(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第4122296号
(P4122296)
(45)発行日　平成20年7月23日(2008.7.23)　(24)登録日　平成20年5月9日(2008.5.9)

(51)Int.Cl.　F I
H04B 1/16 (2006.01)　H04B 1/16 R

請求項の数 13 (全 19 頁)

(21)出願番号	特願2003-565067 (P2003-565067)
(86)(22)出願日	平成15年2月3日 (2003.2.3)
(65)公表番号	特表2006-503450 (P2006-503450A)
(43)公表日	平成18年1月26日 (2006.1.26)
(86)国際出願番号	PCT/US2003/003429
(87)国際公開番号	WO2003/065602
(87)国際公開日	平成15年8月7日 (2003.8.7)
審査請求日	平成17年4月7日 (2005.4.7)
(31)優先権主張番号	10/066,115
(32)優先日	平成14年2月1日 (2002.2.1)
(33)優先権主張国	米国(US)

(73)特許権者　595020643
クゥアルコム・インコーポレイテッド
ＱＵＡＬＣＯＭＭ　ＩＮＣＯＲＰＯＲＡＴＥＤ
アメリカ合衆国、カリフォルニア州　９２１２１－１７１４、サン・ディエゴ、モアハウス・ドライブ　５７７５
(74)代理人　100058479
弁理士　鈴江　武彦
(74)代理人　100091351
弁理士　河野　哲
(74)代理人　100088683
弁理士　中村　誠
(74)代理人　100109830
弁理士　福原　淑弘

最終頁に続く

(54)【発明の名称】歪み削減較正回路

(57)【特許請求の範囲】

【請求項１】

受信器による受信ＲＦ信号の直接遁降変換中の妨害により引起こされる、前記受信器内の二次非線形歪みを減少させるための補償分岐線を含む回路であって、

前記補償分岐線は、前記受信器内の前記二次非線形歪みを再生するために、前記受信器に連結されるように構成され、

前記補償分岐線は、

前記受信ＲＦ信号を受信すると共に、前記受信ＲＦ信号の二乗されたバージョンを生成するスクエアリング回路と、

前記受信ＲＦ信号の前記二乗されたバージョンを受信すると共に、前記再生された二次非線形歪みを生成するためのゲインステージと、

減少された二次非線形歪みの特徴を有する遁降変換されたベースバンド信号を生成するために、前記再生された二次非線形歪みを前記受信器の出力に連結するための出力連結回路と、

を含み、

前記受信器はミクサを有し、前記スクエアリング回路は前記ミクサの一部であり、前記ゲインステージは、前記ミクサから前記受信ＲＦ信号の前記二乗されたバージョンを受信する、

回路。

【請求項２】

受信器による受信ＲＦ信号の直接遁降変換中の妨害により引起こされる、前記受信器内の二次非線形歪みを減少させるための補償分岐線を含む回路であって、
前記補償分岐線は、前記受信器内の前記二次非線形歪みを再生するために、前記受信器に連結されるように構成され、
前記補償分岐線は、
前記受信ＲＦ信号を受信すると共に、前記受信ＲＦ信号の二乗されたバージョンを生成するスクエアリング回路と、
前記受信ＲＦ信号の前記二乗されたバージョンを受信すると共に、前記再生された二次非線形歪みを生成するためのゲインステージと、
減少された二次非線形歪みの特徴を有する遁降変換されたベースバンド信号を生成するために、前記再生された二次非線形歪みを前記受信器の出力に連結するための出力連結回路と、
を含み、
前記受信器はミクサを有し、前記出力連結回路は、前記再生された二次非線形歪みを前記ミクサの出力に結合し、
前記受信器はミクサを有し、前記スクエアリング回路は前記ミクサの一部であり、前記ゲインステージは、前記ミクサから前記受信ＲＦ信号の前記二乗されたバージョンを受信する、
回路。

【請求項３】

受信器による受信ＲＦ信号の直接遁降変換中の妨害により引起こされる、前記受信器内の二次非線形歪みを減少させるための補償分岐線を含む回路であって、
前記補償分岐線は、前記受信器内の前記二次非線形歪みを再生するために、前記受信器に連結されるように構成され、
前記補償分岐線は、
前記受信ＲＦ信号を受信すると共に、前記受信ＲＦ信号の二乗されたバージョンを生成するスクエアリング回路と、
前記受信ＲＦ信号の前記二乗されたバージョンを受信すると共に、前記再生された二次非線形歪みを生成するためのゲインステージと、
減少された二次非線形歪みの特徴を有する遁降変換されたベースバンド信号を生成するために、前記再生された二次非線形歪みを前記受信器の出力に連結するための出力連結回路と、
を含み、
前記受信器は、ゼロ中間周波数の直接遁降変換受信器であり、
前記受信器はミクサを有し、前記スクエアリング回路は前記ミクサの一部であり、前記ゲインステージは、前記ミクサから前記受信ＲＦ信号の前記二乗されたバージョンを受信する、
回路。

【請求項４】

受信器による受信ＲＦ信号の直接遁降変換中の妨害により引起こされる、前記受信器内の二次非線形歪みを減少させるための補償分岐線を含む回路であって、
前記補償分岐線は、前記受信器内の前記二次非線形歪みを再生するために、前記受信器に連結されるように構成され、
前記補償分岐線は、
前記受信ＲＦ信号を受信すると共に、前記受信ＲＦ信号の二乗されたバージョンを生成するスクエアリング回路と、
前記受信ＲＦ信号の前記二乗されたバージョンを受信すると共に、前記再生された二次非線形歪みを生成するためのゲインステージと、
減少された二次非線形歪みの特徴を有する遁降変換されたベースバンド信号を生成するために、前記再生された二次非線形歪みを前記受信器の出力に連結するための出力連結回

