República Federativa do Brasil
Ministério do Desenvolvimento, Indústria e do Comércio Exterior
Instituto Nacional da Propriedade Industrial.

(21) **PI 0318785-3 A2**

BRPI0318785A2

(22) Data de Depósito: 03/02/2003
(43) Data da Publicação: 09/10/2012
(RPI 2179)

(51) Int.Cl.:
H04B 1/12
H04B 17/00

(54) Título: CALIBRAÇÃO PARA REDUÇÃO DE DISTORÇÃO

(30) Prioridade Unionista: 01/02/2002 US 10/066,115

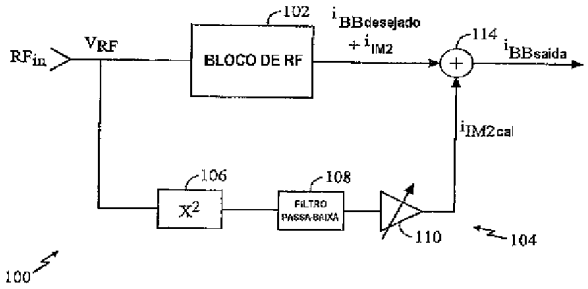
(73) Titular(es): Qualcomm Incorporated

(72) Inventor(es): Peter Jivan Shah

(86) Pedido Internacional: PCT US03003429 de 03/02/2003

(87) Publicação Internacional: WO 2003/065602de 07/08/2003

(57) Resumo: São descritas técnicas para compensar a distorção de segunda ordem em um dispositivo de comunicação sem fio. Em uma arquitetura de frequência intermediária (IF) zero ou IP baixo, a distorção IM2 gerada pelo misturador (20) resulta em níveis de distorção indesejáveis no sinal desaida de banda base. Um circuito de compensação (104) provê uma medida da corrente de distorção IM2 independente do percurso da radio frequência (RE) para gerar uma corrente de calibração de IM2. A corrente de calibração de IM2 é combinada com o sinal de saída de banda base para desta forma eliminar as correntes IM2 geradas dentro do percurso de RF. Em uma modalidade, a calibração é provida na fábrica durante a testagem final. Na modalidade alternativa, os circuitos adicionais (156 e 158) pode ser acrescentados ao dispositivo de comunicação sem fio para prover um percurso entre o transmissor (150) e o receptor (146) . O sinal de transmissor é provido ao receptor para permitir calibração automática da unidade. Uma fonte de sinal interna (162) pode ser utilizada em lugar do transmissor (150). A auto-calibração pode ser executada para eliminar a distorção IM2 ou permitir otimização do circuito para minimizar outras formas de distorção ou interferência.



CALIBRAÇÃO PARA REDUÇÃO DE DISTORÇÃO.

Pedido Dividido do PI 0307370-0 depositado em 03/02/2003

HISTÓRICO

Campo

A presente invenção está de modo geral relacionada a dispositivos de comunicação sem fio, e, mais especificamente, a um sistema e método para um circuito de calibração para redução de distorção em um dispositivo de comunicação sem fio.

Descrição da Técnica Relacionada

Os sistemas de comunicação sem fio estão se proliferando cada vez mais como provedores de serviços que somam características adicionais e capacidades técnicas. Um grande número de provedores de serviço ocupa agora uma porção relativamente limitada do espectro de radiofreqüência. Devido a este aglomerado, é comum a interferência aumentada entre sistemas de comunicação sem fio. Como exemplo, os sistemas de comunicação sem fio a partir de dois provedores de serviço diferentes podem ocupar porções adjacentes do espectro. Nesta situação, a interferência pode ser provável.

Um exemplo de tal interferência ocorre em um sistema sem fio de acesso múltiplo por divisão de código (CDMA - Code Division Multiple Access). Em uma modalidade, um sistema CDMA ocupa uma porção do espectro de freqüência adjacente a uma porção do espectro de freqüência alocado a um sistema de telefonia celular convencional, às vezes designado como um sistema telefônico móvel avançado (AMPS - Advanced Mobile Phone System).

As unidades CDMA convencionais tentam eliminar sinais indesejáveis mediante soma de filtros seguindo o estágio de misturador. A Figura 1 ilustra uma implementação

conhecida de um sistema direto para banda base ou sistema sem fio de IF baixo 10 no qual um estágio de radiofreqüência (RF - Radio Frequency) 12 é acoplado a uma antena 14. A saída do estágio de RF 12 é acoplada a um amplificador 16, que amplifica os sinais de radiofreqüência . Deve ser notado que o estágio de RF 12 e o amplificador 16 podem incluir componentes convencionais tais como amplificadores, filtros e outros. A operação destes estágios é bem conhecida e não precisa ser descrita em maiores detalhes neste relatório.

A saída do amplificador 16 é acoplada a um separador (splitter) 18 que separa o sinal processado em dois sinais idênticos para processamento adicional por um misturador 20. O separador 18 pode ser um circuito eletrônico ou, em sua forma mais simples, apenas uma conexão cabeada. O misturador 20 compreende primeiro e segundo núcleos de misturador 22 e 24, respectivamente. Os misturadores 22 e 24 são idênticos em natureza, mas recebem diferentes sinais de oscilador local. O núcleo de misturador 22 recebe um sinal de oscilador local, designado LOI, enquanto o núcleo de misturador 24 recebe um sinal de oscilador local, designado como LOQ. Os sinais de oscilador local estão 90° fora de fase com respeito um ao outro, formando assim um núcleo de misturador em quadratura. A saída do misturador 20 é acoplada ao estágio de filtro de rejeição de interferência (jammer rejection filter) 26. Especificamente, a saída do núcleo de misturador 22 é acoplada a uma filtro de rejeição de interferência 28 enquanto a saída do núcleo de misturador 24 é acoplada a uma filtro para rejeição de interferência 30. A operação dos filtros de rejeição de interferência 28 e 30 é idêntica com exceção da relação de fase em quadratura de sinais a partir do misturador 20. A saída dos filtros de rejeição de interferência 28 e 30 são os sinais de saída em quadratura $I_{SAÍDA}$ e $Q_{SAÍDA}$, respectivamente.

Os filtros de rejeição de interferência 28 e 30 são projetados para remover sinais indesejáveis, tais como sinais provenientes de transmissores que operam em freqüências próximas à freqüência de operação do sistema 10. Assim, os filtros de rejeição de interferência 28 e 30 são projetados para remover sinais "fora de banda". Em operação, os filtros de rejeição de interferência 28 e 30 podem ser filtros passa-baixa, filtros passa-banda, ou filtros complexos (por exemplo, um único filtro com duas entradas e duas saídas), dependendo da implementação do sistema 10. As operações dos filtros de rejeição de interferência 28 e 30 são bem conhecidos na área e não precisam ser descritos neste relatório em maiores detalhes. Enquanto os filtros de rejeição de interferência 28 e 30 podem minimizar os efeitos de sinais fora de banda, existem outras formas de interferência para as quais os filtros de rejeição de interferência são ineficazes.

Como exemplo, os produtos de distorção criados pelo misturador 20 podem resultar em interferência que pode não ser removida pelos filtros de rejeição de interferência 28 e 30. Caso alguém considere uma única unidade sem fio CDMA, a esta unidade é designada uma radiofreqüência específica ou canal no espectro de freqüência. Caso um sistema AMPS esteja operando em múltiplos canais espaçados um do outro por uma freqüência $\Delta\omega_j$, a distorção de segunda ordem proveniente do misturador 20 criará uma componente em uma freqüência $\Delta\omega_j$ no sinal de saída. Deve ser notado que a distorção de segunda ordem proveniente do misturador 20 criará componentes de sinais na soma e diferença das duas freqüências de interferência (jammer frequencies). Porém, o sinal resultante a partir da soma das freqüências de interferência está bem além da freqüência operacional do dispositivo sem fio e assim não causa interferência. Porém, o sinal diferencial, aqui designado como $\Delta\omega_j$, pode bem

estar dentro do canal desejado e assim causar interferência significativa com o sinal desejado.

Nesta circunstância, os sinais AMPS são considerados sinais de interferência (jammer signals) uma vez que eles criam interferência e então interferem (jam) o sinal CDMA desejável. Embora o presente exemplo refira-se a sinais AMPS como sinais de interferência, os versados na técnica apreciarão que quaisquer outras fontes de radiofreqüência espaçada em uma freqüência de $\Delta\omega_j$ um do outro, pode ser considerado um interferidor (jammer).

Caso este sinal de distorção de segunda ordem esteja dentro da largura de banda de canal, os filtros de rejeição de interferência 28 e 30 serão ineficazes e a interferência resultante poderá causar uma perda inaceitável de relação portadora/ruído. Deve ser notado que esta interferência pode ocorrer independentemente das freqüências absolutas dos sinais de interferência. Apenas a separação de freqüência é importante se os resultados de distorção de segunda ordem na introdução de um sinal indesejável dentro da largura de banda de canal da unidade CDMA.

