ähnlich ist der IM2 Kompensationsstrom, welcher an dem Ausgang des VGA **110** in Fig. 2 generiert wird, gegeben durch

$$i_{IM2cal}(t) = \tfrac{1}{2}\cdot a_{cal}\cdot A(t)^2 \quad (5)$$

[0042] Wobei a_{cal} ein programmierbarer Skalierungsfaktor ist. Das Löschen von IM2 durch den Addierer **114** ist erreicht, wenn

$$a_{cal} = -a_{2mix}\cdot\alpha_{mix}^{\ 2} \quad (6)$$

[0043] Somit sollte IM2 Löschung möglich sein, und zwar unabhängig von dem HF Phasenversatz ϕ_{mix} durch den Mischer.

[0044] In einer typischen Implementierung des HF Blocks **102** sind die Mischerkerne die hauptsächlichen IM2 Beitragenden. Deshalb wäre es zum Verbessern des Verfolgens zwischen der IM2 Quelle (das heißt der Mischerkern) und dem IM2 Kalibriersignal wünschenswert, das IM2 Kalibriersignal von den Mischerkernen selbst abzuleiten. Dies ist glücklicherweise unkompliziert, weil die Emitterknoten des Mischerkerns eine starke Nichtlinearität zweiter Ordnung zeigen. Konzeptionell kann der IM2 Kalibrierschaltkreis wie in dem funktionalen Blockdiagramm von Fig. 3 gezeigt implementiert sein. Zum Zweck der Klarheit zeigt Fig. 3 nur einen einzigen Mischerkern (das heißt entweder den I Mischer oder den Q Mischerkern). Der Fachmann wird erkennen, dass ein zusätzlicher Mischerkern und Kalibrierschaltkreis gemäß der hierin gegebenen Beschreibung implementiert sind. Es soll auch erwähnt werden, dass das vereinfachte funktionale Blockdiagramm von Fig. 2 ein einfach beendetes System repräsentiert, während das funktionale Blockdiagramm von Fig. 3 eine differenzielle Implementierung mit differenziellen Eingängen und differenziellen Ausgängen ist. Der Fachmann wird erkennen, dass die Prinzipien der vorliegenden Erfindung auf einfach beendete oder differenzielle Systeme angewandt werden können.

[0045] Der HF Block **102** beinhaltet einen Transkonduktor **120**, welcher das Eingangssignal RF_{in} in der Form einer differenziellen Spannung empfängt und differenzielle Ausgangssignale generiert, welche mit den Eingängen eines Mischerkerns **122** durch eine Serienkombination eines Widerstands R und eines Kondensators C gekoppelt sind. Der Ausgang des Transkonduktors **120**, welcher in gestrichelten Linien gezeigt ist, sind Eingänge für den anderen Mischerkern (nicht gezeigt). Der Widerstand R und der Kondensator C dienen als Stromteiler zum Liefern von Strom zu dem Mischerkern **122** und dem anderen Mischer (nicht gezeigt). Die Eingangsströme zu dem Mischerkern **122** sind in Fig. 3 als I_{RF1} und I_{RF2} jeweils identifiziert. Es sei erwähnt, dass ein Serien-RC Schaltkreis nicht wesentlich ist für den erfolgreichen Betrieb der vorliegenden Erfindung. Stattdessen ist der RC Schaltkreis hauptsächlich eine Implementierung des Splitters **18** (siehe Fig. 1). Die vorliegende Erfindung ist nicht auf die spezifische Implementierung des Splitters **18** eingeschränkt. Der Mischerkern **122** empfängt auch einen differenziellen lokalen Oszillator (LO) als einen Eingang und generiert ein differenzielles Basisbandausgangssignal (BB OUT).

[0046] Der Mischerkern **122** ist in Fig. 2 gezeigt unter Verwendung von konventionellen Symbolen für ein schematisches Diagramm. Der Mischerkern kann durch einen Transistorschaltkreis implementiert sein, welcher unten in der Fig. 3 gezeigt ist, und zwar unter Verwendung von kreuzweise gekoppelten Transistoren in

einer bekannten Konfiguration für einen differenziellen Mischer. Die Emitter der verschiedenen Transistoren in Fig. 3 sind zusammen gekoppelt, um die ersten und zweiten Eingangsknoten zu bilden, welche das HF Signal empfangen. Die Eingangsknoten sind durch Vorspannstromquellen I_B vorgespannt, und zwar auf eine bekannte Art und Weise. In einem alternativen Ausführungsbeispiel kann der Transkonduktor **120** ausreichenden Vorspannstrom liefern, wodurch die Eliminierung der Vorspannstromquellen I_B ermöglicht wird.

[0047] Die Transistoranordung des Mischerkerns **122**, welcher in Fig. 3 gezeigt ist, beinhaltet erste und zweite Paare von Transistoren, deren Emitter zusammen gekoppelt sind, um die Eingangsknoten der Mischerkerne **122** zu bilden. Diese Eingangsknoten des Mischerkerns **122** sind durch die Ströme I_{RF1} und I_{RF2} jeweils angetrieben. Auch sind an den Eingangsknoten des Mischerkerns **122** in Fig. 3 Spannungen V_{E1} und V_{E2} jeweils gezeigt. Wie der Fachmann erkennen kann, führt der nicht lineare Betrieb des Transistors zu einer Nichtlinearität zweiter Ordnung des Eingangsignals, welche an den Eingangsknoten des Mischerkerns **122** vorhanden ist. Die nichtlineare Komponente wird durch die Spannungen V_{E1} und V_{E2} an den Eingangsknoten des Mischerkerns **122** repräsentiert. In dem in Fig. 3 gezeigten Ausführungsbeispiel gibt es keinen Bedarf für einen externen Quadrierschaltkreis, wie den Quadrierschaltkreis **106**, welcher in Fig. 2 gezeigt ist. Stattdessen basiert das System **100** auf dem nichtlinearen Signal zweiter Ordnung, welches inhärent innerhalb des Mischerkerns **122** generiert wird. Der Strom I_{RF1} und I_{RF2} kann als Eingangsgrößen eines Quadrierschaltkreises (zum Beispiel der Quadrierschaltkreis **106** von Fig. 2) gedacht werden, während die Spannung V_{E1} und V_{E2} als Ausgangsgrößen des Quadrierschaltkreises betrachtet werden können. Der Vorteil der Implementierung in Fig. 3 ist es, dass die Quadrierfunktion ein inhärentes Nebenprodukt des Mischerkerns **122** ist, und keinen zusätzlichen Schaltkreis (zum Beispiel den Quadrierschaltkreis **106**) benötigt, um den quadratischen Term zu generieren, welcher durch den Kompensationszweig **104** verwendet wird. Ein weiterer Vorteil der in Fig. 3 gezeigten Implementierung ist es, dass das quadrierte Signal durch den Mischerkern **122** selbst generiert wird, welcher auch die Quelle der Nichtliniarität ist innerhalb des Mischerkerns, welche zu dem unerwünschten IM2 Signal führt (in Fig. 2 als i_{IM2} gezeigt). Somit verfolgt der Kompensationsstrom, welcher durch den Kompensationszweig **104** in Fig. 3 generiert wird, vorteilhafterweise das nicht lineare Signal, welches innerhalb des Mischerkerns **122** generiert wird. Andere Komponenten innerhalb des HF Blocks **102** können auch als die Quelle des nicht linearen Signals zweiter Ordnung dienen. Zum Beispiel kann der Transkonduktor **120** das nichtlineare Signal zweiter Ordnung generieren.