路と、
を含み、
前記受信器は、低中間周波数の直接逓降変換受信器であり、
前記受信器はミクサを有し、前記スクエアリング回路は前記ミクサの一部であり、前記ゲインステージは、前記ミクサから前記受信ＲＦ信号の前記二乗されたバージョンを受信する、
回路。
【請求項５】
受信器による受信ＲＦ信号の直接逓降変換中の妨害により引起こされる、前記受信器内の二次非線形歪みを減少させるための補償分岐線を含む回路であって、
前記補償分岐線は、前記受信器内の前記二次非線形歪みを再生するために、前記受信器に連結されるように構成され、
前記補償分岐線は、
前記受信ＲＦ信号を受信すると共に、前記受信ＲＦ信号の二乗されたバージョンを生成するスクエアリング回路と、
前記受信ＲＦ信号の前記二乗されたバージョンを受信すると共に、前記再生された二次非線形歪みを生成するためのゲインステージと、
減少された二次非線形歪みの特徴を有する逓降変換されたベースバンド信号を生成するために、前記再生された二次非線形歪みを前記受信器の出力に連結するための出力連結回路と、
を含み、
前記出力連結回路は、加算器であり、
前記受信器はミクサを有し、前記スクエアリング回路は前記ミクサの一部であり、前記ゲインステージは、前記ミクサから前記受信ＲＦ信号の前記二乗されたバージョンを受信する、
回路。
【請求項６】
前記受信器は受信器経路を規定し、前記補償分岐線は、フィードフォワードで二次非線形歪みの削減を前記受信器経路に提供するように動作する請求項５に記載の回路。
【請求項７】
前記受信器は受信器経路を規定し、前記補償分岐線は、フィードフォワードで二次非線形歪みの削減を前記受信器経路に提供するように動作する請求項１に記載の回路。
【請求項８】
前記受信器は受信器経路を規定し、前記補償分岐線は、フィードフォワードで二次非線形歪みの削減を前記受信器経路に提供するように動作する請求項２に記載の回路。
【請求項９】
前記非線形歪みの除去は、前記受信器経路における別の非線形歪みをもたらさない請求項３に記載の回路。
【請求項１０】
前記受信器は受信器経路を規定し、前記補償分岐線は、フィードフォワードで二次非線形歪みの削減を前記受信器経路に提供するように動作する請求項４に記載の回路。
【請求項１１】
前記非線形歪みの除去は、前記受信器経路における別の非線形歪みをもたらさない請求項４に記載の回路。
【請求項１２】
前記受信ＲＦ信号の前記二乗されたバージョンは、前記ミクサ内で生成される請求項１に記載の回路。
【請求項１３】
前記ミクサは交差連結されたトランジスタを具備し、前記受信ＲＦ信号の前記二乗されたバージョンは、前記トランジスタの夫々のエミッタで生成され、前記再生された二次非

線形歪みは前記トランジスタの夫々のコレクタに結合される請求項１に記載の回路。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【０００１】

本発明は、一般的には無線通信デバイスに関し、特に、無線通信デバイスにおける歪み削減較正回路のためのシステム及び方法に関する。

【背景技術】

【０００２】

無線通信システムは、サービス・プロバイダが特徴や技術力を追加するに連れ、益々普及している。現在、多数のサービス・プロバイダが、無線周波数スペクトルの比較的限られた部分を占有している。この混雑さ故に、無線通信システム間の干渉が増加しており、これが当たり前のようになっている。例えば、異なる２つのサービス・プロバイダによる無線通信システムが、上記スペクトルの隣接する部分を夫々占有している可能性がある。この場合、干渉が生じる可能性が高い。

【０００３】

このような干渉の一例は、符号分割多重アクセス（ＣＤＭＡ）無線システムにおいて生じる。ある態様において、ＣＤＭＡシステムが占有する周波数スペクトルの部分は、高性能携帯電話システム（ＡＭＰＳ）と呼ばれる従来の携帯電話システムに割り当てられた周波数スペクトルの部分に隣接する。

【０００４】

従来のＣＤＭＡユニットでは、ミクサステージに続いて、フィルタを追加することにより、望ましくない信号を除去することを試みている。図１は、無線周波数（ＲＦ）ステージ１２がアンテナ１４に連結された、ベースバンド直結型（dreict-to-baseband）または低ＩＦ型の無線システム１０の公知の実施態様を示す。ＲＦステージ１２の出力は、無線周波数信号を増幅する増幅器１６に連結される。ＲＦステージ１２及び増幅器１６は、従来の構成部品、例えば増幅器、フィルタなどを含む可能性があることに留意すべきである。これらのステージの動作は公知であるので、ここで、これ以上の詳細を述べることは不要であろう。

【０００５】

幅器１６の出力はスプリッタ１８に連結され、スプリッタ１８は、ミクサ２０による更なる処理のために、処理された信号を２つの同一の信号に分割する。スプリッタ１８は、電子回路、または、その最も単純な形態において、単なる結線からなる可能性がある。ミクサ２０は、第１及び第２ミクサコア２２及び２４を具備する。ミクサ２２及び２４は、特性が同一であるが、異なる局部発振器信号を受信する。ミクサコア２２は、ＬＯＩで指定された局部発振器信号を受信し、一方、ミクサコア２４は、ＬＯＱで指定された局部発振器信号を受信する。これらの局部発振器信号は、互いに９０°位相がずれており、従って、直交ミクサコアを形成する。ミクサ２０の出力は、妨害拒絶フィルタステージ２６に連結される。具体的には、ミクサコア２２の出力は、妨害拒絶フィルタ２８に連結され、一方、ミクサコア２４の出力は、妨害拒絶フィルタ３０に連結される。妨害拒絶フィルタ２８及び３０の動作は、ミクサ２０からの信号の直交位相関係を除いて、同一である。妨害拒絶フィルタ２８及び３０の出力は、夫々、直交出力信号I_{OUT}及びQ_{OUT}である。

【０００６】

妨害拒絶フィルタ２８及び３０は、不要な信号、例えばシステム１０の動作の周波数に近い周波数で動作する送信器からの信号を除去するように設計される。従って、妨害拒絶フィルタ２８及び３０は、帯域外（out-of-band）信号を除去するように設計される。動作中、妨害拒絶フィルタ２８及び３０は、システム１０の実施態様に依存して、低域フィルタ、帯域フィルタ、または複合フィルタ（例えば、２つの入力及び２つの出力を有する単一フィルタ）である可能性がある。妨害拒絶フィルタ２８及び３０の動作は公知であるので、ここで、これ以上の詳細を述べることは不要であろう。妨害拒絶フィルタ２８及び３０は、帯域外信号の影響を最小にすることができるが、妨害拒絶フィルタが無効である

ような他の態様の干渉も存在する。

【０００７】

例えば、ミクサ２０で生じた歪み産物は、妨害拒絶フィルタ２８及び３０によって除去することができない干渉をもたらす可能性がある。単一ＣＤＭＡ無線ユニットを考慮する場合、このユニットは、周波数スペクトルにおける特定の無線周波数またはチャネルを割り当てられる。ＡＭＰＳシステムが、互いに周波数$\Delta\omega_J$の間隔をおいた多重チャネル上で動作する場合、ミクサ２０からの二次歪みが、出力信号中に周波数$\Delta\omega_J$の成分を生じさせる。ミクサ２０からの二次歪みは、２つの妨害周波数の和及び差の信号成分を生じさせることに留意すべきである。しかしながら、妨害周波数の和からもたらされる信号は、無線デバイスの動作周波数を十分に越えており、従って、干渉を生じさせない。一方、ここで$\Delta\omega_J$で指定された差信号は、十分に所望のチャネル内にあり、従って、所望の信号に対して重大な干渉を生じさせる可能性がある。

【０００８】

このような状況において、ＡＭＰＳ信号は、干渉を生じさせ、従って所望のＣＤＭＡ信号を妨害するため、妨害信号としてみなされる。この例では、ＡＭＰＳ信号を妨害信号として言及しているが、当業者であれば、互いに周波数$\Delta\omega_J$の間隔をおいた他の無線周波数ソースも妨害ソースとみなし得ることが理解できるであろう。