Existem padrões industriais que especificam o nível de distorção de maior ordem que é permitido nos sistemas de comunicação sem fio. Uma técnica de medição comum utilizada para medir a linearidade é designada como um ponto de interceptação de entrada referenciada (IIP - Input-referenced Intercept Point). A distorção de segunda ordem, designada como IIP2, indica o ponto de interceptação no qual a potência de saída no sinal de segunda ordem intercepta o sinal de primeira ordem. Como é conhecido na técnica, a resposta de primeira ordem ou primária pode ser traçada em um gráfico como a potência de saída ($P_{SAÍDA}$) versus a potência de entrada ($P_{ENTRADA}$). Em um sistema linear, a resposta de primeira ordem é linear. Isto é, a

resposta de potência de primeira ordem possui um gradiente (slop) 1:1 em um gráfico log-log. A potência de um produto de distorção de segunda ordem segue um gradiente 2:1 em um gráfico log-log. Sucede-se que a extrapolação da curva de segunda ordem interceptará a extrapolação do gráfico fundamental ou linear. Aquele ponto de interceptação é designado como IIP2. É desejável que o número IIP2 seja tão grande quanto possível. As especificações e padrões industriais para os valores de IIP2 podem variar de um sistema de comunicação sem fio para outro e podem mudar com o passar do tempo. O valor específico para IIP2 não precisa ser discutido aqui.

Deve ser notado que a distorção de segunda ordem discutida neste relatório é um problema mais sério que utiliza a arquitetura de conversão descendente (down-conversion) direta ilustrada na Figura 1. Em um receptor super-heteródino convencional, o estágio de RF 12 é acoplado a um estágio de freqüência intermediária (IF - Intermediate Frequency) (não mostrado). O estágio de IF inclui filtros passa-banda que removem prontamente os produtos de distorção de baixa freqüência. Assim, a distorção de segunda ordem não é um problema sério com um receptor super-heteródino. Por conseguinte, a especificação IIP2 para um receptor super-heteródino de modo geral não é difícil atingir. Porém, com o receptor de conversão descendente direto, tal como ilustrado na Figura 1, qualquer filtragem devem ser realizada na freqüência de banda base. Como os produtos de distorção de segunda ordem na separação de freqüência, $\Delta\omega_J$, independentemente da freqüência absoluta dos interferidores, as exigências de IIP2 são tipicamente muito altas para uma arquitetura de receptor de conversão direta. A exigência de IIP2 é freqüentemente o único parâmetro mais difícil para atingir

em uma arquitetura de receptor de conversão descendente direta.

Como observado acima, a distorção de segunda ordem é freqüentemente um resultado de não linearidades no misturador 20. Existem diversos fatores que conduzem ao desequilíbrio no misturador 20, tais como a falta de coincidências (mismatches) de dispositivo (por exemplo, falta de coincidências nos núcleos de misturador 22 e 24), a impedância dos osciladores locais e a falta de coincidência de impedância. Adicionalmente, fatores tais como o ciclo ocupado (duty cycle) do oscilador local também possuem uma forte influência na distorção de segunda ordem. Assim, os componentes de circuito individuais e a combinação única de componentes de circuito selecionados para um dispositivo de comunicação sem fio específico resultam em imprevisibilidade no valor de IIP2 para qualquer unidade determinada. Assim, a calibração de unidades individuais pode ser exigida para atingir a especificação IIP2.

Portanto, poderá ser apreciado que há uma demanda significativa por um sistema e método para comunicação sem fio que reduza os produtos de distorção indesejáveis a um nível aceitável. A presente invenção provê esta e outras vantagens como ficará aparente a partir da descrição detalhada e figuras anexas.

RESUMO

As novas técnicas são descritas para calibração para redução de distorção. Em uma modalidade exemplar, um circuito para redução de distorção para utilização em um dispositivo de comunicação sem fio possui uma receptor de radiofreqüência (RF) e compreende um estágio de ganho que possui uma entrada acoplada ao receptor e uma saída com o estágio de ganho que controla uma amplitude de um sinal de saída relacionado a uma resposta não linear de segunda

ordem dentro do receptor. Um circuito de acoplamento de saída acopla a saída de estágio de ganho ao receptor.

Em uma modalidade, o controle de amplitude de estágio de ganho está baseado na amplitude da resposta não linear de segunda ordem dentro do receptor. O sinal, relacionado à resposta não linear de segunda ordem dentro do receptor, pode ser gerado inerentemente pelos circuitos dentro do receptor ou, pode ser gerado por um circuito elevador ao quadrado acoplado ao receptor.

Quando implementado com um receptor de RF gerando um sinal de saída convertido descendentemente, o circuito de acoplamento de saída poderá compreender um somador que possui primeira e segunda entradas com a primeira entrada configurada para receber o sinal de saída a partir do receptor e a segunda entrada configurada para receber o sinal de saída de estágio de ganho. O estágio de ganho pode gerar uma corrente de saída relacionada à resposta não linear de segunda ordem dentro do receptor. O circuito de acoplamento de saída pode ser uma conexão direta ao sinal de saída convertido descendentemente do receptor.

Em uma modalidade, o circuito é para utilização em uma calibração de fator em que o receptor gera um sinal de saída convertido descendentemente e é configurado para receber um sinal de entrada externo para permitir o ajuste do estágio de ganho para assim minimizar a resposta não linear de segunda ordem do sinal de saída de receptor.

Em outra modalidade, um circuito de calibração automático pode ser utilizado com o dispositivo de comunicação sem fio em que uma fonte de sinal gera um sinal de teste e um comutador é ativado seletivamente para acoplar a fonte de sinal a um terminal de entrada de receptor para acoplar o sinal de teste ao terminal de entrada de receptor e assim permitir ajustes para a redução de distorção no receptor.

O circuito de comutação pode ser ativado seletivamente em um modo de auto-calibração ou ativado em momentos predeterminados.

Em uma modalidade, a fonte de sinal compreende um gerador de sinais interno. O gerador de sinais interno pode gerar o sinal de teste possuindo múltiplas componentes de freqüência possuindo um espaçamento espectral predeterminado. Em outra modalidade, o dispositivo de comunicação sem fio inclui um transmissor de RF e o circuito pode compreender adicionalmente um controle de transmissor para controlar um sinal de entrada para o transmissor e ativado seletivamente durante o processo de auto-calibração para gerar o sinal de teste. Em uma modalidade, o circuito pode incluir adicionalmente um atenuador acoplado a um terminal de saída de transmissor para gerar um sinal de saída atenuado como o sinal de teste.

BREVE DESCRIÇÃO DOS DESENHOS

A Figura 1 é um diagrama de blocos funcional de um receptor de comunicação sem fio convencional.

A Figura 2 é um diagrama de blocos funcional de uma implementação genérica da presente invenção.

A Figura 3 é um diagrama de blocos funcional de um misturador de receptor que ilustra uma implementação da presente invenção.

A Figura 4 é um diagrama esquemático que ilustra uma possível implementação da presente invenção.

A Figura 5 é um diagrama de blocos funcional de uma implementação alternativa da presente invenção.

A Figura 6 é um diagrama de blocos funcional de outra implementação alternativa da presente invenção.

DESCRIÇÃO DETALHADA

A presente invenção está direcionada a um circuito de calibração e método que simplificam o processo de calibração para dispositivos de comunicação sem fio individuais. O termo "dispositivo de comunicação sem fio" inclui, mas não é limitado a, telefones celulares, dispositivos de sistema de comunicação pessoal (PCS - Personal Communication System), telefones de rádio, unidades móveis, estações base, receptores de satélite e outros. Em uma modalidade, o circuito de calibração é utilizado na montagem para compensar as variações nos componentes. Em uma modalidade alternativa, também descrita neste relatório, um circuito de calibração no local (onboard) pode ser utilizado para compensar pela falta de coincidência de componente devido ao envelhecimento do circuito ou outras mudanças em parâmetros operacionais de circuito.

O desempenho de IIP2 apresenta um maior desafio em conversores de subida de conversão direta. Os valores exigidos de IIP2 normalmente são muito altos e o desempenho real tende a ser difícil de predizer porque é determinado quase exclusivamente por fenômenos estatísticos. Isto é, a falta de coincidência de componente tende a ser um fenômeno estatístico. Mesmo os tão mencionados componentes "coincididos" ("matched") em um circuito integrado estão sujeitos a variações nas características operacionais devido às variações de processamento de um circuito integrado. De modo similar, os componentes externos também estão sujeitos a variação que é imprevisível e não pode ser considerada prontamente para o projeto de um circuito de radiofreqüência (RF).