[0048] Fig. 3 zeigt auch eine Implementierung des Kompensationszweigs **104**. Kopplungswiderstände koppeln die HF Ströme I_{RF1} und I_{RF2} mit einer Verstärkungsstufe **126**. Der Ausgang der Verstärkungsstufe **126** ist mit einem variablen Abschwächer **128** gekoppelt, welcher Kalibrierströme $I_{IM2cal1}$ und $I_{IM2cal2}$ generiert.

[0049] Der Kalibrierstrom kann folgendermaßen geschrieben werden:

$$i_{IM2cal} = I_{IM2cal1} - I_{IM2cal2} = \alpha \cdot g_{mcal} \cdot v_E = \alpha \cdot g_{mcal} \cdot a_{2core} \cdot I_{RF}^2 \quad (7)$$

was in der gewünschten Form ist.

[0050] Die Verwendung des Emitterknotens des Mischerkerns **122** als die IM2 Quelle für die Kalibrierung ist wünschenswert, weil von einem vereinfachten Standpunkt aus der IM2, welcher durch die Mischerkerne generiert wird, als das starke IM2 Signal erklärt werden kann, welches an dem Emitterknoten vorhanden ist, welches ungleich zu den zwei Ausgängen aufgrund von Fehlanpassungen in den Transistoren leckt, welche verwendet werden, um den Mischerkern zu implementieren. Wenn keine Fehlanpassung vorhanden sein würde, würde der Mischerkern kein Differenzial IM2 generieren, weil der Emitter IM2 gleichmäßig nach beiden Seiten lecken würde. Somit würde es erwartet werden, dass der Ausgang IM2 den Emitter IM2 verfolgt (das heißt der Ausgang IM2 würde gegeben sein als ein Fehlanpassungsfaktor mal dem Emitter IM2).

[0051] In der Abwesenheit von Temperaturabhängigkeiten würde der Kalibrierstrom, welcher in Gleichung (7) oben charakterisiert ist, einen geeigneten Korrigierstrom liefern, um IM2 zu eliminieren, welcher durch die Mischerkerne generiert wird. Leider zeigen Simulationen, dass der Fehlanpassungsfaktor temperaturabhängig ist, und die Abhängigkeit hängt von dem Typ von Fehlanpassung ab (zum Beispiel Emitterwiderstandsfehlanpassung gibt ein unterschiedliches Temperaturprofil als Basis-Emitter-Kapazitätsfehlanpassung, etc.). In der Praxis wird typischerweise ein Typ von Fehlanpassung dominieren, so dass die Temperaturabhängigkeit wiederholbar ist. Deshalb ist es wünschenswert, den α Faktor eine programmierbare Temperaturabhängigkeit haben zu lassen. Somit kann der Ausdruck α in Gleichung (7) verändert werden, um die folgende Charakteristik zu beinhalten:

$$\alpha = \alpha_{cal} \cdot \left(1 + \beta_{cal} \cdot \frac{T - T_0}{T_0} \right) \qquad (8)$$

wobei α_{cal} und β_{cal} programmierbare Konstanten sind, T ist die Temperatur und T_0 ist die Temperatur bei welcher die Kalibrierung durchgeführt wird.

[0052] Die abgekürzte Schematik von Fig. 4 zeigt einen Schaltkreis, welcher die gewünschte Kalibrierfunktion implementiert. Er verwendet ein Stromsteuerungs DAC zum Einstellen des Kalibrierfaktors und der Ströme I_A und I_B zum Einstellen der Temperaturabhängigkeit. Der Schaltkreis arbeitet wie folgt:
Zunächst schreiben wir die verschiedenen Ströme in Ausdrücken von I_A, I_B, I_{ref} und I_{LF}, um.

$I_{DAC1} = \frac{1}{2}\cdot(1 + \alpha_{DAC})\cdot I_{ref}$ $I_{DAC2} = \frac{1}{2}\cdot(1 - \alpha_{DAC})\cdot I_{ref}$
$I_{o1A} = \frac{1}{2}\cdot(1 + \alpha_o)\cdot I_{LF1}$ $I_{o2A} = \frac{1}{2}\cdot(1 - \alpha_o)\cdot I_{LF1}$
$I_{o1B} = \frac{1}{2}\cdot(1 + \alpha_o)\cdot I_{LF2}$ $I_{o2B} = \frac{1}{2}\cdot(1 - \alpha_o)\cdot I_{LF2}$
$I_{2a} = \frac{1}{2}\cdot(1 + \alpha_2)\cdot I_B$ $I_{2b} = \frac{1}{2}\cdot(1 - \alpha_2)\cdot I_B$ (9)

unter Beachtung, dass $I_4 = 0{,}5\cdot(I_B - I_A)$ ist, haben wird zusätzlich:

$$I_{3a} = I_{2a} - I_4 = \frac{1}{2}\cdot(1+\alpha_2)\cdot I_B - \frac{1}{2}\cdot(I_B - I_A) = \frac{1}{2}\cdot\left(1 + \frac{I_B}{I_A}\cdot\alpha_2\right)\cdot I_A \qquad (10)$$

und ähnlich

$$I_{3b} = \frac{1}{2}\cdot\left(1 - \frac{I_B}{I_A}\cdot\alpha_2\right)\cdot I_A \qquad (11)$$

[0053] Unter Verwendung des translinearen Prinzips, in welchem bestimmte Produkte von Strömen zu anderen Produkten von Strömen gleichgesetzt werden kann, finden wir folgendes heraus:

$I_{o1A}\cdot I_{2b} = I_{o2A}\cdot I_{2a}$ $I_{o1B}\cdot I_{2b} = I_{o2B}\cdot I_{2a}$ $I_{DAC1}\cdot I_{3b} = I_{DAC2}\cdot I_{3a}$ (12)

[0054] Und mit den Definitionen, welche durch Gleichung (9) geliefert werden verringern sich die translinearen Gleichungen (12) auf:

$(I + \alpha_o)\cdot(I - \alpha_2) = (I - \alpha_o)\cdot(I + \alpha_2)$

und die Gleichungen (10) und (11) verringern sich zu:

$$(1+\alpha_{DAC})\cdot\left(1 - \frac{I_B}{I_A}\cdot\alpha_2\right) = (1-\alpha_{DAC})\cdot\left(1 + \frac{I_B}{I_A}\cdot\alpha_2\right) \qquad (13)$$

von welcher wir folgendes sehen

$$\alpha_o = \alpha_2$$
$$\frac{I_B}{I_A}\cdot\alpha_2 = \alpha_{DAC} \qquad (14)$$

und somit gilt

$$\alpha_o = \frac{I_A}{I_B}\alpha_{DAC}$$

[0055] Somit ist der IM2 Kompensationsstrom folgendermaßen gegeben

$$I_{01} - I_{02} = (I_{01A} + I_{02B}) - (I_{02A} + I_{01B}) = (I_{02B} - I_{01B}) - (I_{02A} - I_{01A}) = \alpha_0 \cdot (I_{LF1} - I_{LF2})$$
$$I_{o1} - I_{o2} = g_m \cdot v_E \cdot \alpha_{DAC} \cdot \frac{I_A}{I_B} \quad (15)$$

[0056] Die gewünschte Temperaturvariation kann implementiert werden, indem man den Strom I_B einen bandlücken-referenzierten Strom sein lässt, und der Strom I_A sei eine Kombination von Bandlücke und proportional zur absoluten Temperatur (PTAT):

$$I_A = I_{BG} \cdot (I - \beta_{cal}) + I_{PTAT} \cdot \beta_{cal}$$
$$I_B = \alpha_B \cdot I_{BG}$$
$$I_{PTAT}(T_0) = I_{BG} \quad (16)$$

