



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

(21) PI 0809467-5 A2



(22) Data de Depósito: 25/03/2008
(43) Data da Publicação: 09/09/2014
(RPI 2279)

(51) Int.Cl.:
H04B 1/52

(54) Título: REJEIÇÃO DE FUGA DE SINAL DE TRANSMISSÃO EM DISPOSITIVO DE COMUNICAÇÃO SEM FIO

(57) Resumo:

(30) Prioridade Unionista: 27/03/2007 US 11/691,737

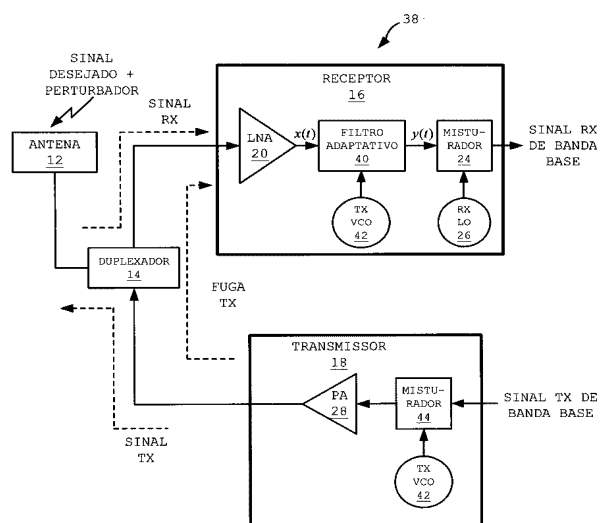
(73) Titular(es): Qualcomm Incorporated

(72) Inventor(es): Vladimir Aparin

(74) Procurador(es): Montaury Pimenta, Machado & Lioce

(86) Pedido Internacional: PCT US2008058101 de 25/03/2008

(87) Publicação Internacional: WO 2008/118898 de 02/10/2008



"REJEIÇÃO DE FUGA DE SINAL DE TRANSMISSÃO EM DISPOSITIVO DE COMUNICAÇÃO SEM FIO"

CAMPO DA INVENÇÃO

Esta divulgação se refere, em geral, a
5 dispositivos de comunicação sem fio e, mais
especificamente, a técnicas para reduzir efeitos adversos
de fuga de sinal de transmissão em um sistema de
comunicação full-duplex sem fio.

DESCRIÇÃO DA TÉCNICA ANTERIOR

10 Um sistema de comunicação full-duplex sem fio
pode simultaneamente transmitir e receber sinais para
suportar uma comunicação bidirecional. Em um percurso de
transmissão, um amplificador de potência amplifica um sinal
de radiofrequência (RF) para transmissão. O sinal de
15 transmissão (TX) é roteado por um duplexador e transmitido
através de uma antena. No percurso de recepção, um sinal de
recepção (RX) desejado é recebido através da antena e
acoplado através do duplexador a um amplificador de baixo
ruído (LNA). Depois da amplificação pelo LNA, o sinal RX
20 pode ser filtrado e convertido descendentemente em banda
base por um misturador. O sinal RX convertido
descendentemente é processado por outros componentes para
recuperar os dados recebidos.

Em um sistema de comunicação full-duplex, o
25 percurso de transmissão pode interferir com o percurso RX.
Uma parcela do sinal TX pode ser acoplada a partir do
duplexador ao percurso RX, resultando na fuga do sinal TX.
A fuga do sinal TX pode causar interferência no sinal
desejado processado pelo percurso RX. A interferência pode
30 incluir a distorção de segunda ordem e a distorção de
modulação cruzada (XMD). Devido a frequência de transmissor
diferir da frequência do receptor, a fuga do sinal TX pode

ser filtrada. Entretanto, mesmo com filtragem, permanece tipicamente uma quantidade residual da fuga de sinal TX, causando a degradação potencial do sinal desejado RX recebido através da antena. O sinal desejado RX é o sinal
5 recebido através de uma antena, em contraste com o sinal TX recebido através da fuga por um duplexador.

RESUMO DA INVENÇÃO

Em geral, esta divulgação descreve técnicas para reduzir efeitos adversos da fuga de sinal TX em um
10 dispositivo de comunicação full-duplex, sem fio. Em particular, a divulgação descreve técnicas para reduzir efeitos adversos da distorção de segunda ordem e da distorção de modulação cruzada (XMD) da fuga de sinal TX de um transmissor através de um duplexador. As técnicas podem
15 ser eficazes em rejeitar pelo menos uma parcela de um sinal de fuga TX, desse modo reduzindo ou eliminando a distorção da fuga de sinal TX no percurso RX.

A divulgação fornece, em vários aspectos, um circuito de filtro para um receptor de radiofrequência
20 (RF), o circuito de filtro compreendendo um somador que recebe um sinal de entrada de recepção (RX) de RF que tem um sinal de fuga de transmissão (TX), e subtrai uma estimativa de sinal de fuga TX do sinal de entrada RX para produzir um sinal de saída RX, e um estimador que gera a
25 estimativa de sinal de fuga TX com base no sinal de saída RX e em um sinal de referência em uma frequência de portadora do sinal de fuga TX.

Em outros aspectos, a divulgação fornece um método para filtrar um sinal de fuga de transmissão (TX) a
30 partir de um sinal de entrada recebido em um receptor de radiofrequência (RF), o método compreendendo receber um sinal de entrada de recepção (RX) de RF que tem um sinal de fuga TX, subtrair uma estimativa de sinal de fuga TX a

partir do sinal de entrada para produzir um sinal de saída, e gerar a estimativa de sinal de fuga TX com base no sinal de saída e em um sinal de referência em uma frequência de portadora do sinal de fuga TX.

5 Em aspectos adicionais, a divulgação fornece um receptor de radiofrequência (RF), o receptor compreendendo uma antena que recebe um sinal de entrada de recepção (RX), um amplificador de baixo ruído que amplifica o sinal de entrada RX, um duplexador que acopla o sinal de entrada RX
10 a partir da antena ao amplificador de baixo ruído, e passa um sinal de fuga de transmissão (TX) ao amplificador de baixo ruído como parte do sinal de entrada RX, um somador que subtrai uma estimativa de sinal de fuga TX a partir do sinal de entrada RX para produzir um sinal de saída RX, um
15 estimador que gera a estimativa de sinal de fuga TX com base no sinal de saída RX e em um sinal de referência em uma frequência de portadora do sinal de fuga TX, e um misturador que converte descendentemente o sinal de saída RX em uma banda base.

20 Os detalhes de um ou mais exemplos da invenção são determinados nos desenhos de acompanhamento e na descrição abaixo. Outras características, objetos, e vantagens serão aparentes da descrição e dos desenhos, e das reivindicações.

25 BREVE DESCRIÇÃO DAS FIGURAS

A FIG. 1 é um diagrama de blocos que ilustra uma parcela exemplar de RF de um dispositivo de comunicação sem fio.

30 As FIGs. 2A a 2C são gráficos de frequência versus amplitude que ilustram a distorção da fuga de sinal TX dentro do percurso RX do dispositivo da FIG. 1.

A FIG. 3 é um diagrama de blocos que ilustra um dispositivo de comunicação sem fio que inclui um receptor

exemplar com um filtro adaptativo para rejeitar a fuga TX de acordo com esta divulgação.

5 A FIG. 4A é um diagrama esquemático que ilustra um filtro adaptativo exemplar para rejeitar a fuga TX no receptor da FIG. 3.

A FIG. 4B é um diagrama esquemático que ilustra um filtro adaptativo exemplar com ramificações I e Q acopladas cruzadas para rejeitar a fuga TX no receptor da FIG. 3.

10 A FIG. 4C é um diagrama esquemático que ilustra um outro filtro adaptativo exemplar com ramificações I e Q acopladas cruzadas para rejeitar a fuga TX no receptor da FIG. 3.

15 A FIG. 5 é um diagrama de blocos que ilustra um dispositivo de comunicação sem fio que inclui um receptor exemplar com um filtro adaptativo combinado/LNA para rejeitar a fuga TX de acordo com esta divulgação.

20 A FIG. 6 é um diagrama esquemático que ilustra um filtro combinado exemplar/LNA para rejeitar a fuga TX no receptor da FIG. 5.

A FIG. 7 é um diagrama esquemático que ilustra um filtro combinado exemplar/LNA que inclui a conversão de terminação diferencial/única ativa para uso com um LNA de terminação única.

25 A FIG. 8 é um diagrama esquemático que ilustra um filtro combinado exemplar/LNA que inclui a conversão de terminação diferencial/única passiva para uso com um LNA de terminação única.

30 A FIG. 9 é um diagrama esquemático que ilustra um filtro combinado exemplar/LNA para uso com um LNA diferencial.

A FIG. 10 é um outro diagrama esquemático que ilustra um filtro combinado exemplar/LNA para uso com um LNA diferencial.

5 A FIG. 11 é um diagrama esquemático que ilustra uma ramificação exemplar de um filtro adaptativo em maiores detalhes.

A FIG. 12 é um fluxograma que ilustra uma técnica de filtragem adaptável para eliminar ou reduzir fuga de sinal de transmissão.

10 DESCRIÇÃO DETALHADA DA INVENÇÃO

Em geral, esta divulgação descreve técnicas de filtro adaptáveis para reduzir efeitos adversos de fuga de sinal de transmissão (TX) no percurso de sinal de recepção (RX) de um dispositivo de comunicação full-duplex sem fio.

15 Em particular, a divulgação descreve técnicas para reduzir efeitos adversos da distorção de segunda ordem e da distorção de modulação cruzada da fuga de sinal TX a partir de um transmissor através de um duplexador. As técnicas podem ser eficazes em rejeitar pelo menos uma parcela de um

20 sinal de fuga TX, desse modo reduzindo ou eliminando a distorção da fuga de sinal TX.

De acordo com vários aspectos desta divulgação, um receptor sem fio pode incluir um filtro adaptativo que cancela pelo menos uma parcela de um sinal de fuga TX atual

25 em um sinal de entrada RX. O filtro adaptativo pode incluir um circuito de estimador que gera uma estimativa de sinal de fuga TX. Um somador subtrai a estimativa de sinal de entrada RX para cancelar a fuga TX e produzir um sinal de saída RX. A rejeição da fuga de sinal TX pode ser

30 expressada em termos de uma relação de rejeição TX (TXRR), que define a relação de potência do sinal de fuga TX na saída do filtro adaptativo com a potência do sinal de fuga TX na entrada do filtro adaptativo.

O circuito de estimador gera a estimativa do sinal de fuga TX baseada em um sinal de referência e no sinal de saída RX. O sinal de referência aproxima o sinal de portadora usado para gerar o sinal TX no transmissor.

5 Alternativamente, o sinal de referência pode ser o sinal de portadora idêntico usado para gerar o sinal TX. Por exemplo, o sinal de referência pode ser fornecido pelo mesmo oscilador usado para produzir o sinal de portadora TX, que pode ser referido como o oscilador controlado por

10 tensão TX (VCO) ou o oscilador local TX (LO).