Existem algumas técnicas conhecidas para suprimir a distorção IIP2, mas estes processos tendem a ser complicados ou introduzem novos sinais espúrios (isto é,

componentes de freqüência indesejáveis) e requerem uma mudança no plano de freqüência (isto é, realocação do espectro de freqüência). Adicionalmente, estas técnicas conhecidas interferem com o percurso de RF e degradarão outros parâmetros de RF tal como a figura de ruído e IIP3. Como resultado, estes circuitos conhecidos conduzem a circuitos mais complicados, custo aumentado e desempenho reduzido.

Por outro lado, a presente invenção utiliza uma técnica de alimentação direta, que confia em uma calibração realizada uma só vez ao nível de telefone. Os circuitos da presente invenção são projetados tal que não interfiram com o percurso de RF e o percurso de RF pode consequentemente ser otimizado para outros parâmetros de desempenho de RF (por exemplo, figura de ruído e IIP3), independentemente de IIP2. Todos os trabalhos de calibração em freqüências banda base que facilitam o projeto e layout e permitem menor consumo de potência.

Como discutido previamente, a distorção não linear de segunda ordem é um problema significativo em arquiteturas de receptor de conversão direta (isto é, arquiteturas de IF zero ou IF baixo). Enquanto arquiteturas de receptor heteródinas também geram distorção de Segunda ordem, outras técnicas convencionais podem ser utilizadas para reduzir a distorção não linear indesejável. Como exemplo, uma seleção cuidadosa da freqüência de IF seguida por filtragem IF pode reduzir tipicamente a distorção não linear de segunda ordem a um nível aceitável em receptores heteródinos. Enquanto a discussão neste relatório utiliza exemplos de IF baixo ou IF zero, os princípios da presente invenção podem ser aplicados a outras arquiteturas de receptor, incluindo receptores heteródinos.

Adicionalmente, a descrição apresentada neste relatório pode referir-se a um sinal de banda base, resultando de uma mistura IF baixa ou IF zero. Porém os

princípios da presente invenção aplicam-se de modo geral a um sinal convertido descendentemente que é gerado por um misturador. Portanto, a presente invenção não está limitada pela arquitetura de receptor, mas pode de modo geral ser aplicada a qualquer sinal convertido descendentemente que possua uma distorção não linear de segunda ordem.

A presente invenção está englobada em um sistema 100, onde é mostrado em uma forma exemplar no diagrama de blocos funcional da Figura 2. O sistema 100 processa um sinal $RF_{ENTRADA}$, que é ilustrado na Figura 2 na forma de uma tensão (V_{RF}). O sinal $RF_{ENTRADA}$ é processado por um bloco RF convencional 102. O bloco RF pode incluir amplificadores, filtros entre outros. Adicionalmente, o bloco RF inclui tipicamente um misturador, tal como o misturador 20 ilustrado na Figura 1 para converter o sinal de RF para um sinal de banda base. Conforme ilustrado na Figura 2, o sinal de banda base compreende componentes que são identificados como $i_{BBdesejados} + i_{M2}$. É pretendido que seja representado o sinal de banda base desejado combinado com o sinal indesejável resultante da distorção de segunda ordem dentro do bloco de RF 102.

O sistema 100 também inclui uma desvio de compensação 104, que compreende um circuito elevador ao quadrado 106, filtro passa-baixa 108 e amplificador de ganho variável (VGA - Variable Gain Amplifier) 110. O circuito elevador ao quadrado 106 provê uma versão elevada ao quadrado da tensão V_{RF}. Como os versados na técnica apreciarão, o circuito elevador ao quadrado produz diversos harmônicos indesejáveis em múltiplas freqüências. O filtro passa-baixa 108 é projetado para eliminar as freqüências indesejáveis de forma que a desvio de compensação 104 não produza interferência indesejável. O VGA 110 é utilizado para atenuar ou amplificar um sinal de compensação identificado na Figura 2 como i_{IM2cal}. O sinal de compensação

i_{IM2cal} é combinado com a saída do bloco de RF por um somador 114. A saída do somador 114 é o sinal desejado $i_{BBsaída}$. Caso a corrente de compensação i_{IM2cal} seja igual ao componente de sinal indesejável i_{M2}, o sinal de saída $i_{BBsaída}$ será igual ao sinal desejado $i_{BBdesejado}$.

Como ilustrado na Figura 2, o esquema de calibração IM2 confia no cancelamento da corrente de saída IM2 gerada pelo bloco de RF 102 com uma corrente IM2 programável obtida a partir de outra fonte. No presente exemplo, a corrente de compensação programável é obtida diretamente a partir do sinal de RF, mas não interage com o percurso de RF no bloco de RF 102. Assim, a vantagem desta técnica é que não interfere com o percurso de RF. Consequentemente, a introdução de calibração IM2 não degradará outros parâmetros de RF tal como ganho, figura de ruído e IIP3.

Para cancelamento adequado do sinal indesejável pelo somador 114, as duas correntes IM2 (isto é, i_{IM2} e i_{IM2cal}) devem estar em fase ou 180 graus fora de fase. Devido ao mecanismo de geração de IM2, é esperado que este seja o caso e será obtido abaixo. Como observado acima, o bloco de RF 102 contém componentes convencionais, tal como o misturador 20 (ver Figura 1). A corrente IM2 gerada pelo misturador 20 pode ser expressa na forma:

$$i_{IM2mist}(t) = a_{2mist} \cdot V_{RF}(t)^2 \qquad (1)$$

Ao expressar V_{RF} na forma polar e levando em conta que deve ser atenuado por algum fator α_{mist} e deslocado em fase por alguma fase φ_{mist} pelo circuito misturador, é obtido:

$$i_{IM2mist}(t) = a_{2mist} \cdot (\alpha_{mist} \cdot A(t) \cos(\omega_{RF} \cdot t + \varphi(t) + \varphi_{mist}))^2 \qquad (2)$$

e ao expandir-se esta equação obtém-se:

$$i_{IM2mist}(t) = \frac{1}{2} \cdot a_{2mist} \cdot \alpha_{mist}{}^2 \cdot A(t)^2 \, (1+\cos(2\omega_{RF} \cdot t + 2\phi(t) + \phi_{mist})) \quad (3)$$

Uma porção do sinal representada pela equação (3) é dependente em um valor $2\omega_{RF}$. Esta porção da equação (3) é de pouca importância nesta análise uma vez que a freqüência é muito alta e será filtrada utilizando técnicas convencionais. Porém, a parte de baixa freqüência poderia estar dentro do canal de banda base desejado. Assim o produto IM2 de interesse a partir da equação (3) é:

$$i_{IM2mistBF}(t) = \frac{1}{2} \cdot a_{2mist} \cdot a_{mist}{}^2 \cdot A(t)^2 \quad (4)$$

De modo similar, a corrente de compensação IM2 gerada na saída do VGA 110 na Figura 2 é dada por

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

em que a_{cal} é um fator de escalonamento programável. O cancelamento de IM2 pelo somador 114 é atingido quando

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

Assim, o cancelamento de IM2 deve ser possível independentemente do deslocamento de fase de RF ϕ_{mist} pelo misturador.

Em uma implementação típica do bloco de RF 102, os núcleos de misturador são os contribuintes IM2 principais. Então, para melhorar o seguimento (tracking) entre a fonte IM2 (isto é, o núcleo de misturador) e o sinal de calibração IM2, é desejável obter o sinal de calibração IM2 a partir dos próprios núcleos de misturador. Isto é felizmente livre de ambigüidade, porque os nós de emissor do núcleo de misturador apresentam uma forte não linearidade de segunda ordem. Conceptualmente, o circuito de calibração IM2 pode ser implementado conforme mostrado

no diagrama de blocos funcional da Figura 3. Com o fim de obter maior clareza, a Figura 3 ilustra apenas um único núcleo de misturador (isto é, o misturador I ou o núcleo de misturador Q). Os versados na técnica reconhecerão que um núcleo de misturador adicional e um circuito de calibração são implementados de acordo com a descrição provida neste relatório. Também deve ser observado que o diagrama de blocos funcional simplificado da Figura 2 representa um sistema com terminação única enquanto o diagrama de blocos funcional da Figura 3 é uma implementação diferencial com entradas diferenciais e saídas diferenciais. Os versados na técnica reconhecerão os princípios da presente invenção podem ser aplicados a sistemas com terminação única ou diferenciais.