[0057] Dies kann sehr leicht unter Verwendung von programmierbaren Stromspiegeln durchgeführt werden, und wir erhalten dann die gewünschte Funktion,

$$I_{o1} - I_{o2} = g_m \cdot \frac{\alpha_{DAC}}{\alpha_B} \cdot \left(1 + \beta_{cal} \cdot \frac{T - T_0}{T_0}\right) \cdot v_E \quad (17)$$

[0058] Es sei erwähnt, dass die Form von Gleichung (17) ähnlich ist zu derjenigen von Gleichung (8) oben. Somit liefert Fig. 4 eine Schaltkreisimplementierung des Kompensationszweigs **104**. Es sei erwähnt, dass die Verstärkungsstufe **126** differenzielle Eingänge hat. Ein Eingang ist über 2 Widerstände zu den HF Eingängen des Mischerkerns **122** gekoppelt (siehe Fig. 3). Aufgrund der Schaltströme der Transistoren in dem Mischerkern **122** beinhaltet das Signal, welches zu dem Eingang der Verstärkungsstufe über die Widerstände geliefert wird, sowohl AC wie auch DC bzw. Wechsel- und Gleichstrom-Komponenten. Das Signal V_{ref} wird zu einem zweiten Eingang der Verstärkungsstufe **126** geliefert. Die Spannung V_{ref} hat einen Wert, welcher äquivalent ist zu der DC Komponente des Signals, welches von dem Mischerkern **122** geliefert wird. Dies löscht effektiv die DC Komponente und erlaubt der Verstärkungsstufe **126**, nur das AC Signal zu verstärken. Die Spannung V_{ref} kann unter Verwendung von einem anderen Mischer ohne HF Eingang und unter Verwendung des gleichen lokaler Oszillator (LO) Eingangs generiert werden. Die Transistoren des Mischers (nicht gezeigt) sind zu den Transistoren des Mischerkerns **122** derart angepasst, dass das DC Signal, welches durch den Mischerkern (nicht gezeigt) erzeugt wird, zu der DC Komponente passt, welche durch den Mischerkern **122** generiert wird.

[0059] Aufgrund der Schaltkreistopologie müssen wir sicherstellen, dass $I_B > I_A$ ist. Der Strom I_B muß groß genug eingestellt sein, um dies sicher zustellen. Dies wird durch das α_B Stromspiegelverhältnis wie oben beschrieben durchgeführt.

[0060] Wie vorher diskutiert ist Komponentenfehlanpassung in dem Mischerkern **122** (siehe Fig. 3) eine signifikante Ursache von IM2 Verzerrung. Eine andere Ursache von IM2 Verzerrung, welche betrachtet werden sollte, ist HF-zu-LO Kopplung innerhalb des Mischerkerns **122**. Aufgrund von Fehlanpassung in den Einrichtungskapazitäten etc. kann eine abgeschwächte Version des HF Signals zu dem LO Anschluss gekoppelt werden. Das Signal wird proportional zu dem hereinkommenden HF Strom i_{RF} (t) werden und kann um eine Menge ϕ_{leak} Phasen verschoben sein.

[0061] Auf dem LO Anschluss können wir dann eine Signalkomponente der Form

$$v_{RFleakLO}(t) = \gamma_{leak} I(t) \cos(\omega_{RF} t + \phi(t) + \phi_{leak}) \quad (18)$$

haben, wobei I(t) und ϕ(t) und die Polardarstellungen von i_{RF}(t) sind (das heißt $i_{RF}(t) = I(t)\cos(\omega_{RF} t + \phi(t))$).

[0062] Der Mischerkern **122** wird ein Mischungsprodukt zwischen dem HF Signal an dem LO Anschluss und dem hereinkommenden HF Strom generieren. Somit erhalten wir eine Signalkomponente an dem Mischerausgang wie folgt:

$$i_{out_leak} = k_{mix} v_{RFleakLO}(t) i_{RF}(t) \quad (19)$$

[0063] Wobei k_{mix} die Konversionsverstärkung des Mischerkerns ist. Das Entwickeln des obigen Ausdrucks liefert:

$$i_{out_leak}(t) = k_{mix}\gamma_{leak}I(t)\cos(\omega_{RF}t + \phi(t) + \phi_{leak})I(t)\cos(\omega_{RF}t + \phi(t)) = \frac{1}{2}k_{mix}\gamma_{leak}I(t)^2(\cos(\phi_{leak}) + \cos(2\omega_{RF}t + 2\phi(t) + \phi_{leak})) \quad (20)$$

[0064] Wie mit der vorhergehenden Analyse wird die Hochfrequenzkomponente von Gleichung (20) einfach mit konventionellen Filtertechniken entfernt und muß nicht weiter betrachtet werden. Jedoch ist es nötig, den Niederfrequenzteil von Gleichung (20) zu betrachten, welcher wie folgt dargestellt werden kann:

$$i_{out_leakLF}(t) = a_{leak}I(t)^2 \quad (21)$$

wobei

$$a_{leak} = \frac{1}{2}k_{mix}\gamma_{leak}\cos(\phi_{leak})$$

[0065] Wie offensichtlich ist, ist a_{leak} eine Konstante. Somit kann der IM2, welcher durch HF-zu-LO Leck verursacht wird, durch das beschriebene Kalibrierverfahren korrigiert werden. Es ist jedoch noch ratsam, HF-zu-LO Leck zu vermeiden. Dies kann am einfachsten durchgeführt werden, indem eine niedrige Quellenimpendanz des LO Anschlusses bei HF Frequenzen sichergestellt wird (zum Beispiel durch Verwendung von Emitterfolgern, um den Mischer LO Anschluss anzutreiben).

[0066] Weil das IM2 von Natur aus statistisch ist aufgrund der Variation in den Komponenten und der Herstellungsprozesse, wird jede drahtlose Kommunikationseinrichtung einzigartige Kalibrierstromwerte benötigen. In einer Implementierung ist der Kompensationszweig **104** als Teil eines letzten Zusammenbauprozesses in einem Fabriktest eingestellt. Der Prozess, welcher oben beschrieben wurde, liefert ausreichende Korrektur für den IM2 Strom und die drahtlose Kommunikationseinrichtung.

[0067] In einem alternativen Ausführungsbeispiel kann die drahtlose Kommunikationseinrichtung zusätzlichen Schaltkreis beinhalten, um selbst beinhaltete Autokalibrierung zu liefern. Der Autokalibrierprozess kann automatisch durchgeführt werden durch die drahtlose Einrichtung in regelmäßigen Intervallen. Ein Autokalibrierschaltkreis ist in dem funktionalen Blockdiagramm von Fig. 5 gezeigt. Das funktionale Blockdiagramm von Fig. 5 beinhaltet eine Antenne **140** und einen Duplexer **142**. Der Fachmann wird erkennen, dass der Duplexer **142** es erlaubt, dass eine gemeinsame Antenne für sowohl die Sendung wie auch den Empfang von HF Signalen verwendet wird. Der Ausgang des Duplexers **142** wird zu einem Verstärker mit niedrigem Rauschen (LNA = low-noise-amplifier) **144** gekoppelt. Der Ausgang des LNA **144** ist mit einem Empfänger **146** gekoppelt. Der Fachmann wird erkennen, dass der Empfänger **146** im Allgemeinen einen Schaltkreis beschreibt, welcher mit in der Verarbeitung von empfangenen Signalen involviert ist. Dies beinhaltet den HF Block **102** und seine zugeordneten Komponenten.