【０００９】

この二次歪み信号がチャネル帯域幅内にある場合、妨害拒絶フィルタ２８及び３０は無効で、その結果もたらされる干渉は、容認できないキャリア対ノイズ比のロスを生じさせる可能性がある。この干渉は、妨害信号の絶対周波数とは無関係に発生する可能性があることに留意すべきである。二次歪みがＣＤＭＡユニットのチャネル帯域幅中に望ましくない信号をもたらす場合、周波数間隔のみが重要である。

【００１０】

無線通信システムにおいて許容される高次の歪みのレベルを特定する産業基準が存在する。線形性を測定するのに使用される一般的な測定技術は、入力基準遮断点（input-referenced intercept point：ＩＩＰ）として言及される。ＩＩＰ２として言及される二次歪みは、二次信号における出力パワーが一次信号を遮断する遮断点を示す。技術的に知られているように、一次または主応答は、パワーアウト（P_{OUT}）対パワーイン（P_{in}）として、グラフ上に描画することが可能である。線形系において、一次応答は線形である。即ち、一次パワー応答は、対数－対数プロットにおいて１：１の傾斜を有する。二次歪み産物のパワーは、対数－対数プロットにおいて、２：１の傾斜に従う。このため、上記の二次曲線の補外線は、上記の基本または線形プロットの補外線と交差する。この交差点は、ＩＩＰ２として言及される。ＩＩＰ２数はなるべく大きいことが望ましい。ＩＩＰ２値のための仕様及び産業基準は、無線通信システムによって異なり、また経時的に変化する。ＩＩＰ２の特定の値をここで述べることは不要であろう。

【００１１】

ここで論議される二次歪みは、図１に示される直接遁降変換（direct down-conversion）の設計概念を使用する場合に、より深刻な問題となることに留意すべきである。従来の超ヘテロダイン受信器において、ＲＦステージ１２は、中間周波数（ＩＦ）ステージ（図示せず）に連結される。ＩＦステージは、低周波数歪み産物を容易に除去する帯域フィルタを含む。従って、二次歪みは、超ヘテロダイン受信器では深刻な問題とならない。従って、超ヘテロダイン受信器のためのＩＩＰ２の仕様は、一般的に達成するのが困難ではない。しかしながら、直接遁降変換受信器、例えば図１に示されるようなものでは、如何なるフィルタリングもベースバンド周波数でなされなければならない。妨害ソースの絶対周波数と無関係に、二次歪み産物は$\Delta\omega_J$の周波数間隔であるから、ＩＩＰ２の必要条件は、直接遁降変換受信器の設計概念においては一般的に非常に高い。ＩＩＰ２の必要条件は、しばしば、直接遁降変換受信器の設計概念において、唯一の最も達成するのが困難なパラメータとなる。

【００１２】

上述のように、二次歪みは、しばしば、ミクサ２０において非線形性によってもたらされる。ミクサ２０においてインバランスに繋がる因子は多数あり、それらは、例えばデバイス不整合（例えば、ミクサコア２２及び２４における不整合）、局部発振器のインピーダンス、及びインピーダンス不整合である。更に、例えば局部発振器のデューティサイクルもまた、二次歪みに強い影響力を有する因子である。従って、特定の無線通信デバイスのために選択された、個々の回路構成部品及び回路構成部品の特異な組み合わせは、所与のユニットのためのＩＩＰ２値において、予測不可能性をもたらす。従って、ＩＩＰ２仕様を達成するために、個々のユニットの較正が必要となるであろう。

【００１３】

従って、望ましくない歪み産物を許容可能なレベルまで減少させることが可能な、無線通信のためのシステム及び方法が、非常に必要とされていることが理解できる。以下の詳細な説明及び添付の図面から明らかとなるように、本発明は、上述の及び他の利点を提供する。

【発明の開示】

【００１４】

歪み削減較正のための新規な技術が開示される。代表的な実施形態において、無線周波数（ＲＦ）受信器を有する無線通信デバイスにおいて使用される歪み削減回路は、前記受信器に連結された入力と、出力とを有するゲインステージを具備し、ここで、前記ゲインステージは、前記受信器内の二次非線形応答に関係する出力信号の振幅を制御する。出力連結回路が、前記ゲインステージの出力を前記受信器に連結する。

【００１５】

ある実施形態において、前記ゲインステージ振幅制御は、前記受信器内の前記二次非線形応答の前記振幅に基づく。前記受信器内の前記二次非線形応答に関係する前記信号は、前記受信器内の回路構成によって生来的に生成される、或いは、前記受信器に連結されたスクエアリング回路によって生成される、可能性がある。

【００１６】

逓降変換された出力信号を生成するＲＦ受信器と共に実施される時、前記出力連結回路は第１及び第２入力を有する加算器を具備する可能性があり、ここで、前記第１入力は前記受信器からの前記出力信号を受信するように配設され、前記第２入力は前記ゲインステージの出力信号を受信するように配設される。前記ゲインステージは、前記受信器内の前記二次非線形応答に関係する出力電流を生成する可能性がある。前記出力連結回路は、前記受信器の前記逓降変換された出力信号に直結される可能性がある。

【００１７】

ある実施形態において、前記回路は工場での較正に使用され、ここで、前記受信器は逓降変換された出力信号を生成し、また、前記受信器は、前記ゲインステージの調整を可能とする外部入力信号を受信するように配設され、これにより前記受信器出力信号の前記二次非線形応答を最小化できるようにする。

【００１８】

他の実施形態において、前記無線通信デバイスと共に自動較正回路が使用される可能性があり、ここで、信号ソースが試験信号を生成し、スイッチが前記信号ソースを受信器入力端子に連結するように選択的に作動され、前記試験信号を前記受信器の入力端子に連結し、これにより、前記受信器の歪み削減調整を可能とするようにする。

【００１９】

前記スイッチ回路は、自動較正モードにおいて選択的に作動されるか、または予め決定されていた時に作動されるようにすることができる。

【００２０】

ある実施形態において、前記信号ソースは、内部信号発生器を具備する。前記内部信号発生器は、予め決定されたスペクトル間隔を有する多重周波数成分を有するように前記試験信号を生成する可能性がある。他の実施形態において、前記無線通信デバイスはＲＦ送信器を含み、前記回路は、前記送信器への入力信号を制御する送信器制御を更に具備し、

前記送信器制御は、前記試験信号を生成するため、自動較正プロセス中に選択的に作動される。ある実施形態において、前記回路は、前記試験信号として減衰された出力信号を生成するため、送信器出力端子に連結された減衰器を更に含む可能性がある。