O bloco de RF 102 compreende um transcondutor 120, que recebe o sinal de entrada de $RF_{entrada}$ na forma de uma tensão diferencial e gera sinais de saída diferenciais que são acoplados às entradas de um núcleo de misturador 122 através de uma combinação em série de um resistor R e um capacitor C. A saída do transcondutor 120 ilustrada nas linhas pontilhadas é inserida em outro núcleo de misturador (não mostrado). O resistor R e o capacitor C servem como divisores de corrente para prover corrente ao núcleo de misturador 122 e ao outro misturador (não mostrado). As correntes de entrada para o núcleo de misturador 122 são identificados na Figura 3 como I_{RF1} e I_{RF2}, respectivamente. Deve ser notado que o circuito RC em série não é essencial à operação bem sucedida da presente invenção. Preferencialmente, o circuito RC é somente uma implementação do separador 18 (ver a Figura 1). A presente invenção não está limitada pela implementação específica do separador 18. O núcleo de misturador 122 também recebe um oscilador local (LO) diferencial como uma entrada e gera um sinal de saída de banda base diferencial (saída BB).

O núcleo de misturador 122 é mostrado na Figura 3 utilizando símbolos convencionais para o diagrama esquemático. O núcleo de misturador pode ser implementado por um circuito transistor mostrado ao fim da Figura 3 utilizando transistores acoplados de forma cruzada em uma configuração conhecida para um misturador diferencial. Os emissores dos diversos transistores na Figura 3 são acoplados em conjunto para formar primeiro e segundo nós de entrada que recebem o sinal de RF. Os nós de entrada são polarizados por fontes de corrente de polarização I_B de uma maneira conhecida. Em uma modalidade alternativa, o transcondutor 120 pode prover corrente de polarização suficiente que habilite assim a eliminação das fontes de corrente de polarização I_B.

O arranjo de transistor do núcleo de misturador 122 ilustrado na Figura 3 compreende primeiro e segundo pares de transistores cujos emissores são acoplados em conjunto para formar os nós de entrada do núcleo de misturador 122. Os nós de entrada do núcleo de misturador 122 são conduzidos (driven) pelas correntes I_{RFI} e I_{RF2}, respectivamente. As tensões V_{E1} e V_{E2}, respectivamente, também são ilustradas nos nós de entrada do núcleo de misturador 122 na Figura 3. Como os versados na técnica poderão apreciar, a operação de não linearidade dos transistores resulta em uma não linearidade de segunda ordem do sinal de entrada que está presente nos nós de entrada do núcleo de misturador 122. Este componente não linear é representado pelas tensões V_{E1} e V_{E2} nos nós de entrada do núcleo de misturador 122. Na modalidade ilustrada na Figura 3, não há nenhuma necessidade de um circuito elevador ao quadrado externo, tal como o circuito elevador ao quadrado 106 ilustrado na Figura 2. Preferencialmente, o sistema 100 confia no sinal não linear de segunda ordem gerado inerentemente dentro do núcleo de misturador 122. As correntes I_{RF1} e I_{RF2} podem ser pensadas

como entradas de um circuito elevador ao quadrado (por exemplo, o circuito elevador ao quadrado 106 da Figura 2) enquanto as tensões V_{E1} e V_{E2} podem ser considerados como as saídas do circuito elevador ao quadrado. A vantagem da implementação na Figura 3 é que a função elevadora ao quadrado é um subproduto inerente do núcleo de misturador 122 e não requer nenhum circuito adicional (por exemplo, o circuito elevador ao quadrado 106) para gerar o termo elevador ao quadrado utilizado pela desvio de compensação 104. Uma vantagem adicional da implementação ilustrada na Figura 3 é que o sinal elevado ao quadrado é gerado pelo próprio núcleo de misturador 122, que também é a fonte da não linearidade dentro do núcleo de misturador que resulta no sinal IM2 indesejável (representado na Figura 2 como i_{IM2}). Assim, a corrente de compensação gerada pela desvio de compensação 104 na Figura 3 segue vantajosamente o sinal não linear gerado dentro do núcleo de misturador 122. Outros componentes dentro do bloco de RF 102 também podem servir como a fonte do sinal não linear de segunda ordem. Como exemplo, o transcondutor 120 pode gerar o sinal não linear de segunda ordem.

A Figura 3 também ilustra uma implementação da desvio de compensação 104. Os resistores de acoplamento acoplam as correntes de RF I_{RF1} e I_{RF2} para um estágio de ganho 126. A saída do estágio de ganho 126 é acoplada a um atenuador variável 128 que gera correntes de calibração $I_{IM2cal1}$ e $I_{IM2cal2}$.

A corrente de calibração pode ser escrita como:

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

que é da forma desejada.

É desejável utilizar o nó emissor do núcleo de misturador 122 como a fonte IM2 para a calibração porque, de um ponto de vista simplificado, a IM2 gerada pelos núcleos de misturador pode ser explicada como o sinal IM2

forte presente no nó emissor que escoa desigualmente para as duas saídas devido à falta de coincidência nos transistores utilizados para implementar o núcleo de misturador. Se nenhuma falta de coincidência estivesse presente, o núcleo de misturador não geraria nenhuma IM2 diferencial porque a IM2 emissora escoaria igualmente para ambos os lados. Assim, seria esperado que a IM2 de saída siga a IM2 emissora (isto é, a IM2 de saída seria dada como um fator de falta de coincidência vezes a IM2 emissora).

Na ausência de dependências de temperatura, a corrente de calibração caracterizada na equação (7) acima proveria uma corrente de correção adequada para eliminar a IM2 gerada pelos núcleos de misturador. Infelizmente, as simulações mostram que este fator de falta de coincidência é dependente da temperatura e a dependência depende do tipo de falta de coincidência (por exemplo, falta de coincidência de resistência de emissor fornece um perfil de temperatura diferente que a falta de coincidência de capacitância de base para emissor, etc.). Na prática, um tipo de falta de coincidência dominará tipicamente de forma que a dependência de temperatura possa ser repetida. Consequentemente, é desejável deixar que o fator α tenha uma dependência de temperatura programável. Assim, o termo α na equação (7) pode ser alterado para incluir a seguinte característica:

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

em que α_{cal} e β_{cal} são constantes programáveis, T é a temperatura e T_0 é a temperatura na qual a calibração é executada.

O esquemático abreviado da Figura 4 ilustra um circuito que implementa a função de calibração desejada. Utiliza um DAC conduzido por corrente para ajustar o fator

de calibração e as correntes I_A e I_B para ajustar a dependência de temperatura. O circuito trabalha como a seguir:

Em primeiro lugar, as várias correntes são reescritas em termos de I_A, I_B, I_{ref}, e I_{BF}:

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

$$I_{o1A} = \frac{1}{2} \cdot (1 + \alpha_o) \cdot I_{LF1} \qquad I_{o2A} = \frac{1}{2} \cdot (1 - \alpha_o) \cdot I_{BF1}$$

$$I_{o1B} = \frac{1}{2} \cdot (1 + \alpha_o) \cdot I_{LF2} \qquad I_{o2B} = \frac{1}{2} \cdot (1 - \alpha_o) \cdot I_{BF2}$$

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

Observando que $I_4 = 0{,}5 \cdot (I_B - I_A)$, é obtido adicionalmente:

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

e de modo similar:

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

Utilizando o princípio translinear no qual certos produtos de correntes podem ser igualados a outros produtos de correntes, é obtido:

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

e com as definições providas pelas equações (9) e as equações translineares (12):

$$(1 + \alpha_0) \cdot (1 - \alpha_2) = (1 - \alpha_0) \cdot (1 + \alpha_2)$$

e as equações (10) e (11) reduzem-se a:

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

a partir do qual é obtido:

$$\alpha_0 = \alpha_2$$

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

e assim:

$$\alpha_0 = \frac{I_A}{I_B}\alpha_{DAC}$$

Consequentemente, a corrente de compensação IM2 é dada como:

$$I_{01}-I_{02} = (I_{o1A}+I_{o2B}) - (I_{o2A}+I_{o1B}) = (I_{o2B}-I_{o1B}) - (I_{o2A}-I_{o1A}) = \alpha_0 \cdot (I_{BF1}-I_{BF2})$$

$$I_{o1} - I_{o2} = g_m \cdot v_E \cdot \alpha_{DAC} \cdot \frac{I_A}{I_B} \quad (15)$$

A variação de temperatura desejada pode ser implementada ao deixar que a corrente I_B seja uma corrente referenciada de distância de banda (bandgap-referenced); e a corrente I_A seja uma combinação de intervalo de banda e proporcional à temperatura absoluta (PTAT - Proportional To Absolute Temperature):

$$I_A = I_{BG} \cdot (1 - \beta_{cal}) + I_{PTAT} \cdot \beta_{cal}$$

$$I_B = \alpha_B \cdot I_{BG} \quad (16)$$

$$I_{PTAT}\ (T_0) = I_{BG}$$

Isto pode ser realizado muito facilmente utilizando espelhos de corrente e obtém-se a seguir as funções desejadas:

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

Deve ser observado que a forma da equação (17) é semelhante àquela da equação (8) acima. Assim, a Figura 4 provê uma implementação de circuito da desvio de compensação 104. Deve ser notado que o estágio de ganho 126 possui entradas diferenciais. Uma entrada é acoplada através de dois resistores, para as entradas de RF do núcleo de misturador 122 (ver Figura 3). Devido às correntes de comutação dos transistores no núcleo de misturador 122, o sinal provido à entrada do estágio de ganho através dos resistores contém ambos os componentes AC e DC. O sinal V_{ref} é provido como uma segunda entrada para o estágio de ganho 126. A tensão V_{ref} possui um valor equivalente ao componente DC do sinal provido a partir do núcleo de misturador 122. Isto cancela efetivamente o componente DC e permite que o estágio de ganho 126 amplifique apenas o sinal AC. A tensão V_{ref} pode ser gerada utilizando outro misturador sem entrada de RF e utilizando a mesma entrada de oscilador local (LO). Os transistores do misturador (não mostrados) são coincididos com os transistores do núcleo de misturador 122 tal que o sinal DC produzido pelo núcleo de misturador (não mostrado) coincida com o componente DC gerado pelo núcleo de misturador 122.