O filtro adaptativo pode incluir uma ramificação em fase (I) e uma ramificação em quadratura (Q) que juntas formam um estimador de sinal de fuga de transmissão. Cada ramificação recebe o sinal de saída RX como um sinal de

15 realimentação. A ramificação I recebe uma versão em fase do sinal de referência (sinal de referência I), e a ramificação Q recebe uma versão 90 graus atrasada, em quadratura do sinal de referência (sinal de referência Q). Cada ramificação inclui um primeiro multiplicador que

20 multiplica o sinal de referência (I ou Q) e o sinal de saída RX para produzir um sinal de fuga TX convertido descendentemente em uma banda de frequência base, isto é, um sinal de fuga de banda base TX. Cada ramificação inclui um filtro passa-baixa que filtra o sinal de fuga da banda

25 base TX para rejeitar frequências fora da banda base, incluindo o sinal RX convertido descendentemente.

Em cada ramificação, um segundo multiplicador multiplica o sinal de fuga de banda base TX com o sinal de referência para produzir um sinal convertido

30 ascendentemente na banda de frequência TX, isto é, um sinal de banda TX na frequência de portadora TX. Um primeiro somador combina os sinais de banda TX de saída das ramificações I e Q para gerar a estimativa de sinal de fuga

TX. Um segundo somador subtrai a estimativa de sinal de fuga TX a partir do sinal recebido, por exemplo, na entrada ou na saída de um LNA, para cancelar pelo menos uma parcela substancial do sinal de fuga TX passado pelo duplexador.

5 Cancelando o sinal de fuga TX, as técnicas podem reduzir a distorção de segunda ordem e a distorção de modulação cruzada que poderiam ser produzidas quando da conversão descendente do sinal de fuga TX em banda base. Em algumas implementações, como descritas abaixo, as ramificações I e

10 Q podem ser acopladas cruzadas, por exemplo, para fornecer a flexibilidade adicional na formatação da resposta de frequência.

Como discutido acima, o filtro adaptativo aplica o sinal de portadora TX ou uma aproximação do sinal de

15 portadora TX. Assim, o primeiro multiplicador em cada ramificação (I e Q) multiplica o sinal de saída RX pelo sinal de portadora TX. Em consequência, o primeiro multiplicador converte descendentemente o sinal modulado de fuga TX a partir da frequência de portadora em DC, criando

20 o sinal de banda base de fuga TX. O filtro passa-baixa é configurado para rejeitar componentes de sinal convertido descendentemente fora da banda de modulação do sinal de fuga TX. Desse modo, o filtro passa-baixa produz um sinal de banda base de fuga TX filtrado. O segundo multiplicador

25 multiplica o sinal de banda base de fuga TX filtrado pelo sinal de portadora TX para reproduzir uma estimativa de sinal de fuga TX na frequência de portadora TX. A estimativa de sinal de fuga TX pode então ser subtraída do sinal de entrada RX, por exemplo, na entrada ou na saída do

30 LNA, para cancelar o sinal de fuga TX.

Notavelmente, o filtro adaptativo usa o sinal de portadora TX como o sinal de referência, em vez do sinal de saída TX. Desse modo, o filtro adaptativo pode evitar os

efeitos do retardo de grupo causados pelo duplexador. Em particular, se o sinal de saída TX foi usado como o sinal de referência, o retardo de grupo entre o sinal de fuga de transmissão propagando através do duplexador e o sinal de referência acoplado diretamente ao filtro adaptativo causaria um descasamento temporal entre o envelope de modulação de sinal de fuga TX real e o envelope de estimativa de modulação de sinal de fuga TX. Este descasamento podia reduzir o desempenho do filtro adaptativo em rejeitar a fuga de sinal TX. O uso do sinal de portadora TX, por exemplo, como fornecido pelo LO TX, mitiga o problema do retardo de grupo.

Um filtro adaptativo, como descrito nesta divulgação, pode permitir a eliminação do filtro de onda acústica de superfície (SAW) usado frequentemente entre o LNA e o misturador para transmitir a rejeição do sinal de fuga. Em consequência, em algumas implementações, eliminando o filtro SAW, a interface LNA-misturador para um receptor de RF pode ser completamente construída no chip, reduzindo o empacotamento, tamanho, custos, e exigências de pinos. Também, um filtro adaptativo que usa o sinal de portadora TX como um sinal de referência, como descrito nesta divulgação, pode fornecer o desempenho de rejeição do sinal de fuga TX que é independente do retardo de grupo de duplexador. Não há nenhuma necessidade de acoplar a saída de amplificador de potência (PA) TX ao filtro adaptativo como o sinal de referência, eliminando a necessidade para os pinos extras. Em vez disso, em algumas implementações, o sinal de portadora TX pode ser obtido no chip como o sinal LO TX usado pelo modulador TX. Além disso, sem acoplamento fora do chip, há menos degradação de rejeição de fuga de sinal de transmissão devido ao acoplamento do sinal de referência. Se desejado, os multiplicadores no filtro

adaptativo podem ser implementados como misturadores, ajudando a reduzir o ruído.

Um filtro adaptativo, como descrito nesta divulgação, pode ser configurado para uso em uma variedade de sistemas de comunicação sem fio, full-duplex, e sobre uma variedade de bandas de frequência. Os exemplos incluem a banda celular de 824 a 894 MHz, a banda do Sistema de Comunicação Pessoal (PCS) de 1850 a 1990 MHz, a banda do Sistema Celular Digital (DCS) de 1710 a 1880 MHz, a banda do Telecomunicações Móvel Internacional-2000 (IMT-2000) de 1920 a 2170 MHz, e semelhantes. Um dispositivo de comunicação sem fio equipado para a banda celular, como um exemplo, tem uma banda de transmissão de 824 a 849 MHz e uma banda de recepção de 869 a 894 MHz. O dispositivo de comunicação sem fio pode ter uma frequência baixa intermediária (LIF) ou zerar a arquitetura do misturador de frequência intermediária (ZIF). Em geral, esta divulgação contempla uma arquitetura do misturador ZIF para finalidades de ilustração.

A FIG. 1 é um diagrama de blocos que ilustra uma parcela de RF exemplar de um dispositivo de comunicação sem fio 10. Como mostrado na FIG. 1, o dispositivo 10 inclui uma antena 12 que transmite e recebe sinais de RF sem fio. Um duplexador 14 acopla os sinais de entrada RX (SINAL RX) recebidos pela antena 12 a um receptor 16, e acopla os sinais de saída TX (SINAL TX) gerados por um transmissor 18 à antena 12. O receptor 16 inclui LNA 20, filtro 22, misturador 24 e o oscilador local (LO) 26. O transmissor 18 inclui um amplificador de potência 28 que amplifica um sinal de saída para produzir o sinal TX para a transmissão através do duplexador 14 e da antena 12. O transmissor 18 também pode incluir modem, conversor digital-analógico, conjunto de circuitos de misturador e de filtro (não

mostrados) para modular e filtrar o sinal de saída, e converter ascendentemente o sinal de uma banda base em uma banda de transmissão.

No receptor 16, o LNA 20 amplifica o sinal de entrada RX. O filtro 22 rejeita interferências fora da banda RX, incluindo a fuga de sinal TX recebido através do duplexador 14. O misturador 24 multiplica o sinal filtrado com a frequência LO RX para converter descendentemente o sinal desejado RX em banda base, produzindo desse modo um sinal de banda base RX. O receptor 16 pode ainda incluir um filtro de banda base após o misturador 24, assim como um conversor analógico-digital e um modem (não mostrados) para demodular o sinal desejado RX.

A antena 12 pode receber um sinal desejado e um sinal de perturbador, como mostrado na FIG. 1. Assim, o LNA 20 pode receber um sinal RX que inclui o sinal desejado e possivelmente um sinal de perturbador, assim como o sinal de fuga TX a partir do percurso de transmissão através do duplexador 14. O LNA 20 amplifica o sinal de entrada combinado para produzir um sinal de RF amplificado, $x(t)$. O filtro 22 recebe e filtra o sinal de RF amplificado para remover as interferências fora da banda RX, e produz um sinal de RF filtrado, $y(t)$. As interferências fora da banda RX podem incluir o sinal de fuga TX. O misturador 24 mistura o sinal de RF filtrado com o sinal de oscilador local (LO) RX para converter descendentemente o sinal de RF filtrado. O sinal RX desejado é desse modo convertido descendentemente em banda base RX. O sinal de banda base RX desejado, que pode ser filtrado por um filtro de banda base, forma um sinal de entrada para conjunto de circuitos analógico-digital (ADC) e de demodulação.

As FIGs. 2A a 2C são gráficos de frequência versus amplitude ilustrando a distorção devido à fuga de

5 sinal TX dentro do percurso de recepção do dispositivo da FIG. 1. A frequência está no eixo horizontal, e a amplitude está no eixo vertical. A FIG. 2A mostra o sinal recebido pela antena 12. O sinal recebido pode incluir o sinal desejado 30 e o sinal de perturbador 31. O sinal de perturbador 31 é um sinal indesejado que corresponde a um sinal gerado a partir de uma fonte próxima tal como uma estação base sem fio. Em alguns casos, o sinal de perturbador 31 pode ter uma amplitude que é muito mais elevada do que aquela do sinal desejado e pode estar situado perto em frequência ao sinal desejado.

10 A FIG. 2B mostra o sinal recebido na entrada do LNA 20 através do duplexador 14. O sinal acoplado pelo duplexador 14 contém o sinal desejado 30 e o sinal de perturbador 31 na banda RX assim como um sinal de fuga TX 32 a partir do percurso de transmissão. O sinal de fuga TX 32 pode ter uma grande amplitude relativa ao sinal desejado porque o sinal de transmissão produzido pelo amplificador de potência 28 é frequentemente muito maior em amplitude do que o sinal desejado. O sinal de fuga TX 32 está fora da banda RX. Entretanto, o sinal de fuga TX 32 ainda pode causar a distorção indesejável, como explicado abaixo.

25 A FIG. 2C mostra o sinal de recepção na saída do LNA 20. A não-linearidade no LNA 20 pode causar a modulação do sinal de fuga TX 32 de ser transferido ao perturbador de banda estreita 31, tendo por resultado um espectro alargado 34 em torno do perturbador. Este alargamento de espectro 34 é referido como distorção de modulação transversal (XMD). Como mostrado na FIG. 2C, uma parcela 36 do espectro alargado 34, mostrada com sombreamento pode cair dentro da banda do sinal desejado 30. A parcela 36 atua como o ruído adicional que degrada o desempenho do dispositivo de comunicação sem fio. Este ruído degrada a sensibilidade de

modo que o menor sinal desejado que pode ser confiantemente detectado pelo receptor 16 precisa ter uma amplitude maior. A XMD pode também ser gerada no misturador 24 se o filtro 22 é ineficaz.