【発明を実施するための最良の形態】

【００２１】

本発明は、個々の無線通信デバイスのための較正プロセスを単純化する較正回路及び方法に関する。「無線通信デバイス」という用語は、限定的ではないが、携帯電話、個人通信システム（ＰＣＳ）デバイス、無線電話機、移動局、基地局、衛星受信器などを含む。ある実施形態において、この較正回路は、構成部品の変更を補償するために組み立てにおいて使用される。別の実施形態において、ここに記載されるように、搭載型の較正回路が、回路の老朽化または回路動作パラメータにおける他の変化による構成部品の不整合を補償するために使用可能となる。

【００２２】

ＩＩＰ２の性能が、直接変換型の逓降変換器における主な問題を提起する。ＩＩＰ２の所要値は通常非常に高く、実際の性能を予想するのは困難な傾向にある。何故なら、それは殆ど排他的に統計的な現象によって決定されるからである。即ち、構成部品の不整合は、統計的な現象である傾向にある。集積回路上の所謂「整合した」構成部品でさえも、集積回路の処理変動によって、動作特性における変動をこおむる。同様に、外部構成部品もまた、無線周波数（ＲＦ）回路の設計において、予測不能で容易に説明できない変動をこおむる。

【００２３】

ＩＩＰ２歪みを抑制するために幾つかの公知の技術があるが、これらのプロセスは、複雑か、または新たな刺激（即ち、望ましくない周波数成分）を導入すると共に、周波数計画の変更（即ち、周波数スペクトルの再配分）を必要とする傾向にある。更に、これらの公知の技術は、ＲＦ経路と干渉すると共に、他のＲＦパラメータ、例えばノイズ指数及びＩＩＰ３を悪化させる。その結果、これらの公知の回路は、回路構成の複雑化、コストの増加、及び性能の低下をもたらす。

【００２４】

対照的に、本発明は、フィードフォワード（feed-forward）技術を使用し、これは、電話機レベルにおける一回の較正に頼っている。本発明の回路構成は、これがＲＦ経路と干渉せず、従ってまた、ＲＦ経路が、ＩＩＰ２から独立して、他のＲＦ性能パラメータ（例えば、ノイズ指数及びＩＩＰ３）のために最適化可能であるように設計される。全ての較正がベースバンド周波数において作用し、これは、設計及びレイアウトを容易にすると共に、低パワー消費を可能とする。

【００２５】

先に論議されたように、二次非線形歪みは、直接変換受信器の設計概念（即ち、ゼロＩＦまたは低ＩＦの設計概念）において、重大な問題となる。ヘテロダイン受信器の設計概念もまた二次歪みを生成するが、不要な非線形歪みを減少させるため、他の従来の技術が使用可能となる。例えば、ＩＦ周波数の慎重な選択及びこれに続くＩＦフィルタリングは、ヘテロダイン受信器において、二次非線形歪みを許容可能なレベルまで低下させるために典型的に使用可能である。ここでの論議は、低ＩＦまたはゼロＩＦを例示するが、本発明の原理は、ヘテロダイン受信器を含む他の受信器の設計概念に適用可能である。

【００２６】

更に、ここで与えられる記載は、低ＩＦまたはゼロＩＦの混合によりもたらされるベースバンド信号に言及するであろう。しかしながら、本発明の原理は、ミクサによって生成された逓降変換された信号に一般的に適用される。従って、本発明は、受信器の設計概念に限定されず、二次非線形歪みを有する逓降変換された信号の全てに、一般的に適用可能である。

【００２７】

本発明の実施形態であるシステム１００は、図２の機能的なブロック図中に代表的な態

様で示される。システム１００は、図２中に電圧（V_{RF}）として示されるＲＦ$_{in}$信号を処理する。ＲＦ$_{in}$信号は、従来のＲＦブロック１０２によって処理される。ＲＦブロックは、増幅器、フィルタなどを含む可能性がある。更に、ＲＦブロックは、ＲＦ信号をベースバンド信号に変換するため、典型的には、ミクサ、例えば図１に示されるミクサ２０を含む。図２に示されるように、ベースバンド信号は、$i_{BBdesired}+i_{IM2}$として示される成分を具備する。これは、ＲＦブロック１０２内の二次歪みからもたらされる望ましくない信号と組み合わされる所望のベースバンド信号を表すことを意図している。

【００２８】

システム１００はまた補償分岐線１０４を含み、これは、スクエアリング回路１０６、低域フィルタ１０８、及び可変ゲイン増幅器（ＶＧＡ）１１０を具備する。スクエアリング回路１０６は、電圧V_{RF}の二乗されたバージョンを提供する。当業者であれば理解できるように、スクエアリング回路は、多重周波数において、多数の望ましくない高調波を生成する。低域フィルタ１０８は、望ましくない周波数を除去するように設計され、これにより、補償分岐線１０４が望ましくない干渉を発生させないようにする。ＶＧＡ１１０は、図２にi_{IM2CAL}として示される補償信号を減衰または増幅するために使用される。補償信号i_{IM2CAL}は、加算器１１４によって、ＲＦブロックの出力と組み合わされる。加算器１１４の出力は、所望の信号i_{outBB}である。補償電流i_{IM2CAL}が望ましくない信号成分i_{IM2}と等しい場合、出力信号i_{outBB}は所望の信号$i_{BBdesired}$と等しい。

【００２９】

図２に示されるように、ＩＭ２較正機構は、ＲＦブロック１０２で生成されたＩＭ２出力電流を、他のソースから派生されたプログラム可能なＩＭ２電流によってキャンセルことに頼る。この例において、プログム可能な補償電流は、ＲＦ信号から直接的に派生されるが、しかし、ＲＦブロック１０２内のＲＦ経路と相互作用することはない。従って、この技術の利点は、ＲＦ経路と干渉することがないことである。従って、ＩＭ２較正の導入は、他のＲＦパラメータ、例えばゲイン、ノイズ指数、及びＩＩＰ３を悪化させることがない。

【００３０】

加算器１１４によって望ましくない信号を適切にキャンセルするため、２つのＩＭ２電流（即ち、i_{IM2}及びi_{IM2CAL}）は、同相であるか、または１８０度位相がずれていることが必要である。ＩＭ２を生成する機構により、このような状況となっており、これは以下で導き出される。上述のように、ＲＦブロック１０２は、従来の構成部品、例えばミクサ２０（図１参照）を含む。ミクサ２０によって生成されたＩＭ２電流は、下記の式のように表現可能である。

【数１】

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

【００３１】

V_{RF}を極形式で表現し、また、これが、ミクサ回路構成を通して、ある位相Φ_{mix}だけ位相シフトされると共に、ある因子α_{mix}によって減衰される可能性があることを考慮に入れると、下記の式が得られる。

【数２】

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

【００３２】
これを更に発展させると、下記の式が得られる。
【数３】

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

【００３３】
式（３）によって示される信号のある部分は、値２ω_{RF}に依存する。式（３）のこの部分は、非常に高い周波数であると共に、従来の技術を使用してフィルタ除去できるため、この分析と殆ど関わりがない。しかしながら、その低周波数部分が、所望のベースバンドチャネル内に来る可能性がある。従って、式（３）からの、関係あるＩＭ２産物は、下記の式によって表される。
【数４】