Devido à topologia de circuito, deve-se assegurar que $I_B > I_A$. A corrente I_B deve ser ajustada grande o bastante para assegurar esta condição. Isto é realizado através da taxa de espelho de corrente α_B descrita acima.

Como discutido anteriormente, a falta de coincidência de componente no núcleo de misturador 122 (ver Figura 3) é uma causa significativa de distorção de IM2. Outra causa de distorção de IM2 que deve ser considerada é o acoplamento de RF a LO dentro do núcleo de misturador 122. Devido à falta de coincidência nas capacitâncias de dispositivo etc., uma versão atenuada do sinal de RF pode ser acoplada à porta de LO. Este sinal será proporcional à

corrente $i_{RF}(t)$ de RF que chega e pode ser deslocado em fase por uma quantidade $\phi_{escoamento}$.

Na porta LO pode-se ter a seguir um componente de sinal da forma:

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

em que $I(t)$ e $\phi(t)$ são uma representação polar de $i_{RF}(t)$ (isto é, $i_{RF}(t) = I(t)\cos(\omega_{RF}t + \phi(t))$).

O núcleo de misturador 122 gerará um produto de mistura entre o sinal de RF na porta LO e a corrente de RF que entra. Assim é obtido um componente de sinal na saída de misturador como a seguir:

$$I_{saída_escoamento} = k_{mist}\ v_{RFLOescoamento}(t)\ i_{RF}(t) \quad (19)$$

em que k_{mist} é o ganho de conversão do núcleo de misturador. Ao expandir a expressão acima, obtém-se:

$$I_{saída_escoamento}(t)=k_{mist}\gamma_{escoamento}I(t)\cos(\omega_{RF}t+\phi(t)+\phi_{escoamento})\,I(t)\cos(\omega_{RF}t+\phi(t))$$
$$=\frac{1}{2}k_{mist}\gamma_{escoamento}I(t)^2\cos(\phi_{escoamento})+\cos(2\omega_{RF}t+2\phi(t)+\phi_{escoamento}))$$

(20)

Como com a análise prévia, a componente de alta freqüência da equação (20) é removida facilmente com técnicas de filtragem convencionais e não necessita de considerações adicionais. Porém, é necessário considerar a parte de baixa freqüência da equação (20), que pode ser representada como a seguir:

$$I_{saída_escoamentoBF}(t) = a_{escoamento}I(t)^2 \quad (21)$$

em que $a_{escoamento} = \frac{1}{2}k_{mist}\gamma_{escoamento}\cos(\phi_{escoamento})$.

Como é aparente, $a_{escoamento}$ é uma constante. Assim, a IM2 causada pelo escoamento de RF para LO também pode ser corrigido pelo método de calibração descrito. Porém, ainda é aconselhável evitar escoamento de RF para LO. Isto pode ser feito mais efetivamente ao assegurar baixa impedância

de fonte na porta de LO em freqüências de RF, (por exemplo, mediante utilização de seguidores de emissor para conduzir a porta LO de misturador).

Uma vez que a IM2 é estatística em natureza por causa da variação nos componentes e processos de fabricação, cada dispositivo de comunicação sem fio requererá valores de corrente de calibração únicos. Em uma implementação, a desvio de compensação 104 é ajustada como parte de um processo de montagem final em um teste de fábrica. O processo descrito acima provê correção suficiente para a corrente IM2 no dispositivo de comunicação sem fio.

Em uma modalidade alternativa, o dispositivo de comunicação sem fio pode incluir circuitos adicionais para prover auto-calibração auto-suficiente. O processo de auto-calibração pode ser executado automaticamente pelo dispositivo sem fio em intervalos regulares. Um circuito de auto-calibração é ilustrado no diagrama de blocos funcional da Figura 5. O diagrama de blocos funcional da Figura 5 compreende uma antena 140 e um duplexador 142. Os versados na técnica apreciarão que o duplexador 142 permite que uma antena comum seja utilizada tanto para transmissão, como para recepção de sinais de RF. A saída do duplexador 142 é acoplada a um amplificador de baixo ruído (LNA - Low Noise Amplifier) 144. A saída do LNA 144 é acoplada a um receptor 146. Os versados na técnica apreciarão que o receptor 146 descreve de modo geral todos os circuitos envolvidos com o processamento de sinais recebidos. Isto inclui o bloco de RF 102 e seus componentes associados.

A saída do receptor 146 é acoplada a um modem de estação móvel (MSM - Mobile Station Modem) 148. O MSM 148 representa de modo geral circuitos utilizados para processamento de sinais do sinal de banda base. O MSM também processa dados de banda base para transmissão. Consequentemente, o MSM 148 também é acoplado a um

transmissor 150. É pretendido que o transmissor 150 englobe todos os circuitos envolvidos na modulação de sinais de banda base para os sinais de RF apropriados. A saída do transmissor 150 é acoplada a um amplificador de potência (PA - Power Amplifier) 152. O PA 152 conduz a antena 140 através do duplexador 142 para transmitir os sinais de RF. A operação dos componentes de circuito, tal como o MSM 148 e o transmissor 150 é bem conhecida na técnica e não precisa ser descrita neste relatório em maiores detalhes. O receptor 146 também é um componente convencional com a exceção dos circuitos somados da desvio de compensação 104 (ver a Figura 2).

Devido ao fato de que o CDMA é um sistema duplex completo, o transmissor 150 pode estar ligado ao mesmo tempo que o receptor 146. A presente invenção tira proveito desta capacidade ao utilizar o transmissor 150 para gerar um sinal de teste no qual executar a calibração de IM2. A arquitetura simplificada ilustrada na Figura 5 tira proveito do fato de que a distorção de IM2 não depende das freqüências absolutas dos sinais, mas apenas de sua freqüência de separação. Com o PA 152 e o LNA 144 desligados, o transmissor 150 pode gerar um sinal que é roteado diretamente ao receptor 146 através de comutadores semicondutores 156 e 158. O sinal de saída proveniente do transmissor 150 é atenuado por um atenuador resistivo 160.

O receptor 146 processa o sinal recebido e a distorção IM2 causada pelos resultados de receptor no produto de distorção de banda base. O MSM 148 pode detectar e minimizar o produto de distorção mediante ajuste da calibração de IM2. Os versados na técnica reconhecerão que o circuito de calibração da Figura 5 pode ser utilizado com qualquer forma de circuito de compensação. Assim, o circuito de auto-calibração não é limitado às técnicas de compensação descritas acima. Como exemplo, o circuito de auto-calibração da Figura 5 poderia ser utilizado para

compensar a figura de ruído, ganho de circuito, linearidade, sinais IM3 bem como sinais IM2. Adicionalmente, o circuito de auto-calibração da Figura 5 pode ser utilizado para formas diferentes de compensação de IM2 diferentes do circuito descrito acima com relação às Figuras 2 a 4. Assim, a presente invenção não está limitada pela forma específica de circuito de compensação.

O sinal principal gerado pelo transmissor 150 cai longe dentro da banda de término do filtro de banda base (não mostrado) e não contribui portanto com qualquer potência na banda base. Consequentemente, a única potência detectada pelo MSM 148 é o produto de distorção IM2 e ruído de circuito. Assim, o MSM 148 pode executar a calibração de IM2 com base em uma simples medida de potência.

Em uma modalidade alternativa, ilustrada na Figura 6, uma fonte de sinal interno 162 dentro do receptor gera o sinal de teste desejado. Em uma modalidade exemplar, a fonte de sinal 162 gera um sinal possuindo pelo menos duas componentes de freqüência que são espaçadas por uma freqüência predeterminada. Como discutido previamente, o receptor sem fio pode ser sensível a sinais que são separados por uma freqüência $\Delta\omega j$.