[0068] Der Ausgang des Empfängers **146** ist mit einem Mobilstationsmodem (MSM = mobile station modem) **148** gekoppelt. Das MSM **148** repräsentiert im Allgemeinen einen Schaltkreis, welcher zur Signalverarbeitung des Basisbandsignals verwendet wird. Das MSM verarbeitet auch Basisbanddaten zur Sendung. Dementsprechend ist das MSM **148** auch mit einem Sender **150** gekoppelt. Der Sender **150** beabsichtigt, alle Schaltkreise, welche in der Modulation von Basisbandsignalen zu den geeigneten HF Signalen involviert sind, zu umfassen. Der Ausgang des Senders **150** ist mit einem Leistungsverstärker (PA = power amplifier) **152** gekoppelt. Der PA **152** treibt die Antenne **140** über den Duplexer **142** an, um die HF Signale zu senden. Der Betrieb der Schaltkreiskomponenten, wie das MSM **148** und der Sender **150** sind im Stand der Technik bekannt und müssen hierin nicht in größerer Detailliertheit beschrieben werden. Der Empfänger **146** ist auch eine konventionelle Komponente, mit der Ausnahme von einem hinzugefügten Schaltkreis des Kompensationszweigs **104** (siehe Fig. 2).

[0069] Weil CDMA ein Voll-Duplex-System ist, kann der Sender **150** zur gleichen Zeit wie der Empfänger **146** angeschaltet sein. Die vorliegende Erfindung zieht einen Vorteil aus dieser Fähigkeit durch Verwendung des Senders **150** zum Generieren eines Testsignals, auf welchem IM2 Kalibrierung durchgeführt wird. Die vereinfachte Architektur, welche in Fig. 5 gezeigt ist, zieht einen Vorteil aus der Tatsache, dass IM2 Verzerrung nicht von den absoluten Frequenzen des Signals abhängt, sondern nur von deren Frequenzseparation. Mit dem PA **152** und LNA **144** ausgeschaltet, kann der Sender **150** ein Signal generieren, welches direkt zu dem Empfänger **146** über Halbleiterschalter **156** und **158** weitergeleitet wird. Das Ausgangssignal von dem Sender **150** wird durch einen resistiven Dämpfungsglied bzw. Ohmschen Widerstand **160** abgeschwächt.

[0070] Der Empfänger **146** verarbeitet das empfangene Signal und die IM2 Verzerrung, welche durch den Empfänger verursacht wird, führt zu einem Basisbandverzerrungsprodukt. Das MSM **148** kann das Verzer-

rungsprodukt durch Einstellen der IM2 Kalibrierung detektieren und minimieren. Der Fachmann wird erkennen, dass der Kalibrierschaltkreis von Fig. 5 ohne irgendeine Form von Kompensationsschaltkreis verwendet werden kann. Somit ist der Autokalibrierschaltkreis nicht auf die oben beschriebene Kompensationstechnik eingeschränkt. Zum Beispiel kann der Autokalibrierschaltkreis von Fig. 5 verwendet werden, um die Rauschzahlen, Schaltkreisverstärkung, Liniarität, IM3 Signale wie auch IM2 Signale zu kompensieren. Zusätzlich kann der Autokalibrierschaltkreis von Fig. 5 verwendet werden für unterschiedliche Formen von IM2 Kompensation unterschiedlich zu dem Schaltkreis, welcher oben mit Bezeug auf die Fig. 2–Fig. 4 beschrieben wurde. Somit ist die vorliegende Erfindung nicht auf die spezifische Form von Kompensationsschaltkreis eingeschränkt.

[0071] Das Hauptsignal, welches durch den Sender **150** generiert wird, fällt weit in die Bandsperre des Basisbandfilters (nicht gezeigt) und trägt deshalb keine Leistung beim Basisband bei. Konsequenterweise ist die einzige Leistung, welche bei dem MSM **148** detektiert wird, das IM2 Verzerrungsprodukt und Schaltkreisrauschen. Somit kann das MSM **148** die IM2 Kalibrierung basierend auf einer einfachen Leistungsmessung durchführen.

[0072] In einem alternativen Ausführungsbeispiel, welches in Fig. 6 gezeigt ist, generiert eine interne Signalquelle **162** innerhalb des Empfängers das gewünschte Testsignal. In einem exemplarischen Ausführungsbeispiel generiert die Signalquelle **162** ein Signal, welches mindestens 2 Frequenzkomponenten hat, welche durch eine vorbestimmte Frequenz beabstandet sind. Wie vorstehend diskutiert kann der drahtlose Empfänger sensitiv gegenüber Signalen sein, welche durch eine Frequenz von $\Delta\omega_J$ separiert sind.

[0073] Die Signalquelle **162** ist mit dem Eingang des Empfängers **146** durch einen Schalter **164** verbunden. Der Schalter **164** wird nur dann aktiviert, wenn das System **100** in einen Autokalibriermodus versetzt wurde. Die Autokalibrierung kann zu vorbestimmten Zeiten durchgeführt werden, wie wenn die Leistung zum ersten Mal auf die drahtlose Kommunikationseinrichtung angewandt wird. Alternativ kann die Autokalibrierung periodisch zu vorbestimmten Zeitintervallen durchgeführt werden.

[0074] Es sei verstanden, dass auch wenn verschiedene Ausführungsbeispiele und Vorteile der vorliegenden Erfindung gegeben wurden in der vorhergehenden Beschreibung, die obige Veröffentlichung nur illustrativ ist, und Veränderungen im Detail gemacht werden können, und trotzdem innerhalb der breiten Prinzipien der Erfindung bleiben. Deshalb soll die vorliegende Erfindung nur durch die angefügten Ansprüche eingeschränkt sein.

Patentansprüche

1. Eine Schaltung mit einem Empfänger (**146**) und einem Kompensierungszweig (**104**) zum Reduzieren von nicht-linearer Verzerrung zweiter Ordnung in dem Empfänger (**146**) bewirkt durch Störquellen bzw. Jammer während der Direktabwärtsumwandlung bzw. -konvertierung eines empfangenen HF-Signals durch den Empfänger (**146**), wobei der Kompensierungszweig (**104**) gekoppelt ist an den Empfänger (**104**) zum Reproduzieren der nicht-linearen Verzerrung zweiter Ordnung in dem Empfänger (**104**) und Folgendes aufweisend:
eine Quadrierungsschaltung (**106**) zum Empfangen des empfangenen HF-Signals und zum Generieren einer quadrierten Version des empfangenen HF-Signals;
eine Verstärkungsstufe (**126**) zum Empfangen der quadrierten Version des empfangenen HF-Signals und zum Generieren der reproduzierten nicht-linearen Verzerrung zweiter Ordnung; und
eine Ausgabekoppelungsschaltung zum Koppeln der nicht-linearen Verzerrung zweiter Ordnung an einer Ausgabe des Empfängers (**146**) zum Generieren eines abwärts-umgewandelten Basisbandsignals mit reduzierter nicht-linearer Verzerrung zweiter Ordnung.

2. Schaltung nach Anspruch 1, wobei der Empfänger einen Mischer aufweist, und wobei die Ausgabekoppelungsschaltung die reproduzierte nicht-lineare Verzerrung zweiter Ordnung an die Ausgabe des Mischers (**122**) koppelt.