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

【００３４】
同様に、図２においてＶＧＡ１１０の出力で生成されるＩＭ２補償電流は、下記の式で与えられる。
【数５】

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

【００３５】
ここで、α_{CAL}はプログム可能なスケーリング因子である。加算器１１４によるＩＭ２のキャンセルは、下記の式で表される時に達成される。
【数６】

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

【００３６】
従って、ＩＭ２のキャンセは、ミクサを通したＲＦ位相シフトΦ_{mix}から独立して可能となるであろう。
【００３７】
ＲＦブロック１０２の典型的な実施態様において、ミクサコアは、主なＩＭ２寄与体である。従って、ＩＭ２ソース（即ち、ミクサコア）とＩＭ２較正信号との間のトラッキングを向上させるため、ミクサコア自体からＩＭ２較正信号を派生させることが望ましいであろう。これは、幸いにも複雑なことではなく、何故なら、ミクサコアのエミッタノードが強い二次非線形性を提供するからである。理論的には、ＩＭ２較正回路は、図３の機能的なブロック図中に示されるように実施可能である。明確にするため、図３は単一ミクサコア（即ち、ＩミクサまたはＱミクサのいずれかのコア）のみを示す。当業者であれば、ここに提供される記載に従って、追加のミクサコア及び較正回路が実施されることが理解できるであろう。また、図２の単純化された機能的なブロック図は、単一端部システムを示し、一方、図３の機能的なブロック図は、差動入力及び差動出力を有する差動実施態様を示すことに留意すべきである。当業者であれば、本発明の原理は、単一端部システムまたは差動システムに適用可能であることが理解できるであろう。
【００３８】
ＲＦブロック１０２は、差動電圧の態様をなす入力信号RF_{in}を受信すると共に、差動出力信号を生成するトランスコンダクタ１２０を具備する。差動出力信号は、抵抗器Ｒ及びコンデンサＣの直列組み合わせを介して、ミクサコア１２２の入力に連結される。破線で示されるトランスコンダクタ１２０の出力は、他のミクサコア（図示せず）への入力である。抵抗器Ｒ及びコンデンサＣは、ミクサコア１２２及び上記他のミクサ（図示せず）に対して電流を提供するための電流分割器として機能する。ミクサコア１２２への入力電流は、図３においてI_{RF1}及びI_{RF2}として夫々示される。本発明の功を奏する動作にとって、直列ＲＣ回路が必須でないことに留意すべきである。むしろ、ＲＣ回路は、スプリッタ１８（図１参照）の単に１つの実施態様である。本発明は、スプリッタ１８の特定の実施態様によって制限されることはない。ミクサコア１２２もまた、差動局部発振器（ＬＯ）を入力として受信すると共に、差動ベースバンド出力信号（ＢＢＯＵＴ）を生成する。
【００３９】
ミクサコア１２２は、概略図のために従来の記号を使用して図３中に示される。ミクサコアは、図３の底部に示されるトランジスタ回路によって実施可能であり、ここで、差動ミクサのための公知の構成をなすように、交差連結されたトランジスタが使用される。図３中の種々のトランジスタのエミッタは、ＲＦ信号を受信する第１及び第２入力ノードを形成するように、一緒に連結される。これらの入力ノードは、公知の態様のバイアス電流ソースI_Bによってバイアスされる。別の実施形態において、トランスコンダクタ１２０は十分なバイアス電流を供給する可能性があり、この場合、バイアス電流ソースI_Bを不要とすることができる。
【００４０】
図３に示されるミクサコア１２２のトランジスタ構成は、第１及び第２の対のトランジスタを具備し、これらのエミッタは、ミクサコア１２２の入力ノードを形成するように、一緒に連結される。ミクサコア１２２の入力ノードは、電流I_{RF1}及びI_{RF2}によって夫々駆動される。図３において、ミクサコア１２２の入力ノードにはまた、電圧V_{E1}及びV_{E2}が夫々示される。当業者であれば理解できるように、トランジスタの非線形動作は、ミクサコア１２２の入力ノードに存在する入力信号の二次非線形性をもたらす。この非線形成分は、ミクサコア１２２の入力ノードにおいて、電圧V_{E1}及びV_{E2}によって表される。図３に示される実施形態において、外部スクエアリング回路、例えば図２に示されるスクエアリング回路１０６の必要がない。むしろ、このシステム１００は、ミクサコア１２２内で生来的に生成される二次非線形信号に頼る。電流I_{RF1}及びI_{RF2}は、スクエアリング回路（例えば、図２のスクエアリング回路１０６）への入力として考えることができ、一方、電圧V_{E1}及びV_{E2}は、スクエアリング回路の出力としてみなすことができる。図３の実

施態様の利点は、スクエアリング機能がミクサコア１２２の生来的な副産物であり、補償分岐線１０４によって使用される二乗された項を生成するために、追加の回路構成（例えば、スクエアリング回路１０６）を必要としないことである。図３の実施態様の別の利点は、二乗された信号がミクサコア１２２自体によって生成され、これもまた、望ましくないＩＭ２信号（図２中にi_{IM2}として示される）をもたらす、ミクサコア内の非線形性のソースであることである。従って、図３において補償分岐線１０４によって生成される補償電流は、ミクサコア１２２内で生成される非線形信号を、有利に追跡する。ＲＦブロック１０２内の他の構成部品もまた、二次非線形信号のソースとして機能する可能性がある。例えば、トランスコンダクタ１２０が二次非線形信号を生成する可能性がある。

【００４１】

図３はまた、補償分岐線１０４の実施態様を示す。結合抵抗器が、ＲＦ電流I_{RF1}及びI_{RF2}をゲインステージ１２６に連結する。ゲインステージ１２６の出力は、較正電流$I_{IM2CAL1}$及び$I_{IM2CAL2}$を生成する可変減衰器１２８に連結される。

【００４２】

較正電流は下記の式で表すことができ、これは望ましい態様である。

【数７】

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

【００４３】

ミクサコア１２２のエミッタノードを較正のためのＩＭ２ソースとして使用することは望ましい。何故なら、単純化された視点からは、ミクサコアによって生成されるＩＭ２は、エミッタノード上に存在する強いＩＭ２信号として説明することができる。この信号は、ミクサコアを実施するために使用されるトランジスタにおける不整合によって、２つの出力へ不均一に漏洩する。不整合がない場合、このエミッタＩＭ２が両側に均一に漏洩するため、ミクサコアはいかなる差動ＩＭ２も生成しないであろう。従って、出力ＩＭ２がエミッタＩＭ２を追跡することが期待できる（即ち、出力ＩＭ２が、エミッタＩＭ２に反射率（mismatch factor）を掛けた値として与えられるであろう）。