A fonte de sinal 162 é acoplada à entrada do receptor 146 por um comutador 164. O comutador 164 é ativado apenas quando o sistema 100 é colocado em um modo de auto-calibração. A auto-calibração pode ser executada em tempos predeterminados, como quando a potência é primeiro aplicada ao dispositivo de comunicação sem fio. Alternativamente, a auto-calibração pode ser executada periodicamente em intervalos de tempo predeterminados.

Deve ser entendido que mesmo que as várias modalidades e vantagens da presente invenção tenham sido descritas na descrição precedente, a descrição anterior é apenas ilustrativa e podem ser realizadas mudanças nos

detalhes, ainda mantendo-se dentro dos amplos princípios da invenção. Portanto, a presente invenção deve ser limitada apenas pelas reivindicações anexas.

REIVINDICAÇÕES

1. Circuito de calibração automática para um dispositivo que possui um receptor, o circuito sendo caracterizado pelo fato de que compreende:

uma fonte de sinal para gerar um sinal de teste; e

um circuito de comutação ativado seletivamente para acoplar a fonte de sinal ao terminal de entrada do receptor quando ativado seletivamente para acoplar o sinal de teste ao terminal de entrada do receptor e assim permitir ajustes de redução de distorção no receptor.

2. Circuito, de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de que a fonte de sinal compreende um gerador de sinal interno.

3. Circuito, de acordo com a reivindicação 2, caracterizado pelo fato de que o gerador de sinal interno gera o sinal de teste possuindo múltiplos componentes de freqüência possuindo um espaçamento espectral predeterminado.

4. Circuito, de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de ser para utilização em um dispositivo de comunicação sem fio possuindo um transmissor, o circuito compreendendo adicionalmente um controle de transmissor para controlar um sinal de entrada ao transmissor, o controle de transmissor sendo ativado seletivamente durante um processo de auto-calibração para gerar o sinal de teste.

5. Circuito, de acordo com a reivindicação 4, caracterizado pelo fato de que compreende adicionalmente um atenuador acoplado a um terminal de saída de transmissor e assim gera um sinal de saída atenuado, o sinal de saída atenuado sendo o sinal de teste acoplado ao circuito de comutação.

6. Circuito de calibração automática para redução de distorção em um dispositivo de comunicação sem fio possuindo um receptor, o circuito sendo caracterizado pelo fato de que compreende:

uma fonte de sinal para gerar um sinal de teste; e

um circuito de comutação ativado seletivamente para acoplar a fonte de sinal ao terminal de entrada do receptor quando ativado seletivamente para acoplar o sinal de teste ao terminal de entrada do receptor e assim permitir ajustes de redução de distorção no receptor.

7. Circuito, de acordo com a reivindicação 6, caracterizado pelo fato de que a fonte de sinal compreende um gerador de sinal interno.

8. Circuito, de acordo com a reivindicação 6, caracterizado pelo fato de ser para utilização em um dispositivo de comunicação sem fio possuindo um transmissor, o circuito compreendendo adicionalmente um controle de transmissor para controlar um sinal de entrada para o transmissor, o controle de transmissor sendo ativado seletivamente durante um processo de auto-calibração para gerar o sinal de teste.

9. Circuito de calibração automática para redução de distorção em um dispositivo possuindo um receptor, o circuito sendo caracterizado pelo fato de que compreende:

meios de sinal para gerar um sinal de teste; e

meios de comutação para acoplar seletivamente o sinal de teste a um terminal de entrada de receptor quando ativado seletivamente para assim permitir ajustes de redução de distorção no receptor.

10. Circuito, de acordo com a reivindicação 9, caracterizado pelo fato de que os meios de sinal compreendem um gerador de sinal interno para gerar o sinal de teste.

11. Circuito, de acordo com a reivindicação 9, caracterizado pelo fato de ser para utilização em um dispositivo de comunicação sem fio possuindo um transmissor, o circuito compreendendo adicionalmente meios de controle, ativados seletivamente durante um processo de auto-calibração, para permitir ao transmissor gerar o sinal de teste.

12. Método para calibração automática para redução de distorção para um dispositivo possuindo um receptor, caracterizado pelo fato de que compreende as etapas de:

gerar um sinal de teste; e

acoplar seletivamente o sinal de teste a um terminal de entrada de receptor quando ativado seletivamente para assim permitir ajustes de redução de distorção no receptor.

13. Método, de acordo com a reivindicação 12, caracterizado pelo fato de que gerar o sinal de teste compreende gerar um sinal de teste possuindo múltiplos componentes de freqüência possuindo um espaçamento espectral predeterminado.

14. Método, de acordo com a reivindicação 12, caracterizado pelo fato de que gerar o sinal de teste compreende gerar o sinal de teste utilizando um gerador de sinal interno dentro do dispositivo de comunicação sem fio.

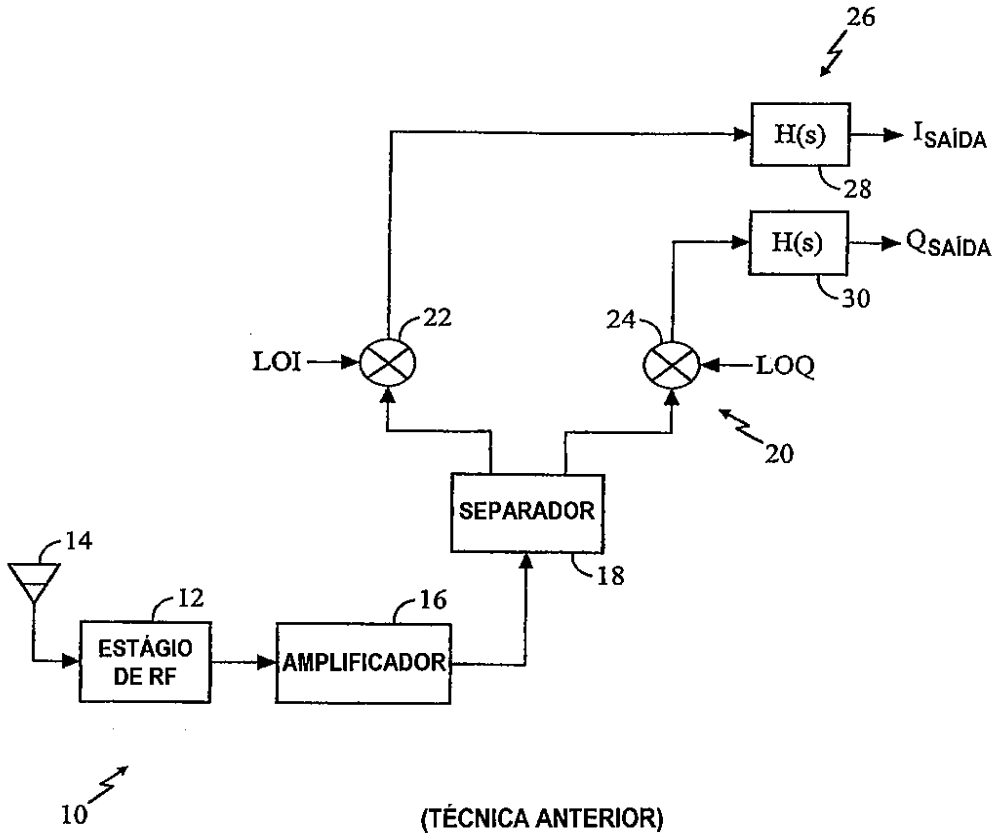
15. Método, de acordo com a reivindicação 12, caracterizado pelo fato de ser para utilização em um dispositivo de comunicação sem fio possuindo um transmissor de RF, o método compreendendo adicionalmente controlar um sinal de entrada para o transmissor durante um processo de auto-calibração para permitir ao transmissor gerar o sinal de teste.

16. Método para calibração automática para redução de distorção de um dispositivo de comunicação sem

fio possuindo um receptor, caracterizado pelo fato de que compreende as etapas de:

gerar um sinal de teste; e

acoplar seletivamente o sinal de teste a um terminal de entrada de receptor quando ativado seletivamente para assim permitir ajustes de redução de distorção no receptor.