3. Schaltung nach Anspruch 1, wobei der Empfänger (**146**) ein Null-ZF-Direktabwärtswandlungsempfänger (Zero-IF-direct down conversion receiver) (**146**) ist.

4. Schaltung nach Anspruch 1, wobei der Empfänger (**146**) ein Niedrig-ZF-Direktabwärtswandlungsempfänger (**146**) ist.

5. Schaltung nach Anspruch 1, wobei die Ausgabekoppelungsschaltung ein Addierer (**114**) ist.

6. Schaltung nach einem der Ansprüche 1, 3 bis 5, wobei der Empfänger (**146**) einen Mischer (**122**) aufweist, wobei die Quadrierungsschaltung (**106**) Teil des Mischers (**122**) ist und wobei die Verstärkungsstufe (**126**) angepasst ist zum Empfangen der quadrierten Version des empfangenen HF-Signals von dem Mischer (**122**).

7. Schaltung nach Anspruch 2, wobei die Quadrierungsschaltung (**106**) ein Teil des Mischers (**122**) ist, und wobei die Verstärkungsstufe (**126**) angepasst ist zum Empfangen der quadrierten Version des empfangenen HF-Signals von dem Mischer.

8. Schaltung nach einem der Ansprüche 1, 6 oder 7, wobei der Empfänger (**146**) einen Empfängerpfad definiert und der Kompensationszweig (**104**) operiert, um eine vorwärts gerichtete Reduzierung von nicht-linearer Verzerrung zweiter Ordnung (feed forward second-order non-linear distortion reduction) für den Empfängerpfad vorsieht.

9. Schaltung nach Anspruch 8, wobei die Eliminierung von nicht-linearer Verzerrung nicht andere nicht-lineare Verzerrung in den Empfängerpfad einfügt.

10. Schaltung nach einem der Ansprüche 1, 3 oder 4, die weiterhin Folgendes aufweist:
Mittel zum Anpassen der Verstärkerstufe (**126**), um deren Kalibrierung zu ermöglichen.

11. Schaltung nach Anspruch 10, wobei die Mittel zum Anpassen bzw. Einstellen adaptiert sind zum Ermöglichen einer Produktionskalibrierung einer Mobilvorrichtung, das die Schaltung und den Empfänger (**146**) aufweist.

12. Schaltung nach Anspruch 10, wobei die Mittel zum Anpassen eine Schaltung beinhalten zum Vorsehen einer eigenständigen Autokalibrierung.

13. Schaltung nach einem der Ansprüche 1, 3 oder 4, wobei die Schaltung und der Empfänger (**146**) sich auf einer einzelnen integrierten Schaltung befinden.

14. Schaltung nach Anspruch 13, wobei die Schaltung dafür angepasst ist an ein Mobilstationsmodem (**148**) gekoppelt zu werden, und zwar für die Signalverarbeitung des abwärtskonvertierten Basisbandsignals.

15. Schaltung nach Anspruch 14, wobei die Schaltung und das Mobilstationsmodem (**148**) weiterhin angepasst sind zur Verwendung mit einem Sender (**150**), wobei die Schaltung ansprechend ist auf ein Testsignal generiert unter der Steuerung durch das Mobilstationsmodem, um eine Kalibrierung vorzusehen.

16. Eine integrierte Schaltung mit einem Empfänger (**146**) und einer Verzerrungsreduzierungsschaltung zum Reduzieren von nicht-linearer Verzerrung zweiter Ordnung in einem Empfänger (**146**) bewirkt durch Störquellen, während der Direktabwärtsumwandlung eines empfangenen HF-Signals durch den Empfänger (**146**), wobei die Verzerrungsreduzierungsschaltung einen Kompensierungszweig (**104**) gekoppelt an dem Empfänger (**146**) beinhaltet zum Reproduzieren der nicht-linearen Verzerrung zweiter Ordnung in dem Empfänger, wobei der Kompensationszweig (**104**) Folgendes aufweist:
eine Quadrierungsschaltung zum Empfangen des empfangenen HF-Signals und zum Generieren der quadrierten Version des empfangenen HF-Signals;
eine Verstärkerstufe (**126**) zum Empfangen der quadrierten Version des empfangenen HF-Signals und zum Generieren der reproduzierten nicht-linearen Verzerrung zweiter Ordnung; und
eine Ausgabekoppelungsschaltung zum Koppeln der reproduzierten nicht-linearen Verzerrung zweiter Ordnung an eine Ausgabe des Empfängers (**146**) zum Generieren eines abwärts-konvertierten Basisbandsignals mit reduzierter nicht-linearer Verzerrung zweiter Ordnung.

17. Integrierte Schaltung nach Anspruch 16, wobei der Empfänger (**146**) ein Null-IF- bzw. -ZF- oder ein Niedrig-ZF-Direktabwärtsumwandlungsempfänger (**146**) ist.

18. Integrierte Schaltung nach Anspruch 17, die weiterhin Folgendes aufweist:
Mittel zum Einstellen bzw. Anpassen der Verstärkerstufe (**126**), um eine Kalibrierung hiervon zuzulassen.

19. Integrierte Schaltung nach Anspruch 18, wobei die Mittel zum Einstellen angepasst sind, um eine Produktionskalibrierung einer Mobilvorrichtung, die die Schaltung an den Empfänger (**146**) beinhaltet, zu ermöglichen.

20. Integrierte Schaltung nach Anspruch 18, wobei die Mittel zum Einstellen eine Schaltung beinhalten zum Vorsehen einer selbständigen Autokalibrierung.

21. Schaltung nach Anspruch 1, wobei die Ausgabekoppelungsschaltung angepasst ist zum Subtrahieren der reproduzierten nicht-linearen Verzerrung zweiter Ordnung von der Ausgabe des Empfängers (**146**) um das abwärts konvertierte Basisbandsignal charakterisiert durch reduzierte nicht-lineare Verzerrung zweiter Ordnung, zu generieren.

22. Schaltung nach Anspruch 21, wobei der Empfänger (**146**) ein Null-ZF- oder ein Niedrig-ZF-Direktabwärtskonvertierungsempfänger (**146**) ist.

23. Schaltung nach Anspruch 22, die weiterhin Folgendes aufweist:
Mittel zum Einstellen der Verstärkerstufe um eine Kalibrierung hiervon zuzulassen.

24. Schaltung nach Anspruch 23, wobei die Mittel zum Einstellen angepasst sind, um eine Produktionskalibrierung eines Mobilgeräts, das die Schaltung und den Empfänger (**146**) aufweist, zu ermöglichen.

25. Schaltung nach Anspruch 23, wobei die Mittel zum Einstellen eine Schaltung aufweisen zum Vorsehen der selbstständigen Autokalibrierung.

26. Verfahren zum Betreiben einer Schaltung angepasst zum Koppeln an einen Empfänger (**146**) auf eine nach vorne gerichtete Art und Weise, und zwar zum Entfernen ungewollter nicht-linearer Verzerrung zweiter Ordnung in einem Empfänger (**146**) bewirkt durch Störelemente, wobei das Verfahren Folgendes aufweist:
Generieren einer quadrierten Version eines empfangenen HF-Signals; Reproduzieren durch die Schaltung der ungewollten, nicht-linearen Verzerrung zweiter Ordnung basierend auf der quadrierten Version des empfangenen HF-Signals; und
Subtrahieren, unter Verwendung einer nach vorwärts gerichteten Technik, der ungewollten nicht-linearen Verzerrung zweiter Ordnung von einer Ausgabe des Empfängers (**146**), um ein abwärts konvertiertes Basisbandsignal, gekennzeichnet durch reduzierte nicht-lineare Verzerrung zweiter Ordnung, zu generieren.