【００４４】

温度依存性がない場合、上記式（７）において特徴付けられる較正電流は、ミクサコアによって生成されるＩＭ２を除去するように、適当な修正電流を提供するであろう。残念ながら、シミュレイションは、この反射率が温度に依存し、また、この依存性が不整合のタイプ（例えば、エミッタ抵抗不整合は、ベース・エミッタ間の静電容量不整合とは異なる温度プロファイルを与える、など）に依存することを示す。実際には、不整合の１つのタイプが典型的には支配的であり、温度依存性が再現可能である。従って、α因子にプログム可能な温度依存性を持たせることが望ましい。従って、式（７）中の項αは、次のような特性を有するように変更可能である。

【数８】

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

【００４５】

ここで、α_{CAL}及びβ_{CAL}はプログム可能な定数、Ｔは温度、及びT_0は較正が実行される温度である。

【００４６】

図４の簡略化された図は、所望の較正機能を実施する回路を示す。これは、較正因子を設定するために電流ステアリングＤＡＣを使用すると共に、温度依存性を設定するために電流I_A及びI_Bを使用する。この回路は次のように動作する。

【００４７】
先ず、I_A、I_B、I_{ref}、及びI_{LF}の項における種々の電流について下記する。
【数９】

$$I_{DAC1}=\frac{1}{2}\cdot(1+\alpha_{DAC})\cdot I_{ref} \qquad I_{DAC2}=\frac{1}{2}\cdot(1-\alpha_{DAC})\cdot I_{ref} \qquad (9)$$

$$I_{o1A}=\frac{1}{2}\cdot(1+\alpha_o)\cdot I_{LF1} \qquad I_{o2A}=\frac{1}{2}\cdot(1-\alpha_o)\cdot I_{LF1}$$

$$I_{o1B}=\frac{1}{2}\cdot(1+\alpha_o)\cdot I_{LF2} \qquad I_{o2B}=\frac{1}{2}\cdot(1-\alpha_o)\cdot I_{LF2}$$

$$I_{2a}=\frac{1}{2}\cdot(1+\alpha_2)\cdot I_B \qquad I_{2b}=\frac{1}{2}\cdot(1-\alpha_2)\cdot I_B$$

【００４８】
I_4＝０．５・（I_B－I_A）であることから、更に下記の式が得られる。
【数１０】

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

【００４９】
また、同様に下記の式が得られる。
【数１１】

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

【００５０】
ある電流の産物が、他の電流の産物に同等視される可能性があるトランスリニア（translinear）原理を使用すると、下記の式が得られる。

【数１２】

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

【００５１】
式（９）及びトランスリニア式（１２）により提供される定義から、
【数１３】

$$(1+\alpha_o)\cdot(1-\alpha_2)=(1-\alpha_o)\cdot(1+\alpha_2)$$

そして、式(10)及び(11)は下記のように変形される。

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

【００５２】
ここから、下記の式が得られる。
【数１４】

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

従って

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

【００５３】
即ち、ＩＭ２補償電流は下記の式で与えられる。
【数１５】

$$I_{01}-I_{02}=(I_{o1A}+I_{o2B})-(I_{o2A}+I_{o1B})=(I_{o2B}-I_{o1B})-(I_{o2A}-I_{o1A})=\alpha_0\cdot(I_{LF1}-I_{LF2})$$
$$I_{o1}-I_{o2}=g_m\cdot v_E\cdot\alpha_{DAC}\cdot\frac{I_A}{I_B}\qquad (15)$$

【００５４】
所望の温度変動は、電流I_Bをバンドギャップ基準電流とすると共に、電流I_Aをバンドギャップの組み合わせで且つ絶対温度（ＰＴＡＴ）に比例するようにすることにより、実

施可能となる。

【数１６】

$$I_A = I_{BG} \cdot (1 - \beta_{cal}) + I_{PTAT} \cdot \beta_{cal}$$
$$I_B = \alpha_B \cdot I_{BG} \qquad (16)$$
$$I_{PTAT}(T_0) = I_{BG}$$

【００５５】

これは、プログム可能な電流ミラーを使用することにより、非常に簡単に行うことができる。そして、下記の式で表される所望の関数が得られる。

【数１７】

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

【００５６】

式（１７）の態様は上記式（８）のそれと類似することに留意すべきである。従って、図４は、補償分岐線１０４の回路実施態様を提供する。また、ゲインステージ１２６は差動入力を有することに留意すべきである。一方の入力は、２つの抵抗器を介して、ミクサコア１２２（図３参照）のＲＦ入力に連結される。ミクサコア１２２内のトランジスタのスイッチング電流により、抵抗器を介してゲインステージの入力に提供される信号は、ＡＣ及びＤＣ成分の両者を含む。信号V_{ref}は、第２入力としてゲインステージ１２６に提供される。電圧V_{ref}は、ミクサコア１２２から提供される信号のＤＣ成分と等価の値を有する。これは、ＤＣ成分を効果的にキャンセルし、ゲインステージ１２６がＡＣ信号のみを増幅することを可能にする。電圧V_{ref}は、ＲＦ入力のない他のミクサを使用すると共に、同じ局部発振器（ＬＯ）入力を使用することにより、生成可能となる。ミクサコア（図示せず）によって生成されるＤＣ信号がミクサコア１２２によって生成されるＤＣ成分と整合するように、ミクサ（図示せず）のトランジスタがミクサコア１２２のトランジスタと整合される。

【００５７】

回路位相幾何学上の理由から、$I_B > I_A$であることを確実にする必要がある。これを確実にするように、電流I_Bは十分に大きく設定されなければならない。これは、上述のα_B電流ミラー比を介して行される。

【００５８】

先に論議されたように、ミクサコア１２２（図３参照）における構成部品不整合は、ＩＭ２歪みの重大な原因である。考慮されなければならないＩＭ２歪みの他の原因は、ミクサコア１２２内におけるＲＦ・ＬＯ間の結合である。デバイス静電容量の不整合などの理由から、ＲＦ信号の減衰されたバージョンがＬＯポートに連結される可能性がある。この信号は、入力ＲＦ電流i_{RF}（ｔ）に比例し、量Φ_{leak}だけ位相シフトされる可能性がある。

【００５９】

次に、ＬＯポートには、下記の式で表される態様の信号成分が現れる可能性がある。

【数１８】

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

ここで $I(t)$ 及び $\phi(t)$ は $i_{RF}(t)$ （即ち、$i_{RF}(t) = I(t)\cos(\omega_{RF} t + \phi(t))$）の極表示である。

【００６０】

ミクサコア１２２は、ＬＯポート上のＲＦ信号と入力ＲＦ電流との間の混合産物を生成する。従ってミクサ出力において、下記の式で表される信号成分が得られる。

【数１９】

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

【００６１】

ここで、k_{mix}はミクサコアの変換ゲインである。上記の式を発展させると、下記の式が得られる。

【数２０】

$$\begin{aligned} i_{out_leak}(t) &= k_{mix} \gamma_{leak} I(t) \cos(\omega_{RF} t + \phi(t) + \phi_{leak}) I(t) \cos(\omega_{RF} t + \phi(t)) \\ &= \tfrac{1}{2} k_{mix} \gamma_{leak} I(t)^2 (\cos(\phi_{leak}) + \cos(2\omega_{RF} t + 2\phi(t) + \phi_{leak})) \end{aligned} \qquad (20)$$