(TÉCNICA ANTERIOR)

FIG. 1

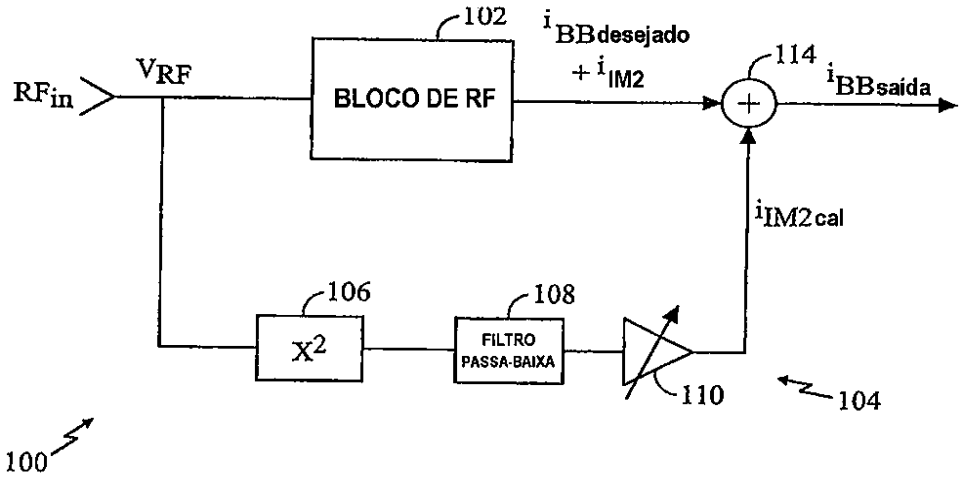

102
$i_{BBdesejado}$
$+ i_{IM2}$
114
$i_{BBsaída}$
RF_{in}
V_{RF}
BLOCO DE RF
i_{IM2cal}
106
108
X^2
FILTRO PASSA-BAIXA
110
104
100

FIG. 2

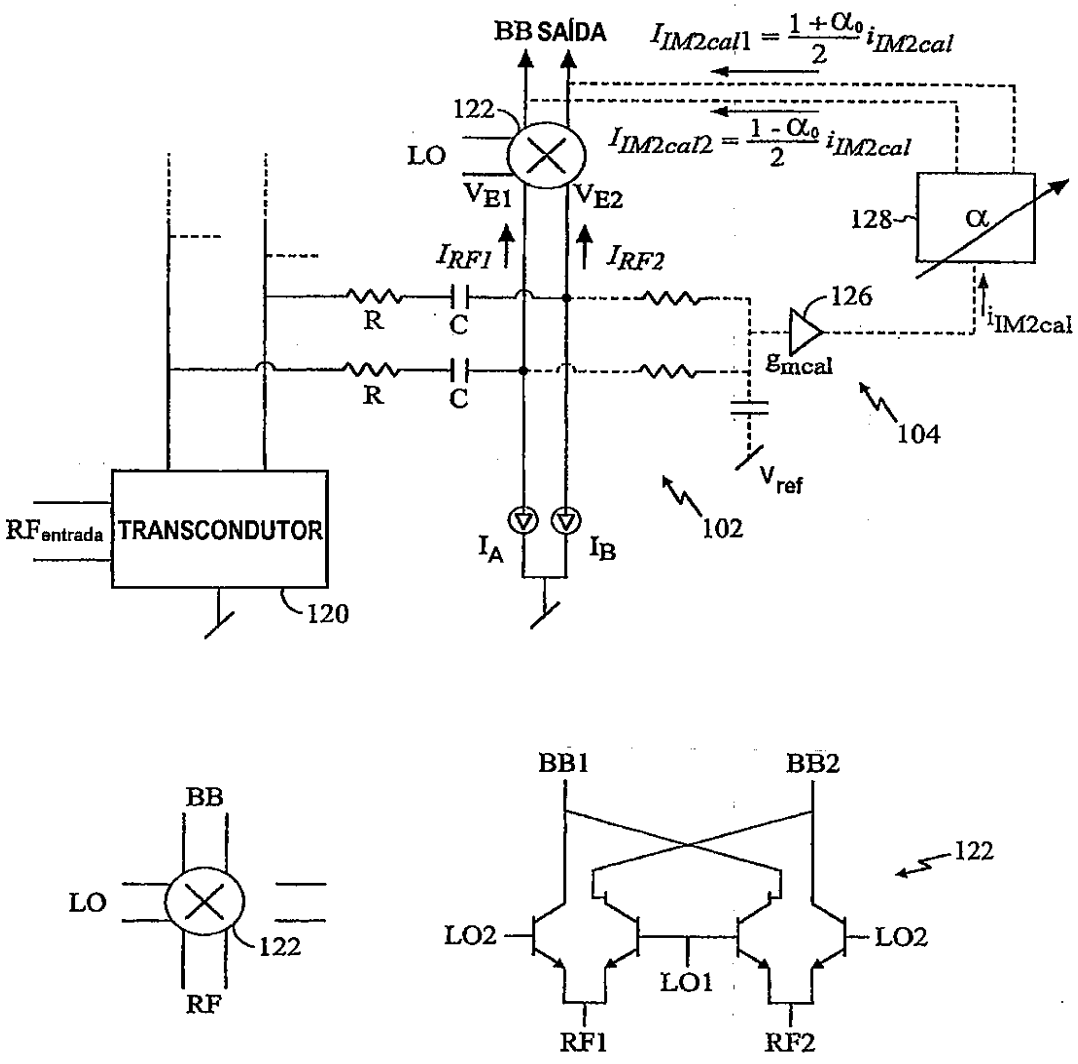

BB SAÍDA
$I_{IM2cal1} = \frac{1+\alpha_0}{2} i_{IM2cal}$
$I_{IM2cal2} = \frac{1-\alpha_0}{2} i_{IM2cal}$
122
LO
V_{E1}
V_{E2}
I_{RF1}
I_{RF2}
128
α
126
i_{IM2cal}
g_{mcal}
R
C
R
C
104
V_{ref}
102
$RF_{entrada}$
TRANSCONDUTOR
120
I_A
I_B
BB
LO
122
RF
BB1
BB2
122
LO2
LO1
LO2
RF1
RF2

FIG. 3

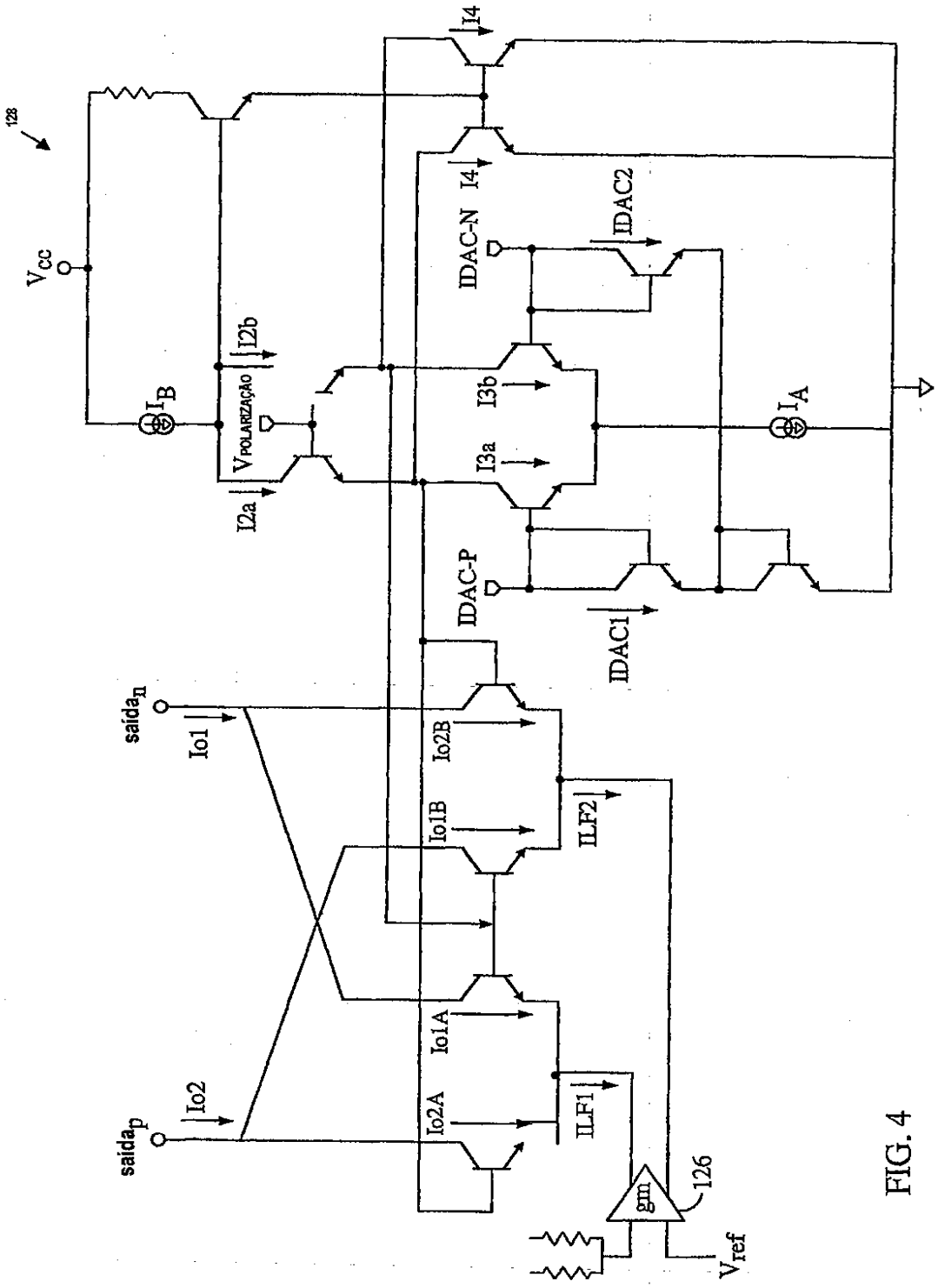

128
Vcc
I4
I4
IDAC-N
IDAC2
I2b
IB
VPOLARIZAÇÃO
I3b
I3a
IA
I2a
IDAC-P
IDAC1
saídan
Io1
Io2B
Io1B
ILF2
Io1A
Io2
saídap
Io2A
ILF1
gm
126
Vref