5 Em muitos receptores, para aliviar a XMD devido aos perturbadores e a fuga de sinal TX, o filtro 22 é um filtro SAW. Os filtros SAW são caracterizados por bordas de banda de transição afiadas e grande atenuação de componentes recebidas fora da banda RX. Por este motivo, os
10 filtros SAW são usados frequentemente para rejeitar o sinal de fuga TX na entrada do misturador 24, que reduz então a quantidade de XMD gerada pelo misturador. Infelizmente, o uso de um filtro SAW de RF para a filtragem de sinal de fuga TX tem diversas desvantagens. Por exemplo, o filtro
15 SAW ordinariamente deve ser implementado fora do chip, relativo ao LNA 20 e ao misturador 24, exigindo circuitos de casamento, pinos de pacote adicionais e custo. Além disso, o filtro SAW e os componentes discretos associados exigem tipicamente espaço e custo de placa adicionais. Um
20 filtro SAW também pode resultar em perdas de inserção que degradam a figura de ganho e de ruído do receptor 16. Um filtro adaptativo, de acordo com esta divulgação, pode ser usado como uma alternativa a um filtro SAW para rejeitar o sinal de fuga TX.

25 A FIG. 3 é um diagrama de blocos que ilustra um dispositivo de comunicação sem fio 38 que inclui um receptor exemplar 16 com um filtro adaptativo 40 para rejeitar a fuga de sinal TX de acordo com esta divulgação. Como mostrado na FIG. 3, o dispositivo 38 pode corresponder
30 substancialmente ao dispositivo 10 da FIG. 1. Em vez de um filtro SAW, entretanto, o receptor 16 inclui o filtro adaptativo 40. O filtro adaptativo 40 faz uso de um sinal de referência para rejeitar adaptativamente a fuga de sinal

TX. No exemplo da FIG. 3, o sinal de referência é o sinal de portadora de transmissão que é modulado no transmissor 18 para produzir o sinal TX.

O sinal de portadora TX recebido pelo filtro adaptativo 40 como o sinal de referência pode ser aproximado ou produzido diretamente a partir de um oscilador controlado por tensão de transmissão (VCO TX) 42, que pode ser referido como o LO TX. VCO TX 42 produz o sinal de portadora para o transmissor 18. Assim, VCO TX 42 pode ser o mesmo VCO usado para produzir a frequência de portadora para o transmissor 18 e o filtro adaptativo 40. Ou seja, o VCO TX 42 pode ser um oscilador que é acoplado a ambos o estimador no filtro adaptativo 40 para geração da estimativa de sinal de fuga TX e a um transmissor para a conversão ascendente de um sinal de banda base TX que produz o sinal de fuga TX. O misturador 44 mistura o sinal de portadora TX produzido por VCO TX 42 com um sinal de banda base TX. O PA 28 amplifica o sinal TX resultante para a transmissão através do duplexador 14 e da antena 12.

Como será descrito, o filtro adaptativo 40 usa o sinal de portadora TX para extrair o sinal de banda base TX a partir do sinal recebido através do duplexador 14. O filtro adaptativo 40 converte ascendentemente o sinal de banda base TX extraído na frequência de portadora TX e subtrai o mesmo do sinal RX na entrada ou na saída do LNA 20 pelo menos para cancelar parcialmente o sinal de fuga TX, reduzindo desse modo o sinal de fuga TX aplicado naqueles nós. O uso do sinal extraído de banda base em vez do sinal de banda base TX original pode reduzir a sensibilidade do desempenho de filtro adaptativo ao retardo de grupo do duplexador 14.

A FIG. 4A é um diagrama esquemático que ilustra um filtro adaptativo exemplar 40A para rejeitar a fuga TX

dentro do receptor 16 da FIG. 3. No exemplo da FIG. 4A, o filtro adaptativo 40A inclui um divisor de quadratura 46 que recebe um sinal de portadora TX a partir do VCO TX 42 como um sinal de referência $r(t)$. O divisor 46 produz

5 componentes em fase (0 graus) e em quadratura (-90 graus) $i(t)$, $q(t)$ para a aplicação a uma ramificação I e a uma ramificação Q, respectivamente, do filtro adaptativo 40A. Assim, os sinais $i(t)$ e $q(t)$ contêm respectivamente as componentes em fase e em quadratura do sinal de referência,

10 com o sinal $i(t)$ guiando o sinal $q(t)$ por 90 graus. A ramificação I inclui o multiplicador 48, o filtro passa-baixa 50 e o multiplicador 52. A ramificação Q inclui o multiplicador 54, o filtro passa-baixa 56, e o multiplicador 58. Os filtros passa-baixa 50, 56 podem

15 funcionar, de fato, como filtros de banda base. Um somador 60 soma as saídas $z_i(t)$, $z_q(t)$ das ramificações I e Q, respectivamente, para produzir uma estimativa de sinal de fuga TX $e(t)$.

Como mostrado ainda na FIG. 4A, um somador 62

20 subtrai a estimativa de sinal de fuga TX $e(t)$ a partir da saída de LNA 20 para cancelar pelo menos uma parcela do sinal de fuga TX a partir do sinal $x(t)$ produzido por LNA 20. Em consequência, a fuga de sinal TX atual no sinal $y(t)$ aplicada ao misturador 24 para a conversão descendente em

25 banda base é eliminada ou reduzida. Os sinais $x(t)$ e $y(t)$ podem ser referidos como os sinais de entrada e de saída do filtro, respectivamente. As ramificações I e Q também recebem o sinal de realimentação $y(t)$ a partir da saída do somador 62. O filtro adaptativo 40A elimina ou reduz

30 substancialmente o sinal de fuga TX disponível para produzir a distorção de segunda ordem e a XMD no misturador 24, realçando desse modo a sensibilidade de receptor.

Na ramificação I, o multiplicador 48 recebe e multiplica o sinal $i(t)$ com o sinal $y(t)$ e fornece um sinal $m_i(t)$, que é $m_i(t) = y(t).i(t)$. Multiplicando o sinal $y(t)$ pelo sinal $i(t)$ converte descendentemente o sinal de fuga TX em banda base, produzindo o sinal $m_i(t)$. O filtro passa-baixa 50 na ramificação I rejeita sinais fora da banda base do sinal TX, e produz um sinal em fase $w_i(t)$ que preserva o sinal de banda base de fuga TX. O multiplicador 52 na ramificação I recebe e multiplica o sinal $i(t)$ com o sinal $w_i(t)$ e fornece um sinal $z_i(t)$, que é $z_i(t) = w_i(t).i(t)$. Multiplicando o sinal $w_i(t)$ pela componente em fase do sinal de portadora TX $r(t)$ converte ascendentemente o sinal filtrado de banda base de fuga TX na banda de frequência de portadora TX. Desse modo, a ramificação I produz uma estimativa em fase amplificada e filtrada do sinal de fuga TX.

Similarmente, dentro da ramificação Q, o multiplicador 54 recebe e multiplica o sinal $q(t)$ com o sinal $y(t)$ e fornece um sinal $m_q(t)$, que é $m_q(t) = y(t).q(t)$. O filtro passa-baixa 56 na ramificação Q recebe o sinal $m_q(t)$ e rejeita sinais fora da banda base do sinal TX, produzindo o sinal em quadratura $w_q(t)$. O multiplicador 58 recebe e multiplica o sinal $q(t)$ com o sinal $w_q(t)$ e fornece uma estimativa de sinal em quadratura de fase amplificada e filtrada, $z_q(t)$, que é $z_q(t) = w_q(t).q(t)$.

O somador 60 recebe e soma os sinais $z_i(t)$ e $z_q(t)$ e fornece um sinal de estimador, $e(t)$, que contém a estimativa de sinal de fuga TX. O somador 62 recebe o sinal de estimador $e(t)$ a partir do somador 60 e do sinal de entrada de filtro $x(t)$ a partir do LNA 20. O sinal de entrada de filtro $x(t)$ contém o sinal recebido assim como o sinal de fuga TX. O somador 62 subtrai o sinal de estimador $e(t)$ a partir do sinal de entrada de filtro e fornece o

sinal de saída de filtro $y(t)$. A subtração cancela pelo menos uma parcela do sinal de fuga TX a partir do sinal de entrada de filtro $x(t)$. O sinal de saída de filtro resultante $y(t)$ reduz desse modo a distorção de segunda ordem e a XMD do sinal de fuga TX no multiplicador 24.

Em implementações alternativas, as ramificações I e Q podem ser acopladas cruzadas. A FIG. 4B é um diagrama esquemático que ilustra um filtro adaptativo exemplar 40B com ramificações I e Q acopladas cruzadas para rejeitar a fuga TX no receptor da FIG. 3. O filtro adaptativo 40B da FIG. 4B se conforma substancialmente ao filtro 40A da FIG. 4A, à exceção para o acoplamento cruzado das ramificações I e Q. Para acoplamento cruzado, como mostrado na FIG. 4B, a saída do filtro passa-baixa 50 pode ser acoplada a uma entrada do filtro passa-baixa 56 na ramificação Q, e a saída do filtro passa-baixa 56 poderia ser acoplada a uma entrada do filtro passa-baixa 50 na ramificação I. Em particular, o sinal $w_q(t)$ do filtro passa-baixa 50 pode ser acoplado a uma entrada do filtro passa-baixa 56 junto com a saída do multiplicador 54, isto é, o sinal $m_q(t)$, acoplado a uma outra entrada do filtro. Similarmente, o sinal $w_i(t)$ do filtro passa-baixa 56 pode ser acoplado a uma entrada do filtro passa-baixa 50 junto com a saída do multiplicador 48, isto é, o sinal $m_i(t)$, acoplado a uma outra entrada do filtro.

A FIG. 4C é um diagrama esquemático que ilustra um outro filtro adaptativo exemplar 40C com ramificações acopladas cruzadas I e Q para rejeitar a fuga TX no receptor da FIG. 3. O filtro adaptativo 40C da FIG. 4C se conforma substancialmente ao filtro 40A da FIG. 4A, à exceção para o acoplamento cruzado das ramificações I e Q. No exemplo da FIG. 4C, a saída do multiplicador 48 pode ser acoplada a uma entrada do filtro passa-baixa 50 e a uma

entrada do filtro passa-baixa 56. Similarmente, a saída do
 multiplicador 54 pode ser acoplada a uma entrada do filtro
 passa-baixa 56 e a uma entrada do filtro passa-baixa 50.
 Assim, cada filtro passa-baixa 50, 56 pode ter uma primeira
 5 entrada que recebe o sinal $m_i(t)$ a partir do multiplicador
 48 e de uma outra entrada para receber o sinal $m_q(t)$ a
 partir do multiplicador 54. Nos exemplos da FIG. 4B e 4C, o
 acoplamento cruzado entre as ramificações I e Q podem
 fornecer os filtros passa-baixa 50, 56 com um grau extra de
 10 flexibilidade para formar adicionalmente a resposta de
 frequência de filtro. Cada filtro 50, 56 pode ser
 configurado, se desejado, para fornecer um deslocamento
 adicional à entrada acoplada cruzada para definir mais
 flexivelmente a resposta de frequência de filtro. Em geral,
 15 a estrutura de acoplamento cruzado dos filtros 50, 56 pode
 variar.