【００６２】

先に分析したように、式（２０）の高い周波数成分は、従来のフィルタリング技術によって簡単に除去されるため、ここで、これ以上の考慮をすることは不要であろう。しかしながら、式（２０）の低周波数成分は考慮する必要があり、これは下記の式によって表すことが可能である。

【数２１】

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

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

【００６３】

明らかなように、α_{leak}は定数である。従って、ＲＦ・ＬＯ間の漏洩によって引起こされるＩＭ２もまた、上述の較正方法によって修正可能である。しかしながら、ＲＦ・ＬＯ間の漏洩を防止することが、依然望ましい。これは、ＲＦ周波数においてＬＯポート上で低ソースインピーダンスであることを確実にすることにより、最も効果的に行うことができる。（例えば、ミクサＬＯポートを駆動するようにエミッタフォロワを使用する）。

【００６４】

構成部品及び製造プロセスにおける変動故に、ＩＭ２は特性上統計的なものであるため

、各無線通信デバイスは特異な較正電流値を必要とする。ある実施態様において、補償分岐線１０４は、工場での試験における最終組み立てプロセスの一部として調整される。上述のプロセスは、無線通信デバイスにおいて、ＩＭ２電流のための十分な修正を提供する。

【００６５】

別の実施形態において、無線通信デバイスは、内蔵型の自動較正を提供するように、追加の回路構成を含む可能性がある。自動較正プロセスは、一定間隔で無線デバイスによって自動的に実行可能となる。自動較正回路が、図５の機能的なブロック図に示される。図５の機能的なブロック図は、アンテナ１４０及び送受切換器１４２を具備する。当業者であれば、送受切換器１４２が、共通のアンテナをＲＦ信号の送信及び受信の両方に使用可能とすることを理解できるであろう。送受切換器１４２の出力は、低ノイズ増幅器（ＬＮＡ）１４４に連結される。ＬＮＡ１４４の出力は、受信器１４６に連結される。当業者であれば、受信器１４６が、受信信号の処理と関連する全ての回路構成を包括的に述べるものであることを理解できるであろう。これは、ＲＦブロック１０２及びそれと関連する構成部品を含む。

【００６６】

受信器１４６の出力は、移動局モデム（ＭＳＭ）１４８に連結される。ＭＳＭ１４８は、ベースバンド信号の信号処理ために使用される回路構成を包括的に表す。ＭＳＭはまた、送信のためのベースバンドデータを処理する。従って、ＭＳＭ１４８は送信器１５０にも連結される。送信器１５０は、ベースバンド信号を適当なＲＦ信号に変調することに関連する全ての回路構成を包含することを意図する。送信器１５０の出力は、パワー増幅器（ＰＡ）１５２に連結される。ＰＡ１５２は、ＲＦ信号を送信するように、送受切換器１４２を介してアンテナ１４０を駆動する。ＭＳＭ１４８及び送信器１５０などの回路構成部品の動作は、当業者にとって公知であるので、ここで、これ以上の詳細を述べることは不要であろう。受信器１４６もまた、補償分岐線１０４（図２参照）の追加の回路構成を除いて、従来の構成部品である。

【００６７】

ＣＤＭＡは全二重のシステムであるため、送信器１５０は受信器１４６と同じ時にオン可能となる。本発明はこの機能を活用して、ＩＭ２較正を行うための試験信号を生成するように送信器１５０を使用する。図５に示された単純化された設計概念は、ＩＭ２歪みが信号の絶対周波数に依存せず、それらの周波数間隔にのみ依存するという事実を活用する。ＰＡ１５２及びＬＮＡ１４４がターンオフされると、送信器１５０が信号を生成することができ、これは半導体スイッチ１５６及び１５８を介して受信器１４６に直接送られる。送信器１５０からの出力信号は、抵抗型減衰器１６０を通して減衰される。

【００６８】

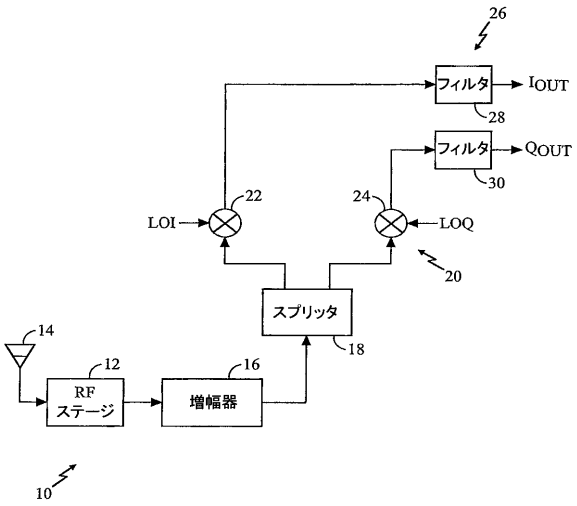
受信器１４６は受信信号を処理し、受信器によって引起こされたＩＭ２歪みがベースバンド歪み産物をもたらす。ＭＳＭ１４８は、ＩＭ２較正を調整することにより、歪み産物を検出及び最小化することができる。当業者であれば、図５の較正回路は、補償回路の態様が如何なるものであっても、使用可能であることを理解できるであろう。従って、自動較正回路は、上述の補償技術に限定されるものではない。例えば、図５の自動較正回路は、ＩＭ２信号だけでなく、ノイズ指数、回路ゲイン、線形性、ＩＭ３信号などを補償するために使用可能となる。更に、図５の自動較正回路は、図２乃至図４を参照して上述した回路以外の、ＩＭ２補償の異なる態様のために使用可能となる。従って、本発明は、補償回路の特定の態様によって限定されることはない。

【００６９】

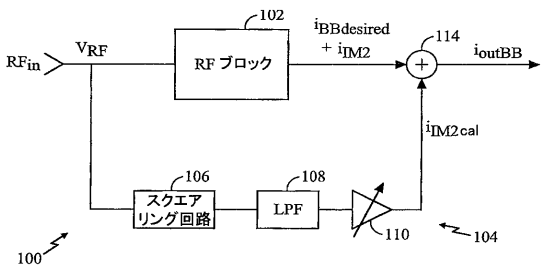
送信器１５０によって生成される主な信号は、ベースバンドフィルタ（図示せず）の拒絶帯の奥にあり、従ってベースバンドにおいて如何なるパワーにも貢献しない。従って、ＭＳＭ１４８によって検出される唯一のパワーは、ＩＭ２歪み産物及び回路ノイズである。従って、ＭＳＭ１４８は、単純なパワー測定に基づいてＩＭ２較正を行うことができる。