FIG. 4

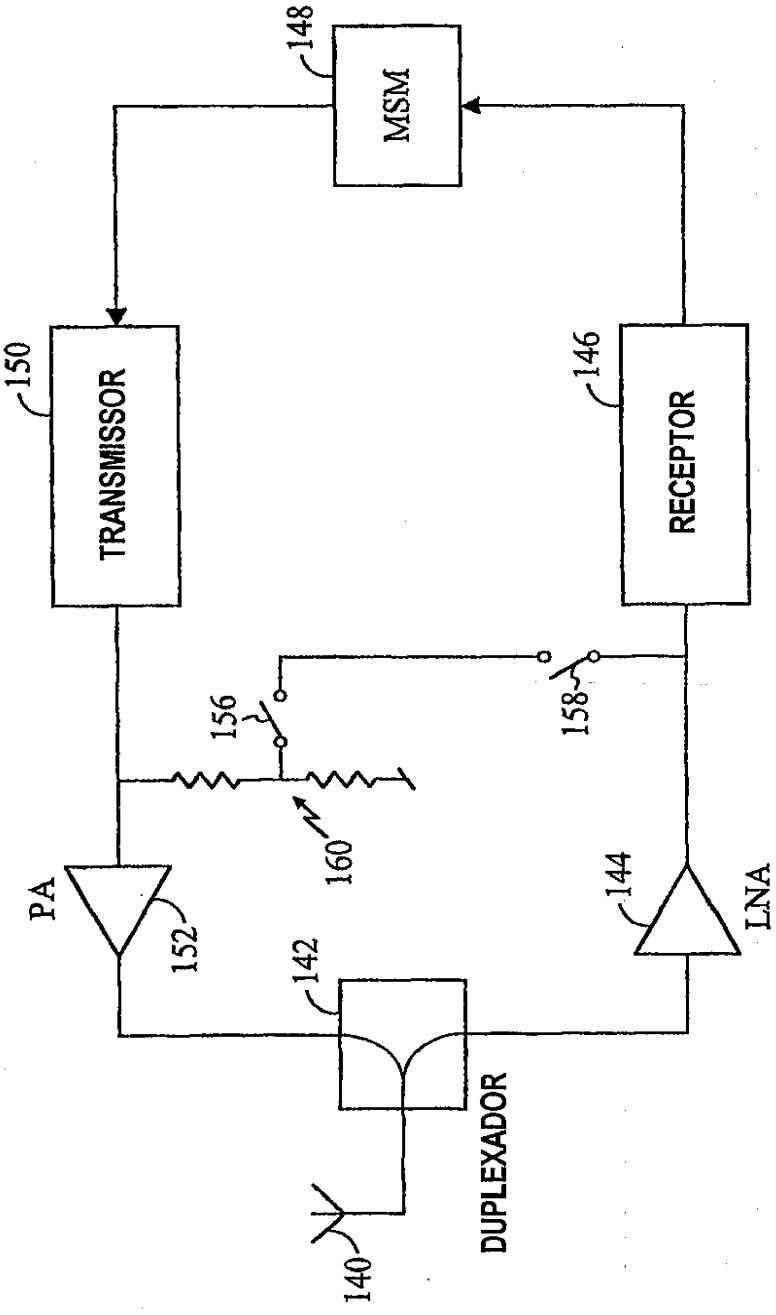

148
MSM
150
TRANSMISSOR
146
RECEPTOR
156
158
160
PA
152
144
LNA
142
DUPLEXADOR
140

FIG. 5

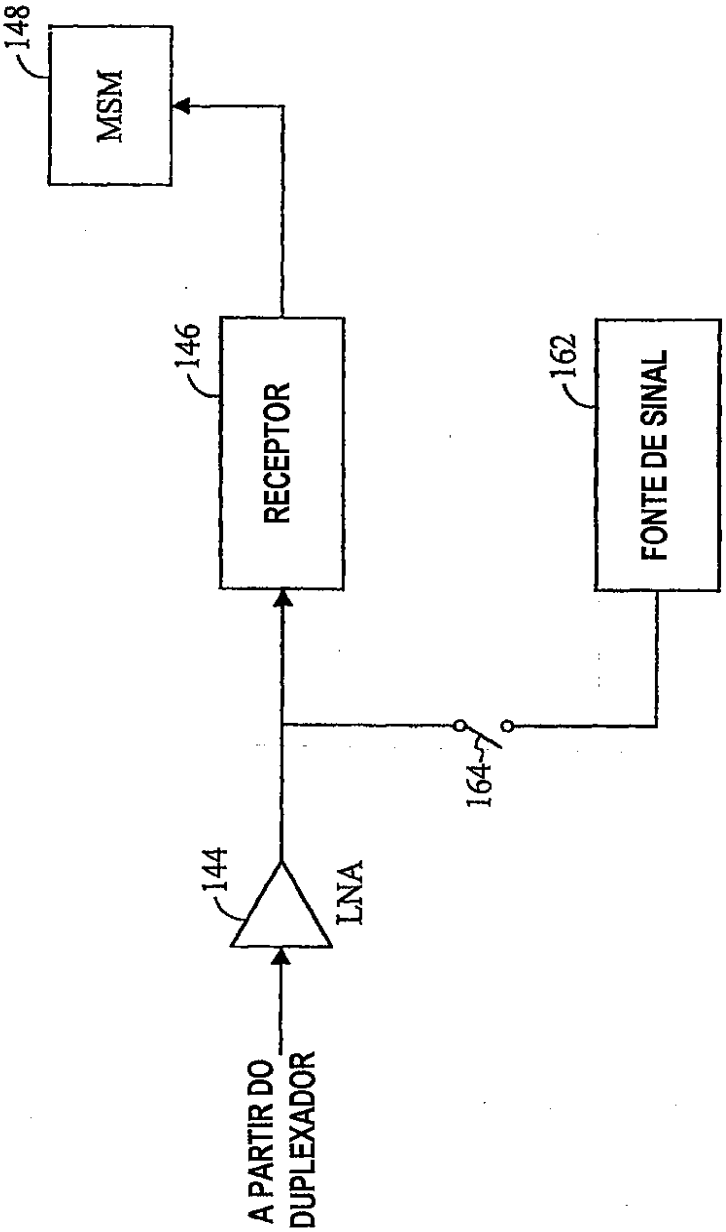

148
MSM
146
RECEPTOR
162
FONTE DE SINAL
164
144
LNA
A PARTIR DO
DUPLEXADOR

FIG. 6

RESUMO

CALIBRAÇÃO PARA REDUÇÃO DE DISTORÇÃO.

São descritas técnicas para compensar a distorção de segunda ordem em um dispositivo de comunicação sem fio. Em uma arquitetura de freqüência intermediária (IF) zero ou IF baixo, a distorção IM2 gerada pelo misturador (20) resulta em níveis de distorção indesejáveis no sinal de saída de banda base. Um circuito de compensação (104) provê uma medida da corrente de distorção IM2 independente do percurso da radiofreqüência (RF) para gerar uma corrente de calibração de IM2. A corrente de calibração de IM2 é combinada com o sinal de saída de banda base para desta forma eliminar as correntes IM2 geradas dentro do percurso de RF. Em uma modalidade, a calibração é provida na fábrica durante a testagem final. Na modalidade alternativa, os circuitos adicionais (156 e 158) pode ser acrescentados ao dispositivo de comunicação sem fio para prover um percurso entre o transmissor (150) e o receptor (146). O sinal de transmissor é provido ao receptor para permitir calibração automática da unidade. Uma fonte de sinal interna (162) pode ser utilizada em lugar do transmissor (150). A auto-calibração pode ser executada para eliminar a distorção IM2 ou permitir otimização do circuito para minimizar outras formas de distorção ou interferência.