27. Verfahren nach Anspruch 26, das weiterhin Folgendes aufweist: Kalibrieren einer Verstärkerstufe (**126**) verwendet zum Reproduzieren von nicht-gewollter nicht-linearer Verzerrung zweiter Ordnung.

28. Schaltung nach Anspruch 6, wobei die quadrierte Version des empfangenen HF-Signals intern generiert wird.

29. Schaltung nach Anspruch 6, wobei der Mischer (**122**) kreuzweise gekoppelte Transistoren aufweist und angepasst ist zum Generieren der quadrierten Version des empfangenen HF-Signals, und zwar intern an Emittern der Transistoren, und wobei die reproduzierte nicht-lineare Verzerrung zweiter Ordnung gekoppelt ist an die Kollektoren der Transistoren.

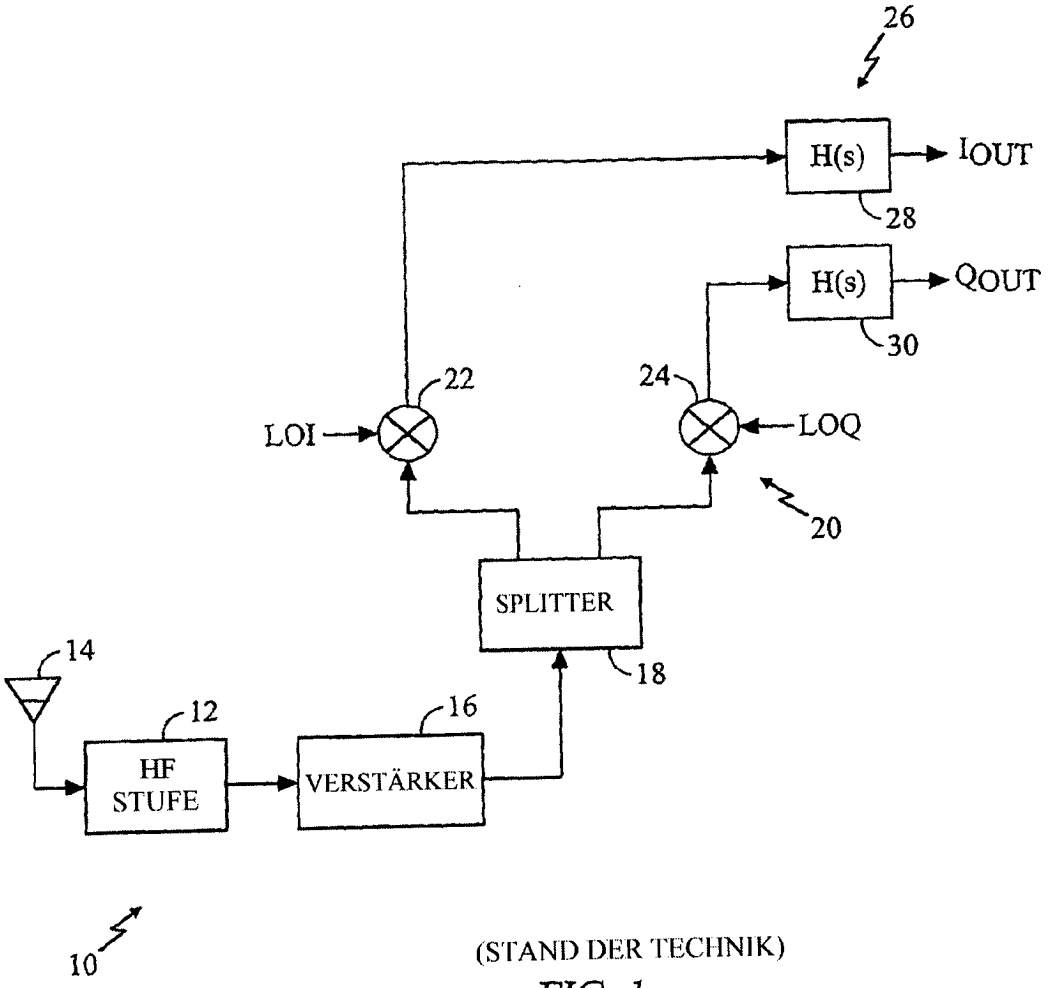
30. Schaltung nach Anspruch 1, wobei die Verstärkerstufe (**126**) angepasst ist zum Generieren der reproduzierten, nicht-linearen Verzerrung zweiter Ordnung mit einer variablen Verstärkung.

31. Schaltung nach Anspruch 30, wobei die variable Verstärkung (**128**) temperaturabhängig ist.

32. Schaltung nach Anspruch 1, wobei die Verstärkerstufe (**126**) einen Digital-zu-Analog-Wandler (**126**), angepasst zum Vorsehen einer programmierbaren Verstärkung für die reproduzierte, nicht-lineare Verzerrung zweiter Ordnung, aufweist.

Es folgen 6 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen



(STAND DER TECHNIK)

FIG. 1

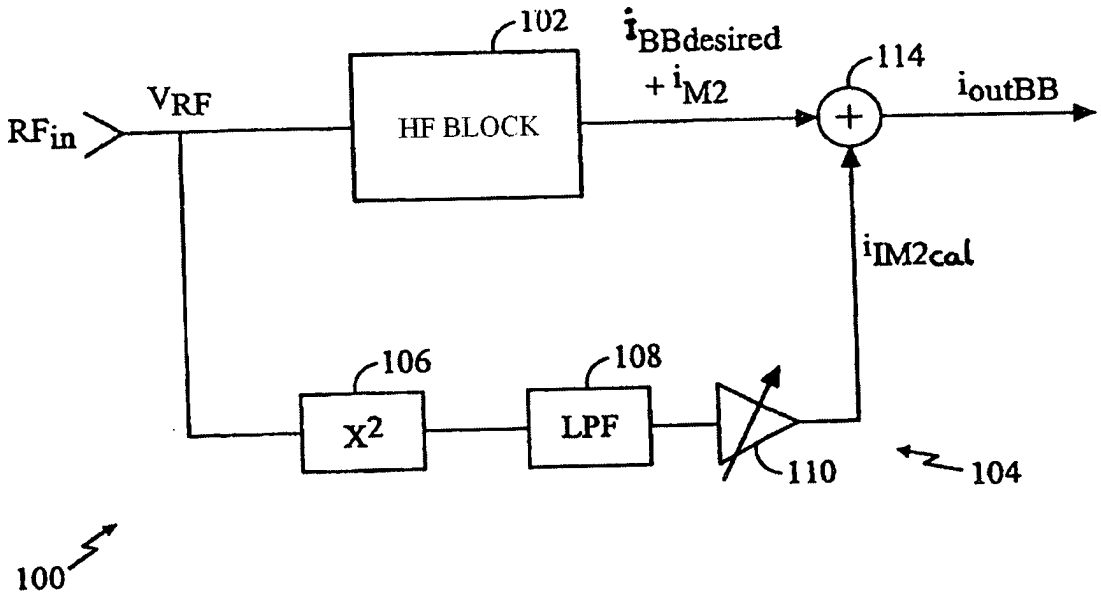

102
$i_{BBdesired}$
$+ i_{M2}$
114
i_{outBB}
V_{RF}
RF_{in}
HF BLOCK
i_{IM2cal}
106
108
X^2
LPF
110
104
100