【００７０】
図６に示される別の実施形態において、受信器内の内部信号ソース１６２が所望の試験信号を生成する。ある代表的な実施形態において、信号ソース１６２は、予め決定された周波数だけ間隔をおいた少なくとも２つの周波数成分を有する信号を生成する。先に論議されたように、無線受信器は、周波数$\Delta\omega_J$だけ間隔をおいた信号に感受性を有する可能性がある。
【００７１】
信号ソース１６２は、スイッチ１６４を介して、受信器１４６の入力に連結される。スイッチ１６４は、システム１００が自動較正モードとなった時にだけ作動される。この自動較正は、予め決定しておいた時、例えばパワーが最初に無線通信デバイスに供給された時に行うことができる。代わりに、この自動較正は、予め決定しておいた間隔で周期的に行うことができる。
【００７２】
以上の記載において、本発明の種々の実施形態及び利点が示されるが、以上の記載は単なる例示であり、本発明の原理の範囲内において、細部に亘って変更が可能となる。従って、本発明は、添付の特許請求の範囲によってのみ限定されるものである。
【図面の簡単な説明】
【００７３】
【図１】従来の無線通信受信器の機能的なブロック図。
【図２】本発明の包括的な実施態様の機能的なブロック図。
【図３】本発明の実施態様に係る受信器ミクサの機能的なブロック図。
【図４】本発明の可能な実施態様の概略図。
【図５】本発明の別の実施態様の機能的なブロック図。
【図６】本発明の更に別の実施態様の機能的なブロック図。

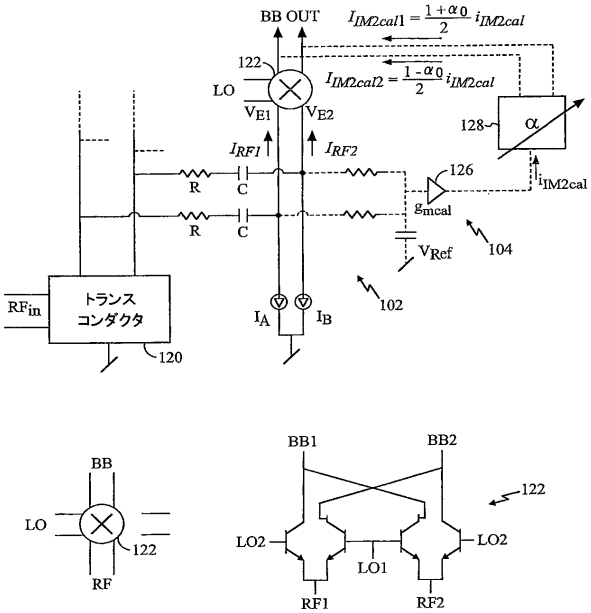
【図１】



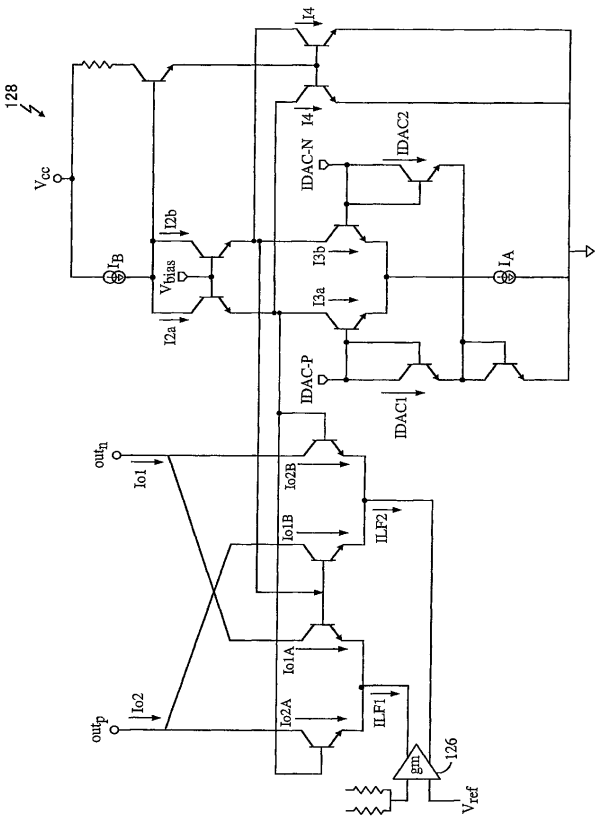
【図２】



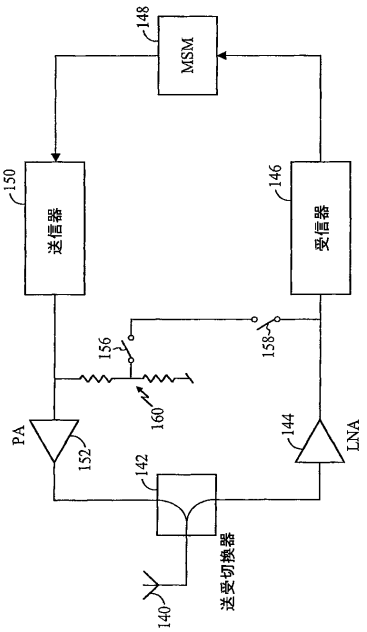
【図３】



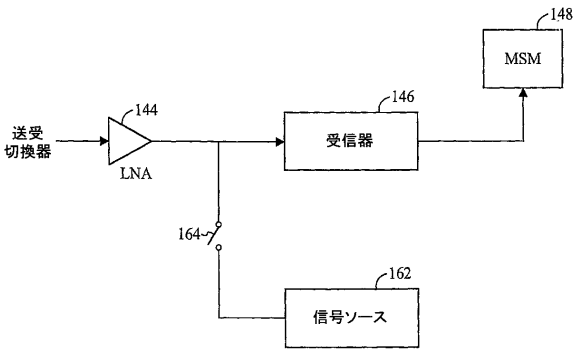
【図４】


128
Vcc
I4
IDAC-N
IDAC2
I2b
I3b
IB
Vbias
IA
I3a
I2a
IDAC-P
IDAC1
outn
Io1
Io2B
Io1B
ILF2
Io1A
Io2
outp
Io2A
ILF1
gm
126
Vref

【図５】


148
MSM
150
送信器
146
受信器
156
158
160
PA
152
144
LNA
142
送受切換器
140

【図６】


148
MSM
144
送受
切換器
LNA
146
受信器
164
162
信号ソース

フロントページの続き

(74)代理人 100084618
弁理士 村松 貞男
(74)代理人 100092196
弁理士 橋本 良郎
(72)発明者 シャー、ピーター・ジバン
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 ９２１０４、サン・ディエゴ、アラバマ・ストリート ３５４８

審査官 佐藤 敬介

(56)参考文献 特表２０００－５１５３４２（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
H04B 1/16