Nos exemplos das FIGs. 4A a 4C, o filtro ativo
 40A-40C forma um sistema de realimentação negativo. De
 fato, os multiplicadores 48, 54 formam downconverters que
 20 são conduzidos pelo sinal do oscilador local TX (LO) a
 partir do VCO TX 42. Os filtros passa-baixa 50, 56 formam
 os filtros de banda base que rejeitam sinais fora da banda
 base TX. Os multiplicadores 52, 58 formam os upconverters,
 conduzidos pelo mesmo sinal LO TX. As saídas invertidas dos
 25 upconverters 52, 58 e as entradas dos downconverters 48,
 54, são conectadas de fato juntas e à cadeia de sinal RX.
 Na operação, o filtro adaptativo 40A-40C converte
 descendentemente o sinal recebido que contém a fuga TX
 através dos multiplicadores 48, 54 usando o sinal LO TX. O
 30 sinal convertido descendentemente é filtrado então pelos
 filtros de banda base 50, 56, preservando as componentes de
 banda base TX da fuga TX. O sinal resultante é então
 convertido ascendentemente pelos multiplicadores 52, 58

usando o LO TX injetado de novo na cadeia de sinal RX com uma fase e uma amplitude assegurando o cancelamento ou a redução da fuga TX. A fase e a amplitude corretas do sinal injetado são automaticamente geradas devido à natureza do
5 loop de realimentação negativo fornecido pelo filtro adaptativo 40A-40C.

Nos exemplos das FIGs. 4A-4C, o filtro adaptativo 40A rejeita a fuga de sinal TX independente do retardo de grupo no duplexador 14. Para o filtro adaptativo 40A-40C
10 rastrear o envelope de fuga TX e para modular consequentemente o sinal de referência, os filtros 50, 56 conectados aos multiplicadores de conversão descendente 48, 54 devem ter uma largura de banda igual à frequência máxima de envelope. Como um exemplo, a largura de banda dos
15 filtros 50, 56 pode ser aproximadamente 630kHz para sinais de CDMA1x.

De acordo com vários aspectos desta divulgação, os filtros adaptáveis 40A a 40C usam o sinal de portadora TX produzido por VCO TX 42, como mencionado acima, em vez
20 do sinal de saída TX produzido pelo transmissor 18, como o sinal de referência. Em consequência, os filtros adaptáveis 40A a 40C podem fornecer o cancelamento de sinal de fuga TX sem as limitações de desempenho devido ao retardo de grupo do duplexador. O sinal de portadora TX a partir do VCO TX
25 42 pode prontamente ser fornecido e pode existir no chip com o receptor 16.

A largura de banda dos filtros passa-baixa 50, 56 deve ser próxima à largura de banda do sinal TX para rastrear o envelope de modulação de dados TX. Estes filtros
30 podem ser simplesmente implementados como filtros de pólo único. Em algumas implementações, os zero de transmissão ou pólos adicionais podem ser adicionados à resposta de frequência dos filtros passa-baixa 50, 56 para fornecer a

maior atenuação no offset de frequência entre a frequência de portadora TX e a frequência central do sinal desejado RX. Esta atenuação pode ajudar a reduzir o ruído e as componentes de XMD geradas pelos multiplicadores 48 e 54
5 nesta frequência de offset, assim, para reduzir o ruído e a XMD do filtro adaptativo. A resposta de frequência dos filtros 50, 56 deve ser consistente com as diretrizes da estabilidade de sistemas de circuito fechado no sentido que a resposta de malha aberta do filtro adaptativo 40A-40C
10 deve fornecer margem de fase suficiente relativa a 180 graus para ganho de 0 dB.

Embora as componentes nas FIGs. 4A, 4B e 4C são mostradas como os filtros adaptáveis de terminação única 40A-40C, o LNA 20, ou ambos podem ser implementados com
15 entradas e saídas diferenciais. Consequentemente, as componentes de terminação única podem ser mostradas para a facilidade de ilustração sem limitação a respeito das implementações diferenciais possíveis, se desejado.

A FIG. 5 é um diagrama de blocos que ilustra um
20 dispositivo de comunicação sem fio 64 que inclui um outro receptor exemplar 66 com um filtro adaptativo combinado/LNA 68 para rejeitar a fuga TX de acordo com esta divulgação. No exemplo da FIG. 5, o dispositivo 64 corresponde substancialmente ao dispositivo 38 da FIG. 3. Entretanto, o
25 dispositivo 64 inclui um receptor alternativo 66 em que um LNA e um filtro adaptativo são formados juntos como filtro combinado/LNA 68. Filtro combinado/LNA 68 rejeita a fuga TX na entrada de LNA, em vez do que na saída de LNA. A combinação do LNA e do filtro adaptativo pode diminuir
30 exigências IIP3 (ponto de interseção de terceira ordem) do LNA, e pode reduzir o consumo atual no filtro adaptativo. Além disso, usar o LNA como parte do loop de filtro adaptativo facilita um ganho de malha aberta elevado e,

assim, uma alta relação de rejeição de transmissão (TXRR). Combinar o LNA com o filtro adaptativo pode causar degradação de figura de ruído (NF) de LNA. Entretanto, o LNA pode ser projetado para que a NF reduzida neutralize
 5 contribuições de ruído do filtro adaptativo.

A FIG. 6 é um diagrama esquemático que ilustra um filtro combinado/LNA exemplar 68 para rejeitar a fuga TX no receptor 64 da FIG. 5. O filtro combinado/LNA 68 pode incluir todos os componentes do filtro adaptativo 40A da
 10 FIG. 4A mais o LNA 20. Entretanto, o arranjo dos componentes é diferente de modo que a fuga de sinal TX pode ser rejeitada na entrada do LNA 20 em vez de na saída. Por exemplo, como mostrado na FIG. 6, o somador 62 é arranjado para subtrair a estimativa de sinal de fuga TX $e(t)$ a
 15 partir do sinal RX entrante $x(t)$ na entrada do LNA 20. Desta maneira, o sinal de fuga TX é cancelado ou reduzido antes da amplificação pelo LNA 20.

Como o filtro adaptativo 40A da FIG. 4A, o filtro adaptativo 68 inclui um divisor de quadratura 46 que recebe
 20 um sinal de portadora TX a partir do VCO TX 42 como um sinal de referência $r(t)$. O divisor 46 produz componentes I e Q $i(t)$, $q(t)$ para a aplicação às ramificações I e Q, respectivamente. A ramificação I inclui o multiplicador 48, o filtro passa-baixa 50 e o multiplicador 52. A ramificação
 25 Q inclui o multiplicador 54, o filtro passa-baixa 56, e o multiplicador 58.

O somador 60 soma as saídas $z_i(t)$, $z_q(t)$ das ramificações I e Q, respectivamente, para produzir uma estimativa de sinal de fuga TX $e(t)$. O somador 62 subtrai a
 30 estimativa de sinal de fuga TX $e(t)$ do sinal RX para cancelar pelo menos uma parcela do sinal de fuga TX a partir do sinal de entrada de filtro $x(t)$, que é obtida do duplexador 14. O somador 62 aplica o sinal resultante $n(t)$

à entrada do LNA 20. LNA 20 amplifica o sinal $n(t)$ e produz o sinal de saída de filtro $y(t)$. O sinal de saída de filtro $y(t)$ também serve como um sinal de realimentação aplicado às entradas dos multiplicadores 48 e 54.

5 Com filtro combinado/LNA 68, a fuga de sinal TX atual no sinal $y(t)$ aplicado ao misturador 24 para a conversão descendente à banda base é eliminada ou reduzida. Os sinais $x(t)$ e $y(t)$ podem ser referidos como os sinais de entrada e de saída do filtro, respectivamente. As
10 ramificações I e Q também recebem o sinal de realimentação $y(t)$ da saída do somador 62. O filtro adaptativo 40A elimina ou reduz substancialmente o sinal de fuga TX disponível para produzir a distorção de segunda ordem e a XMD no misturador 24, realçando desse modo a sensibilidade
15 do receptor.

Como no exemplo da FIG. 4A, o multiplicador 48 do filtro combinado/LNA 68 recebe e multiplica o sinal $i(t)$ com o sinal de realimentação $y(t)$ e fornece o sinal $m_i(t)$, que é convertido descendentemente na banda base TX. O
20 filtro passa-baixa 50 na ramificação I rejeita sinais fora da banda base do sinal TX, e produz o sinal em fase $w_i(t)$. O multiplicador 52 na ramificação I recebe e multiplica o sinal $i(t)$ com o sinal $w_i(t)$ e fornece um sinal $z_i(t)$, que é convertido ascendentemente na banda de portadora TX.
25 Similarmente, dentro da ramificação Q, o multiplicador 54 recebe e multiplica o sinal $q(t)$ com o sinal $y(t)$ para produzir o sinal $m_q(t)$, que é convertido descendentemente na banda base TX.

O filtro passa-baixa 56 na ramificação Q recebe o
30 sinal $m_q(t)$ e rejeita sinais fora da banda base do sinal TX, produzindo o sinal em quadratura $w_q(t)$. O multiplicador 58 no filtro combinado/LNA 68 então recebe e multiplica o sinal $q(t)$ com o sinal $w_q(t)$ e fornece um sinal $z_q(t)$, que

é convertido ascendentemente na banda de portadora TX. O somador 60 recebe e soma os sinais $z_i(t)$ e $z_q(t)$ e fornece o sinal de estimador, $e(t)$, que é subtraído do sinal RX $x(t)$ na entrada do LNA 20 pelo somador 62.

5 Como mencionado no que diz respeito às FIGs. 4B e 4C, as ramificações I e Q podem ser acoplados cruzados em algumas implementações alternativas. Por exemplo, em filtro combinado/LNA 68 da FIG. 6, a saída do filtro passa-baixa 50 poderia ser acoplada a uma entrada do filtro passa-baixa 56 e a saída do filtro passa-baixa 56 poderia ser acoplada a uma entrada do filtro passa-baixa 50, em uma maneira similar a FIG. 4B. Alternativamente, como na FIG. 4C, a saída do multiplicador 48 na FIG. 6 poderia ser acoplado tanto a uma entrada do filtro passa-baixa 50 como a uma entrada do filtro passa-baixa 56, e a saída do multiplicador 54 poderia ser acoplada a uma entrada do filtro passa-baixa 56 e a uma entrada do filtro passa-baixa 50.

A FIG. 7 é um diagrama esquemático que ilustra um filtro combinado/LNA exemplar 70 que inclui um conversor de terminação diferencial/única ativo para uso com um LNA de única terminação 20. Como discutido acima, um filtro adaptativo ou um filtro combinado/LNA podem ser escolhidos para o cancelamento da fuga de sinal TX de acordo com vários aspectos desta divulgação. Se o filtro combinado/LNA é escolhido, e o LNA é de terminação única, o filtro combinado/LNA pode geralmente exigir um conversor de terminação diferencial/única para suas saídas. No exemplo da FIG. 7, o filtro combinado/LNA 70 inclui o par de transistor 80, o capacitor 82 e o acoplador indutivo 84. O filtro combinado/LNA 70 se conforma geralmente com o filtro combinado/LNA 68 da FIG. 6. Entretanto, a FIG. 7 ilustra ainda uma arquitetura diferencial.