FIG. 2

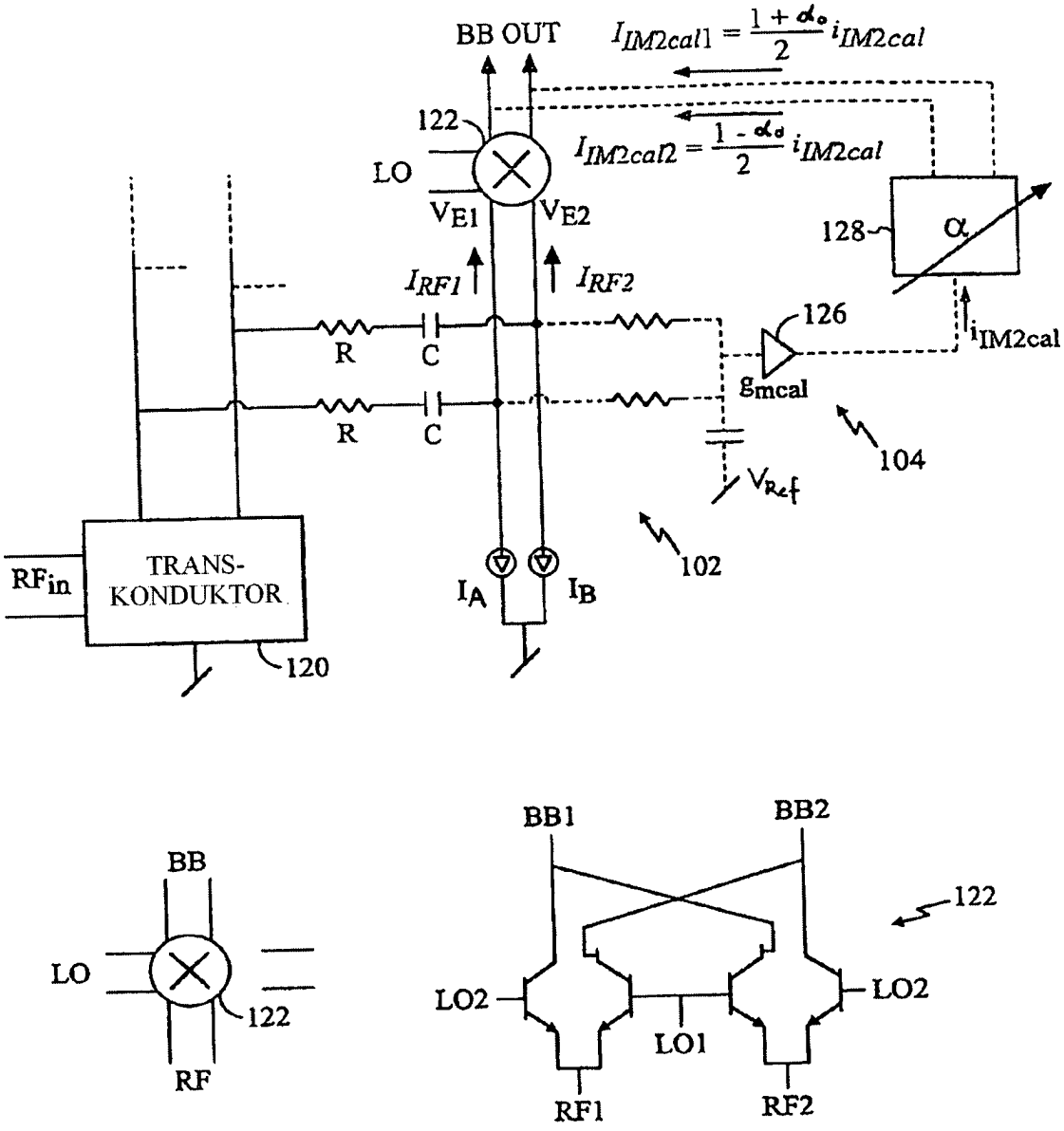

BB OUT
$I_{IM2cal1} = \frac{1+\alpha_o}{2} i_{IM2cal}$
$I_{IM2cal2} = \frac{1-\alpha_o}{2} i_{IM2cal}$
122
LO
V_{E1}
V_{E2}
128
α
I_{RF1}
I_{RF2}
126
R
C
R
C
g_{mcal}
i_{IM2cal}
104
V_{Ref}
102
RF_{in}
TRANS-
KONDUKTOR
120
I_A
I_B
BB
LO
122
RF
BB1
BB2
122
LO2
LO2
LO1
RF1
RF2

FIG. 3

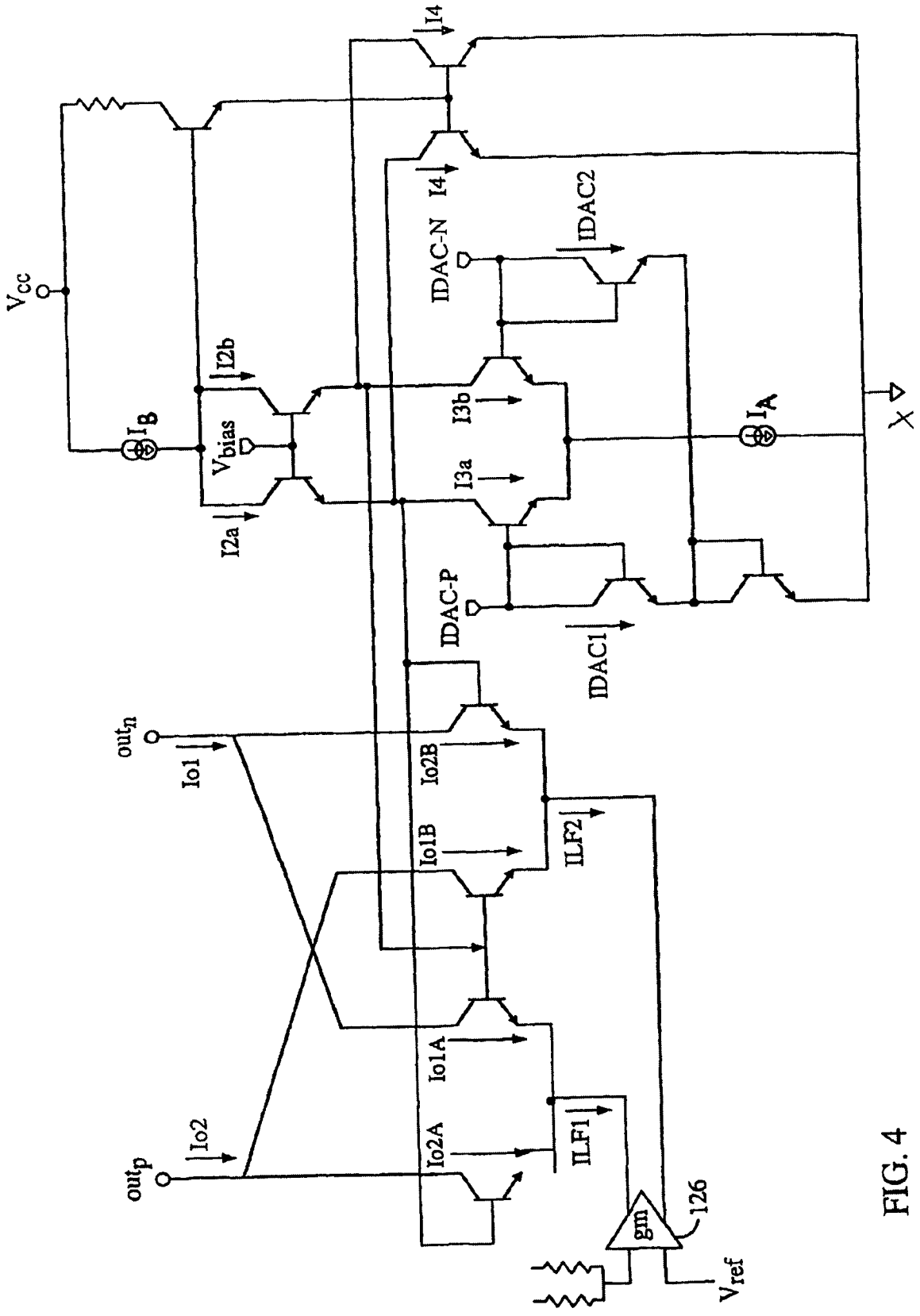

I4
I4
IDAC-N
IDAC2
Vcc
I2b
IB
Vbias
I3b
I3a
IA
X
I2a
IDAC-P
IDAC1
outn
Io1
Io2B
Io1B
ILF2
Io1A
Io2
Io2A
ILF1
outp
gm
126
Vref