Por exemplo, a FIG. 7 mostra as saídas diferenciais i , i_b , q , e q_b do divisor 46. As saídas i e i_b representam componentes em fase positivas e negativas diferenciais no sinal de portadora TX produzido por VCO TX 42. Similarmente, as saídas q e q_b representam as componentes positivas e negativas diferenciais do sinal em quadratura da portadora TX. Os multiplicadores 48, 52 recebem ambos os componentes em fase i e i_b , e os multiplicadores 54, 58 recebem os componentes em quadratura q e q_b . Os filtros de banda base 50 e 56 podem incluir um par de capacitores, um em cada uma das saídas diferenciais dos multiplicadores 48, 54, respectivamente.

As saídas diferenciais positivas de cada multiplicador 52, 58 são acopladas juntas e a um primeiro terminal do par de transistor 80. Similarmente, as saídas diferenciais negativas dos multiplicadores 52, 58 são acopladas juntas e ao segundo terminal do par de transistor 80. O segundo fim dos pares 80 do transistor é acoplado também para receber o sinal RX $x(t)$. O par de transistor 80 subtrai a saída dos multiplicadores 52, 58 do sinal de entrada RX $x(t)$. O LNA 20 amplifica o sinal de entrada de terminação única fornecido no segundo terminal do par de transistor 80, e aplica o sinal de saída de terminação única resultante $y(t)$ ao acoplador indutivo 84. O acoplador indutivo 84 converte o sinal de saída de terminação única $y(t)$ a um sinal diferencial que é aplicado ao misturador 24 e às entradas dos multiplicadores 48, 54.

A FIG. 8 é um diagrama esquemático que ilustra um filtro combinado/LNA exemplar 86 que inclui um conversor de terminação diferencial/única passivo para o uso com um LNA de terminação única 20. O filtro combinado/LNA 86 no exemplo da FIG. 8 corresponde quase identicamente ao filtro combinado/LNA 70 da FIG. 7. Em vez do par de transistor

ativo 80, entretanto, o filtro combinado/LNA 86 inclui um circuito passivo 88 sob a forma de um par de indutores com um capacitor acoplado cruzado. Esta implementação passiva oferece uma alternativa à implementação ativa da FIG. 8.

5 A FIG. 9 é um diagrama esquemático que ilustra um outro filtro combinado/LNA exemplar 90 para uso com um LNA diferencial 20A, 20B. O filtro combinado/LNA 90 se conforma substancialmente ao filtro combinado/LNA 70 e o filtro combinado/LNA 86 das FIGs. 7 e 8. Entretanto, o filtro
10 combinado/LNA 90 inclui o LNA diferencial 20A, 20B, indutores 92, 94, e capacitores 82A, 82B. Se o LNA é diferencial, um conversor de terminação única/diferencial não é necessário. Entretanto, o LNA diferencial 20A, 20B pode ser acoplado a um duplexador 14 com portas RX
15 balanceadas. Além disso, pode ser desejável fornecer os percursos de retorno DC à terra no duplexador 14 para as saídas das componentes de cancelamento TX. Como mostrado na FIG. 9, por exemplo, o duplexador 14 pode ser acoplado às entradas do LNA diferencial 20A e 20B através dos indutores
20 respectivos 92, 94 e capacitores 82A, 82B. As saídas diferenciais do LNA diferencial 20A, 20B são acopladas às entradas diferenciais do misturador 24.

 A FIG. 10 é um diagrama esquemático que ilustra um filtro combinado/LNA exemplar 96 para uso com um LNA
25 diferencial 20A, 20B. O filtro combinado/LNA 96 representa uma alternativa ao filtro combinado/LNA 90 da FIG. 9. Entretanto, as portas RX diferencial do duplexador 14 são acoplados às entradas de LNAs 20A, 20B através dos capacitores 102, 82A e 104, 82B. A corrente DC flui das
30 saídas dos multiplicadores 52, 58 à terra através dos indutores 98, 100.

 A FIG. 11 é um diagrama esquemático que ilustra uma ramificação exemplar 110 de um filtro adaptativo 40 em

maiores detalhes. No exemplo da FIG. 11, a ramificação 110 é uma ramificação I com um multiplicador 48 que tem as entradas diferenciais que recebem as componentes de sinal de referência positivas e negativas $r(t)_{+}$ e $r(t)_{-}$, por exemplo, a partir do VCO TX 42, e das componentes positivas e negativas do sinal de saída de filtro $y(t)_{+}$ e $y(t)_{-}$. A polarização DC dos sinais de referência pode ser de zero volts. O multiplicador 48 converte descendentemente o sinal de entrada de filtro $y(t)$ na banda base TX. O filtro passa-baixa 50 fornece um primeiro pólo para a resposta de frequência da ramificação 110, e rejeita sinais fora da banda base TX.

O multiplicador 52 recebe a saída do multiplicador 48 e do filtro passa-baixa 50, e converte ascendentemente a saída na banda de portadora TX para produzir saídas diferenciais de ramificação I $z_i(t)_{+}$ e $z_i(t)_{-}$ para a soma com saídas de ramificação Q, e subtração final do sinal de entrada de filtro $x(t)$ para cancelar a fuga de sinal TX. Um segundo pólo também pode ser fornecido por um filtro 106 no multiplicador 52 para suprimir o ruído causado pelo multiplicador 48 e pelo filtro 50. A FIG. 11 mostra os vários resistores, capacitores e transistores para finalidades de ilustração de uma implementação exemplar de uma ramificação dentro do filtro adaptativo 40. O arranjo de tais componentes na FIG. 11 serve como um exemplo e não deve ser considerado limitação do assunto amplamente descrito nesta divulgação.

Um filtro adaptativo, como descrito nesta divulgação, se personificado sozinho ou em combinação com um LNA pode gerar sua própria XMD em torno de um perturbador, primeiramente no multiplicador de downconverter 48. Esta XMD aparece na saída do multiplicador de downconverter 48 na frequência igual à

frequência do offset entre a frequência de RF de perturbador e a frequência de portadora TX. O filtro 50 atenua a XMD junto com o perturbador e o multiplicador 52 converte ascendentemente a XMD da frequência de offset TX de perturbador de volta à frequência de RF de perturbador. Se a frequência de RF de perturbador é próxima à frequência desejada do sinal RX, a XMD gerada pelo filtro adaptativo pode contaminar a banda do sinal desejado. A fim de reduzir a XMD de um perturbador perto do sinal desejado RX, o filtro passa-baixa 50 pode ser construído para ter a suficiente atenuação no offset entre a frequência de portadora TX e a frequência central do sinal desejado RX. Esta atenuação pode ser conseguida reduzindo a primeira frequência de pólo (50 na FIG. 11) e/ou adicionando um segundo pólo (106 na FIG. 11) antes da frequência de offset RX-TX.

A FIG. 12 é um fluxograma que ilustra uma técnica de filtragem adaptável para eliminar ou reduzir a fuga de sinal de transmissão. Como mostrado na FIG. 12, a técnica de filtragem adaptável pode incluir a multiplicação de um sinal LO TX e de um sinal RX para converter descendentemente a fuga de sinal TX a partir da banda LO TX na banda base TX (112). Quando da aplicação de um filtro de banda base TX (114), o sinal filtrado de banda base TX é multiplicado com o sinal LO TX para converter ascendentemente o sinal de fuga TX a partir da banda base TX na banda LO TX (116). Então, a fuga TX convertida ascendentemente na banda LO TX é subtraída do sinal RX para cancelar pelo menos uma parcela da fuga TX no sinal RX (118). A técnica ilustrada na FIG. 12 pode ser implementada usando alguns dos componentes e dos arranjos descritos nesta divulgação.

As técnicas de filtragem adaptável como descritas nesta divulgação podem ser usadas não somente em percursos preliminares RX, mas também nos percursos de RX de diversidade e RX de satélite de posicionamento global (GPS) para diminuir as exigências de linearidade dos LNAs e misturadores correspondentes.

Os filtros adaptáveis, como descritos aqui, podem ser usados para vários sistemas e aplicações. Por exemplo, os filtros adaptáveis podem ser usados em sistemas de comunicação full-duplex sem fio tais como sistemas celulares, sistemas OFDM, sistemas de acesso múltiplo por divisão de frequência ortogonal (OFDMA), sistemas de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO), redes de área local sem fio (LANs), e semelhantes. Os sistemas celulares full-duplex incluem o sistema CDMA e algumas versões dos sistemas do Sistema Global para Comunicações Móveis (GSM), e os sistemas CDMA incluem IS-95, IS-2000, IS-856, e sistemas CDMA de Banda Larga (W-CDMA). Os filtros adaptáveis podem ser usados para um dispositivo sem fio assim como uma estação base em um sistema de comunicação full-duplex sem fio.

Alguns exemplos de sistemas de comunicação full-duplex, sem fio são o Sistema de Comunicação Pessoal (PCS), o Sistema Celular Digital (DCS), e sistemas de Telecomunicações Móvel Internacionais-2000 (IMT-2000). Como um exemplo particular, as técnicas podem ser aplicadas em um dispositivo de comunicação sem fio equipado para uma comunicação de acesso múltiplo por divisão de códigos (CDMA). Os componentes do receptor descritos nesta divulgação podem ser incorporados dentro de um dispositivo de comunicação sem fio, que pode ainda incluir conjunto de circuitos de conversor analógico-digital, um processador de sinal digital (DSP), um modem, e outros componentes

apropriados que podem ser úteis para transmitir, receber, codificar e decodificar dados, voz ou outros sinais. O modem pode ser formado, pelo menos em parte, por um DSP. O dispositivo de comunicação sem fio pode ser um
5 radiotelefone móvel, um telefone satélite, um console móvel de jogo, um assistente digital pessoal (PDA), smart phone, console de televisão, vídeo digital ou dispositivo de áudio, um laptop ou um computador de mesa, um set top box, um ponto de acesso sem fio, uma estação base, ou qualquer
10 outro dispositivo equipado para uma comunicação sem fio.

Os filtros adaptáveis como descritos aqui podem ser implementados dentro de um circuito integrado (CI), de um circuito integrado de RF, de um circuito integrado de aplicação específica (ASIC), ou de outras unidades
15 eletrônicas projetadas para realizar as funções descritas aqui. Os filtros adaptáveis podem ser fabricados com várias tecnologias de processamento de CI tais como o semicondutor de óxido de metal complementar (CMOS), transistor de junção bipolar (BJT), CMOS bipolar (BiCMOS), silício-germânio
20 (SiGe), arseneto de gálio (GaAs), e semelhantes.

Os vários aspectos da divulgação foram descritos. A descrição antecedente foi apresentada para finalidades de ilustração, e não é pretendida ser exaustiva ou limitada. Muitas modificações e variações são possíveis dentro do
25 escopo das seguintes reivindicações.

REIVINDICAÇÕES

1. Circuito de filtro para um receptor de radiofrequência (RF), o circuito de filtro compreendendo:

5 um somador que recebe um sinal de entrada de recepção (RX) de RF possuindo um sinal de fuga de transmissão (TX), e subtrai uma estimativa de sinal de fuga TX do sinal de entrada RX para produzir um sinal de saída RX; e

10 um estimador que gera a estimativa de sinal de fuga TX com base no sinal de saída RX e um sinal de referência em uma frequência de portadora do sinal de fuga TX.

2. Circuito, de acordo com a reivindicação 1, compreendendo adicionalmente um oscilador que gera o sinal de referência na frequência de portadora, o oscilador sendo
15 acoplado tanto ao estimador para geração da estimativa de sinal de fuga TX como a um transmissor para conversão ascendente de um sinal de banda base TX que produz o sinal de fuga TX.

20 3. Circuito, de acordo com a reivindicação 2, em que o oscilador é formado no chip com o somador e o estimador.

4. Circuito, de acordo com a reivindicação 1, em que o estimador compreende:

25 um primeiro multiplicador que multiplica o sinal de saída com uma componente em fase do sinal de referência para gerar um primeiro sinal em fase;

 um primeiro filtro passa-baixa que filtra o primeiro sinal em fase para gerar um segundo sinal em fase;

30 um segundo multiplicador que multiplica o segundo sinal em fase com a componente em fase do sinal de referência para gerar um terceiro sinal em fase;

um terceiro multiplicador que multiplica o sinal de saída com uma componente em quadratura do sinal de referência para gerar um primeiro sinal em quadratura;

5 um segundo filtro passa-baixa que filtra o primeiro sinal em quadratura para gerar um segundo sinal em quadratura;

um quarto multiplicador que multiplica o segundo sinal em quadratura com a componente em quadratura do sinal de referência para gerar um terceiro sinal em quadratura;

10 um segundo somador que adiciona o terceiro sinal em fase e o terceiro sinal em quadratura para gerar a estimativa de sinal de fuga TX.

5. Circuito, de acordo com a reivindicação 4, em que os primeiro e segundo filtros passa-baixa são acoplados cruzados.

6. Circuito, de acordo com a reivindicação 4, em que cada um dos primeiro e segundo filtros passa-baixa é acoplado para receber tanto o primeiro sinal em fase como o primeiro sinal em quadratura.

20 7. Circuito, de acordo com a reivindicação 1, em que o estimador multiplica o sinal de saída pelo sinal de referência para converter descendentemente o sinal de fuga TX no sinal de saída em uma banda base TX, e multiplica o sinal de fuga TX convertido descendentemente pelo sinal de referência para converter ascendentemente o sinal de fuga TX convertido descendentemente na frequência de portadora.

25 8. Circuito, de acordo com a reivindicação 1, em que o somador é acoplado para subtrair a estimativa de sinal de fuga TX a partir do sinal de entrada em uma entrada a um amplificador.

30 9. Circuito, de acordo com a reivindicação 1, em que o somador é acoplado para subtrair a estimativa de

señal de fuga a partir do seña de entrada em uma saída de um amplificador.

10. Circuito, de acordo com a reivindicação 1, em que o somador é acoplado para subtrair a estimativa de
5 seña de fuga TX a partir do seña de entrada em um nó em uma cadeia de recepção antes de um misturador de conversão descendente.

11. Circuito, de acordo com a reivindicação 1, compreendendo adicionalmente um amplificador que amplifica
10 o seña de entrada para produzir o seña de saída.

12. Circuito, de acordo com a reivindicação 1, em que o somador é acoplado para fornecer o seña de saída a um misturador que converte descendentemente o seña de saída em uma banda base de recepção.

13. Método para filtrar um seña de fuga de transmissão (TX) a partir de um seña de entrada recebido em um receptor de radiofrequência (RF), o método compreendendo:

20 receber um seña de entrada de recepção (RX) de RF possuindo um seña de fuga TX;

subtrair uma estimativa de seña de fuga TX do seña de entrada para produzir um seña de saída; e

25 gerar a estimativa de seña de fuga TX com base no seña de saída e um seña de referência em uma frequência de portadora do seña de fuga TX.

14. Método, de acordo com a reivindicação 13, compreendendo adicionalmente gerar o seña de referência na frequência de portadora a partir de um oscilador acoplado a um estimador para geração da estimativa de seña de fuga TX e a um transmissor para conversão ascendente de um seña de
30 banda base TX que produz o seña de fuga TX.

15. Método, de acordo com a reivindicação 14, em que o oscilador é formado no chip com o estimador.

16. Método, de acordo com a reivindicação 13, em que a estimativa de sinal de fuga TX compreende:

5 multiplicar o sinal de saída com uma componente em fase do sinal de referência para gerar um primeiro sinal em fase;

 filtrar o primeiro sinal em fase para gerar um segundo sinal em fase;

 multiplicar o segundo sinal em fase com a componente em fase do sinal de referência para gerar um
10 terceiro sinal em fase;

 multiplicar o sinal de saída com uma componente em quadratura do sinal de referência para gerar um primeiro sinal em quadratura;

 filtrar o primeiro sinal em quadratura para gerar
15 um segundo sinal em quadratura;

 multiplicar o segundo sinal em quadratura com a componente em quadratura do sinal de referência para gerar um terceiro sinal em quadratura;

 somar o terceiro sinal em fase e o terceiro sinal
20 em quadratura para gerar a estimativa de sinal de fuga TX.

17. Método, de acordo com a reivindicação 16, compreendendo adicionalmente filtrar o primeiro sinal em fase com um primeiro filtro passa-baixa, e filtrar o primeiro sinal em quadratura com um segundo filtro passa-
25 baixa, em que os primeiro e segundo filtros passa-baixa são acoplados cruzados.

18. Método, de acordo com a reivindicação 16, compreendendo adicionalmente filtrar o primeiro sinal em fase com um primeiro filtro passa-baixa, e filtrar o
30 primeiro sinal em quadratura com um segundo filtro passa-baixa, em que cada um dos primeiro e segundo filtros passa-baixa é acoplado para receber tanto o primeiro sinal em fase como o primeiro sinal em quadratura.

19. Método, de acordo com a reivindicação 13, em que gerar a estimativa de sinal de fuga TX compreende multiplicar o sinal de saída pelo sinal de referência para converter descendentemente o sinal de fuga TX no sinal de saída em uma banda base TX, e multiplicar o sinal de fuga TX convertido descendentemente pelo sinal de referência para converter ascendentemente o sinal de fuga TX convertido descendentemente na frequência de portadora.

20. Método, de acordo com a reivindicação 13, compreendendo adicionalmente subtrair a estimativa de sinal de fuga TX a partir do sinal de entrada em uma entrada a um amplificador.

21. Método, de acordo com a reivindicação 13, compreendendo adicionalmente subtrair a estimativa de sinal de fuga a partir do sinal de entrada em uma saída de um amplificador.

22. Método, de acordo com a reivindicação 13, compreendendo adicionalmente subtrair a estimativa de sinal de fuga TX a partir do sinal de entrada em um nó em uma cadeia de recepção antes de um misturador de conversão descendente.

23. Método, de acordo com a reivindicação 12, compreendendo adicionalmente amplificar o sinal de entrada para produzir o sinal de saída.

24. Método, de acordo com a reivindicação 12, compreendendo adicionalmente fornecer o sinal de saída a um misturador que converte descendentemente o sinal de saída em uma banda base de recepção.

25. Circuito de filtro para um receptor de radiofrequência (RF), o circuito de filtro compreendendo:

meios para receber um sinal de entrada de recepção (RX) de RF possuindo um sinal de fuga de transmissão (TX);

meios para subtrair uma estimativa de sinal de fuga TX do sinal de entrada RX para produzir um sinal de saída RX; e

5 meios para gerar a estimativa de sinal de fuga TX com base no sinal de saída RX e um sinal de referência em uma frequência de portadora do sinal de fuga TX.

26. Circuito, de acordo com a reivindicação 25, compreendendo adicionalmente meios para gerar o sinal de referência na frequência de portadora a partir de um
10 oscilador acoplado a um estimador para geração da estimativa de sinal de fuga TX e a um transmissor para conversão ascendente de um sinal de banda base TX que produz o sinal de fuga TX.

27. Circuito, de acordo com a reivindicação 26,
15 em que o oscilador é formado no chip com o somador e o estimador.

28. Circuito, de acordo com a reivindicação 25, em que os meios para gerar a estimativa de sinal de fuga TX compreende:

20 meios para multiplicar o sinal de saída com uma componente em fase do sinal de referência para gerar um primeiro sinal em fase;

meios para filtrar o primeiro sinal em fase para gerar um segundo sinal em fase;

25 meios para multiplicar o segundo sinal em fase com a componente em fase do sinal de referência para gerar um terceiro sinal em fase;

meios para multiplicar o sinal de saída com uma componente em quadratura do sinal de referência para gerar
30 um primeiro sinal em quadratura;

meios para filtra o primeiro sinal em quadratura para gerar um segundo sinal em quadratura;

meios para multiplicar o segundo sinal em quadratura com a componente em quadratura do sinal de referência para gerar um terceiro sinal em quadratura;

5 meios para somar o terceiro sinal em fase e o terceiro sinal em quadratura para gerar a estimativa de sinal de fuga TX.

29. Circuito, de acordo com a reivindicação 28, em que os primeiro e segundo filtros passa-baixa são acoplados cruzados.

10 30. Circuito, de acordo com a reivindicação 28, em que cada um dos primeiro e segundo filtros passa-baixa é acoplado para receber tanto o primeiro sinal em fase como o primeiro sinal em quadratura.

15 31. Circuito, de acordo com a reivindicação 25, em que os meios para gerar a estimativa de sinal de fuga TX compreendem meios para multiplicar o sinal de saída pelo sinal de referência para converter descendentemente o sinal de fuga TX no sinal de saída em uma banda base TX, e meios para multiplicar o sinal de fuga TX convertido
20 descendentemente pelo sinal de referência para converter ascendentemente o sinal de fuga TX convertido descendentemente na frequência de portadora.

32. Circuito, de acordo com a reivindicação 25, compreendendo adicionalmente meios para subtrair a
25 estimativa de sinal de fuga TX a partir do sinal de entrada em uma entrada a um amplificador.

33. Circuito, de acordo com a reivindicação 25, compreendendo adicionalmente meios para subtrair a
30 estimativa de sinal de fuga a partir do sinal de entrada em uma saída de um amplificador.

34. Circuito, de acordo com a reivindicação 25, em que os meios para subtrair são acoplados para subtrair a estimativa de sinal de fuga TX a partir do sinal de entrada

em um nó em uma cadeia de recepção antes de um misturador de conversão descendente.

35. Circuito, de acordo com a reivindicação 25, compreendendo adicionalmente meios para amplificar o sinal de entrada para produzir o sinal de saída.

36. Circuito, de acordo com a reivindicação 25, compreendendo adicionalmente meios para fornecer o sinal de saída a um misturador que converte descendentemente o sinal de saída em uma banda base de recepção.

37. Receptor de radiofrequência (RF), o receptor compreendendo:

uma antena que recebe um sinal de entrada de recepção (RX);

um amplificador que amplifica o sinal de entrada RX;

um duplexador que acopla o sinal de entrada RX da antena ao amplificador, e passa um sinal de fuga de transmissão (TX) ao amplificador como parte do sinal de entrada RX;

um somador que subtrai uma estimativa de sinal de fuga TX a partir do sinal de entrada RX para produzir um sinal de saída RX;

um estimador que gera a estimativa de sinal de fuga TX com base no sinal de saída RX e um sinal de referência em uma frequência de portadora do sinal de fuga TX; e

um misturador que converte descendentemente o sinal de saída RX em uma banda base.