FIG. 4

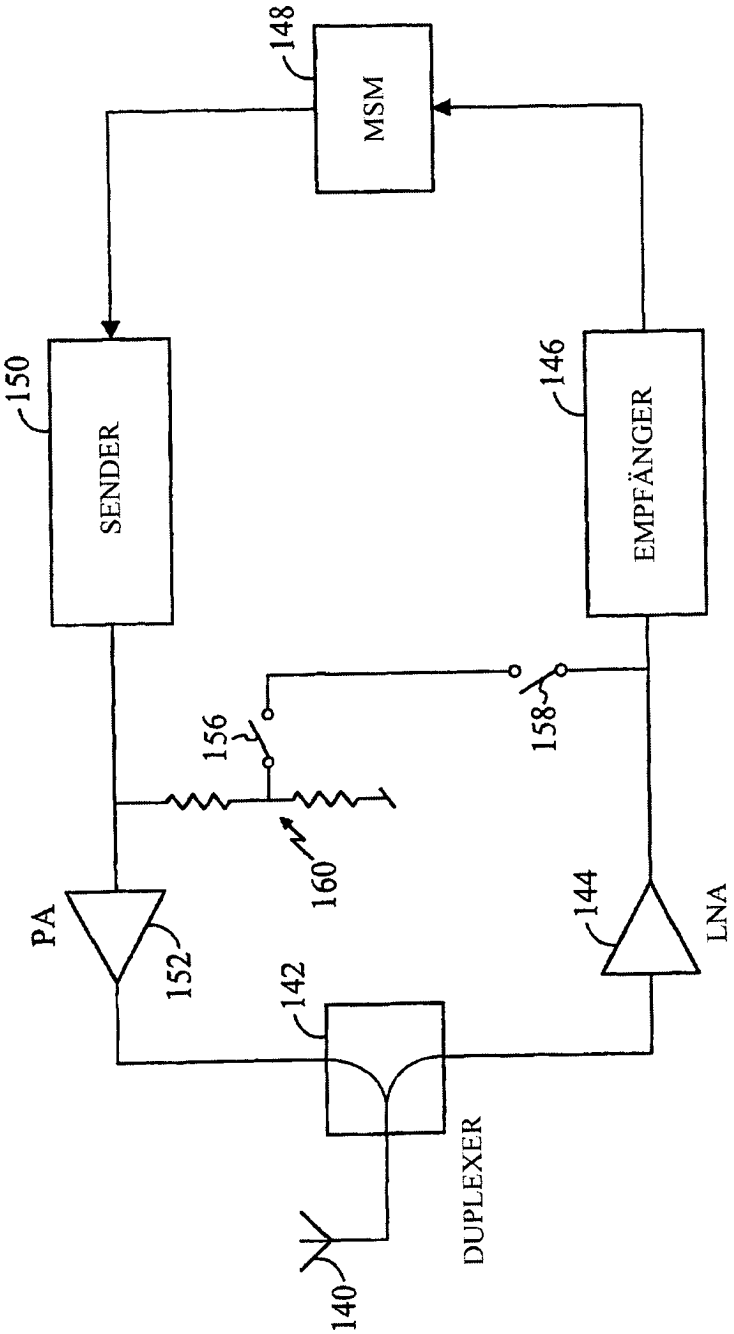

148
MSM
150
SENDER
146
EMPFÄNGER
156
158
160
PA
152
144
LNA
142
DUPLEXER
140

FIG. 5

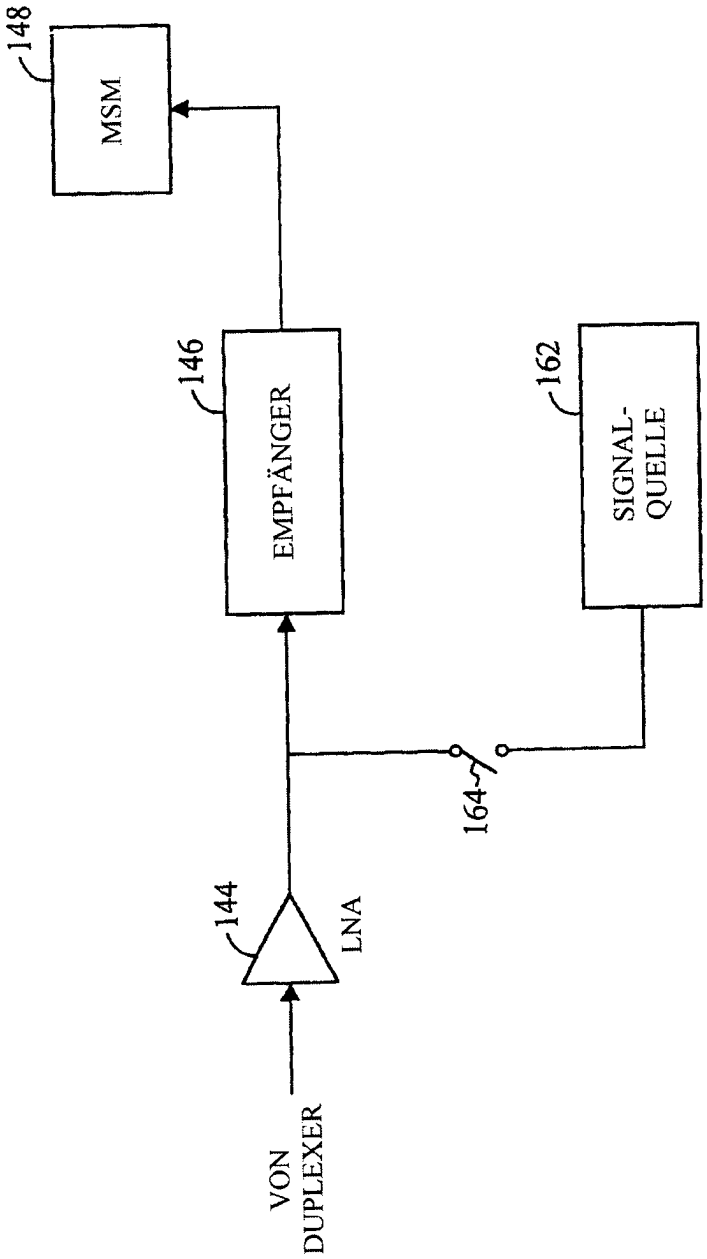

148
MSM
146
EMPFÄNGER
162
SIGNAL-
QUELLE
164
144
LNA
VON
DUPLEXER

FIG. 6