38. Receptor, de acordo com a reivindicação 37, compreendendo adicionalmente um oscilador que gera o sinal de referência na frequência de portadora, o oscilador sendo acoplado tanto ao estimador para geração da estimativa de sinal de fuga TX como a um transmissor para conversão

ascendente de um sinal de banda base TX que produz o sinal de fuga TX.

39. Receptor, de acordo com a reivindicação 38, em que o oscilador é formado no chip com o somador e o
5 estimador.

40. Receptor, de acordo com a reivindicação 37, em que o estimador compreende:

um primeiro multiplicador que multiplica o sinal de saída com uma componente em fase do sinal de referência
10 para gerar um primeiro sinal em fase;

um primeiro filtro passa-baixa que filtra o primeiro sinal em fase para gerar um segundo sinal em fase;

um segundo multiplicador que multiplica o segundo sinal em fase com a componente em fase do sinal de referência para gerar um terceiro sinal em fase;
15

um terceiro multiplicador que multiplica o sinal de saída com uma componente em quadratura do sinal de referência para gerar um primeiro sinal em quadratura;

um segundo filtro passa-baixa que filtra o primeiro sinal em quadratura para gerar um segundo sinal em quadratura;
20

um quarto multiplicador que multiplica o segundo sinal em quadratura com a componente em quadratura do sinal de referência para gerar um terceiro sinal em quadratura;

um segundo somador que adiciona o terceiro sinal em fase e o terceiro sinal em quadratura para gerar a estimativa de sinal de fuga TX.
25

41. Receptor, de acordo com a reivindicação 40, em que os primeiro e segundo filtros passa-baixa são
30 acoplados cruzados.

42. Receptor, de acordo com a reivindicação 40, em que cada um dos primeiro e segundo filtros passa-baixa é

acoplado para receber tanto o primeiro sinal em fase como o primeiro sinal em quadratura.

43. Receptor, de acordo com a reivindicação 37, em que o estimador multiplica o sinal de saída pelo sinal de referência para converter descendentemente o sinal de fuga TX no sinal de saída em uma banda base TX, e multiplica o sinal de fuga TX convertido descendentemente pelo sinal de referência para converter ascendentemente o sinal de fuga TX convertido descendentemente na frequência de portadora.

44. Receptor, de acordo com a reivindicação 37, em que o somador é acoplado para subtrair a estimativa de sinal de fuga TX a partir do sinal de entrada em uma entrada a um amplificador.

45. Receptor, de acordo com a reivindicação 37, em que o somador é acoplado para subtrair a estimativa de sinal de fuga a partir do sinal de entrada em uma saída de um amplificador.

46. Receptor, de acordo com a reivindicação 37, em que o somador é acoplado para subtrair a estimativa de sinal de fuga TX a partir do sinal de entrada em um nó em uma cadeia de recepção antes de um misturador de conversão descendente.

47. Receptor, de acordo com a reivindicação 37, em que o somador é acoplado para fornecer o sinal de saída a um misturador.

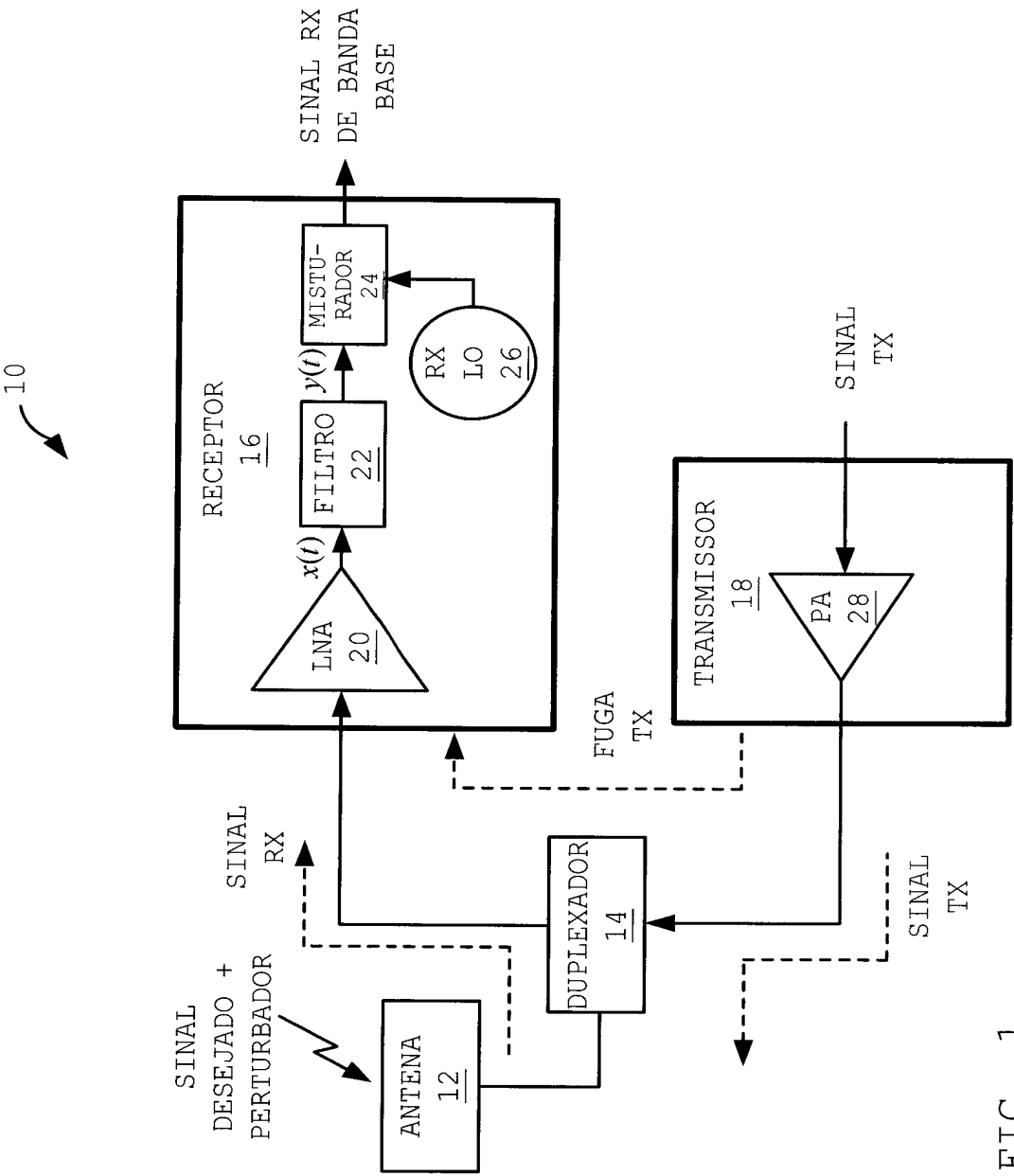
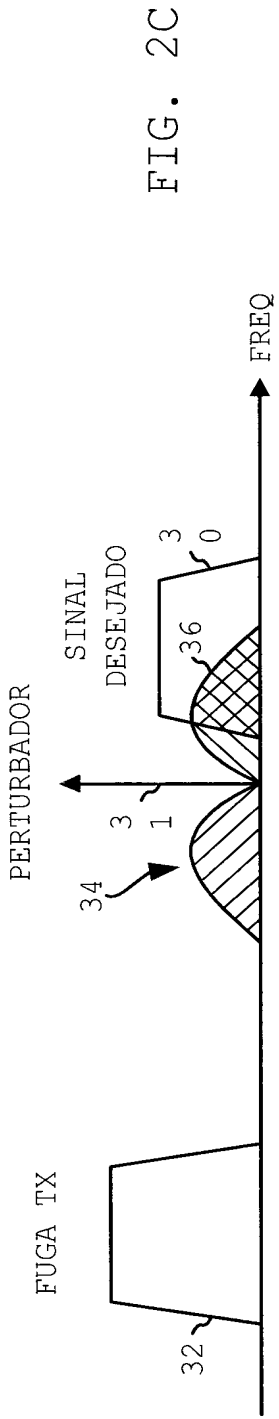
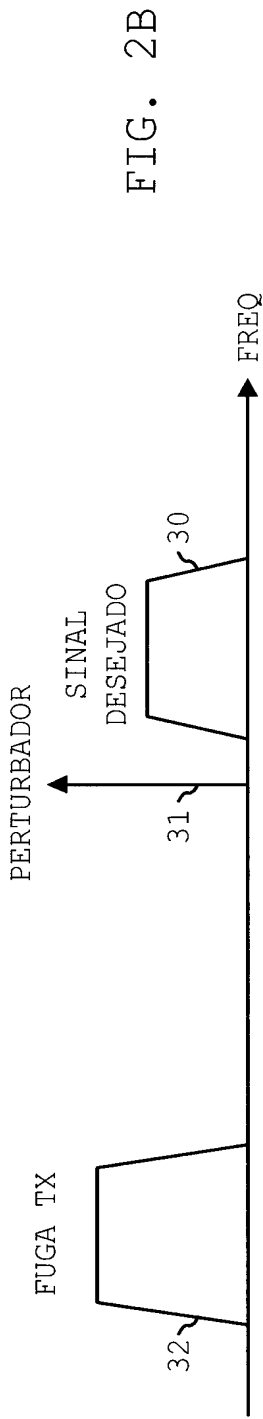
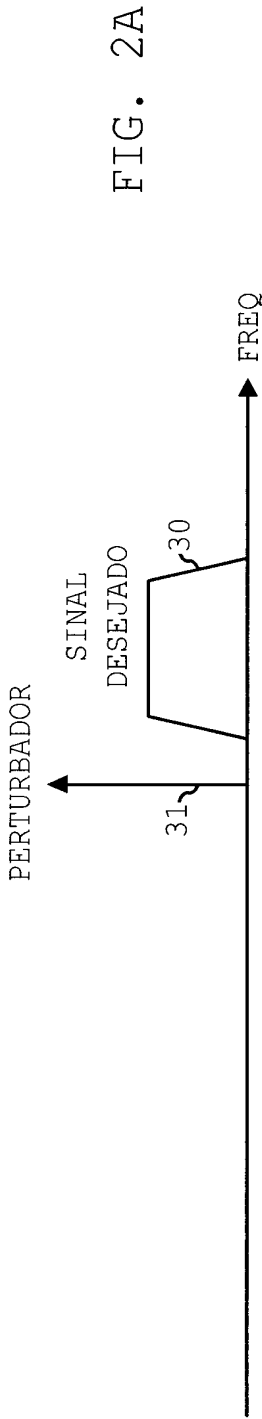


FIG. 1



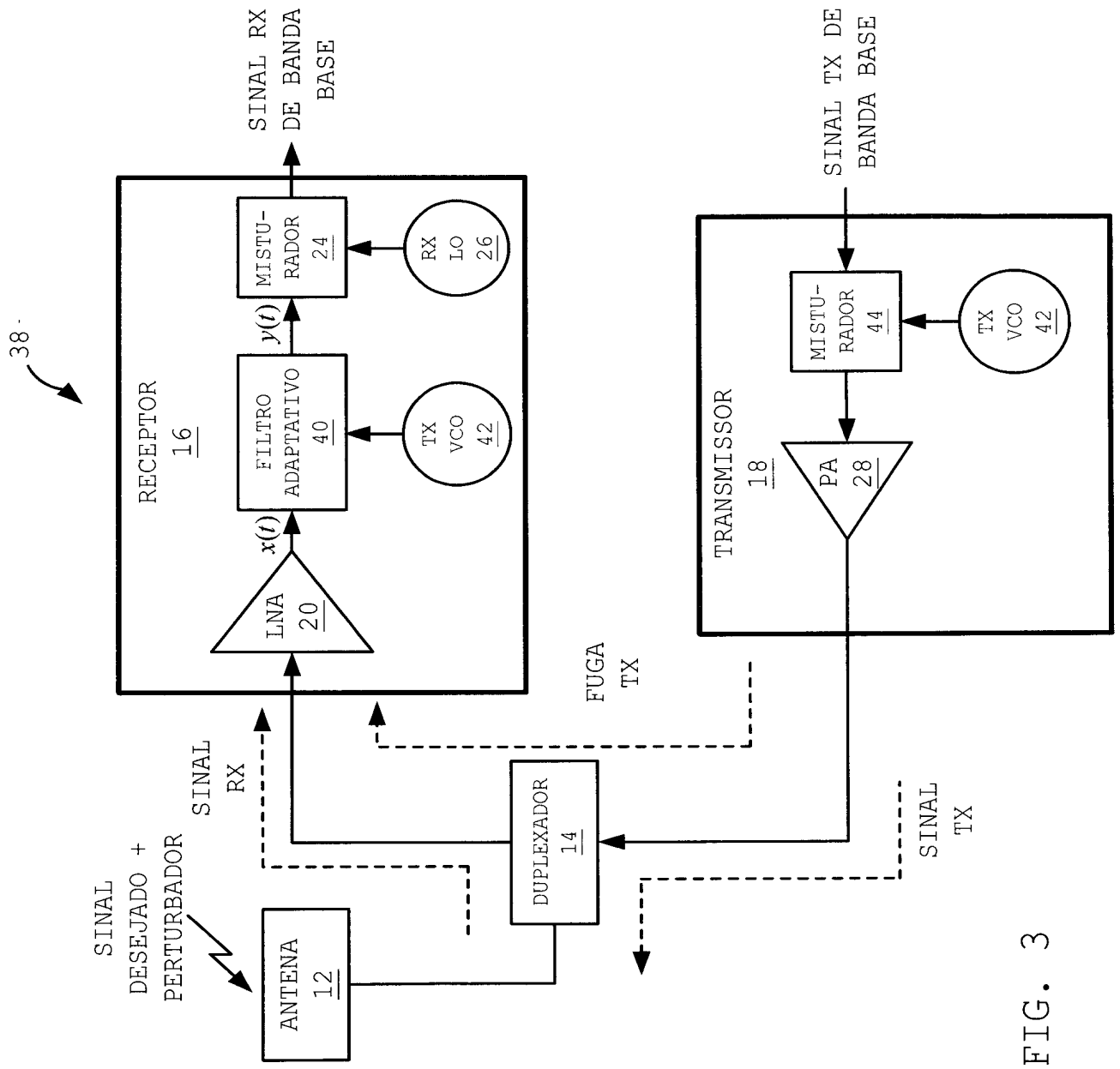


FIG. 3

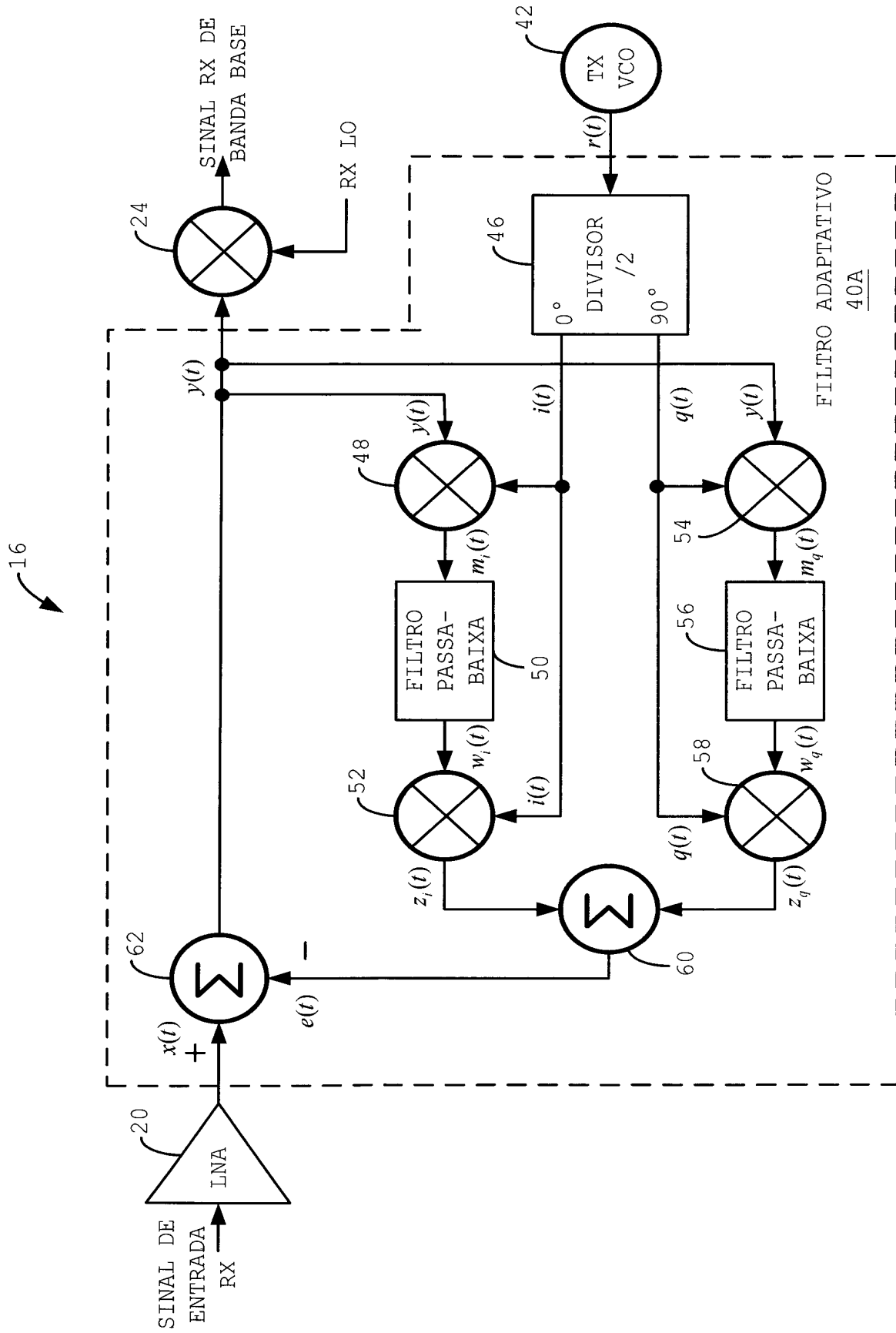


FIG. 4A

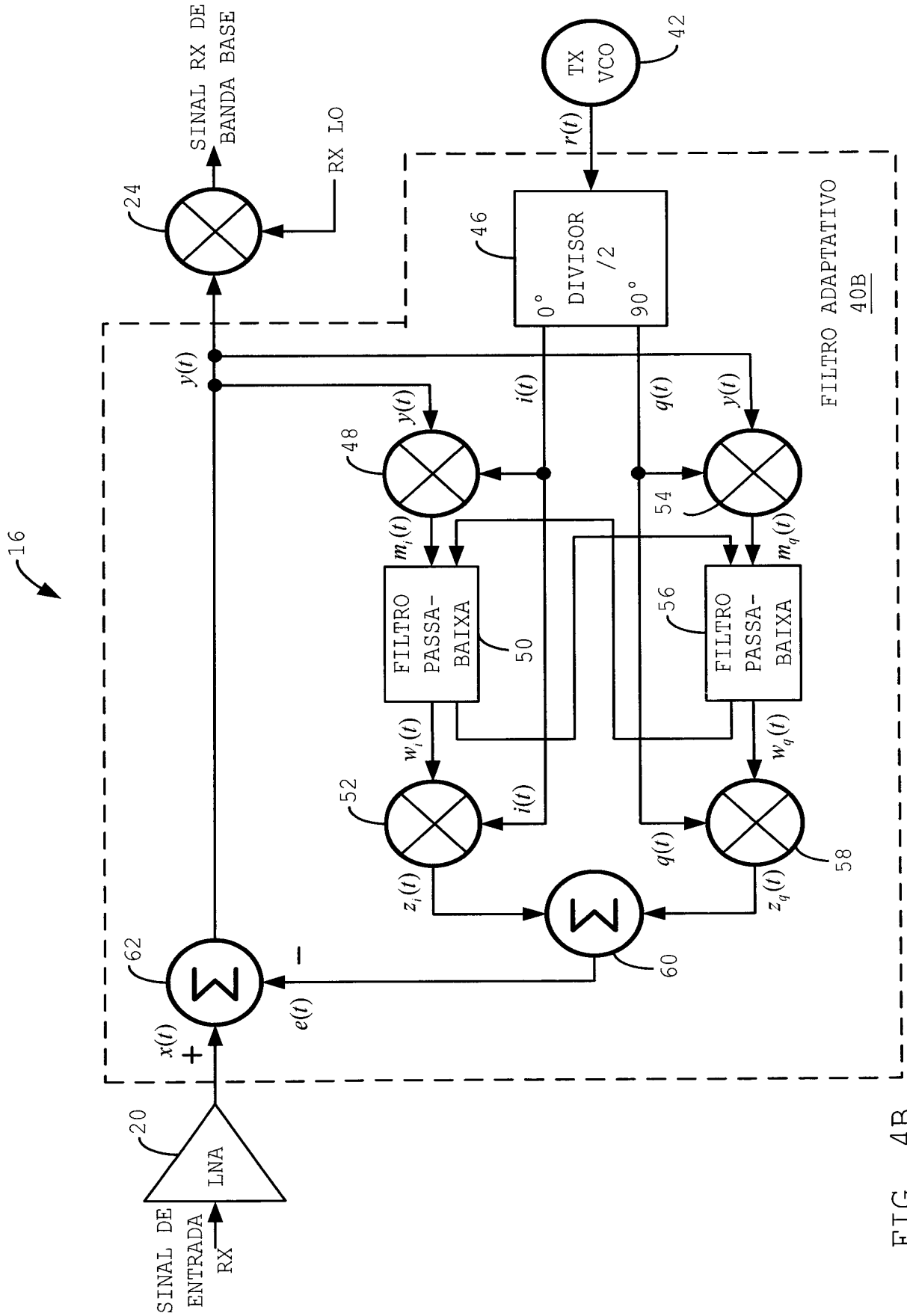


FIG. 4B

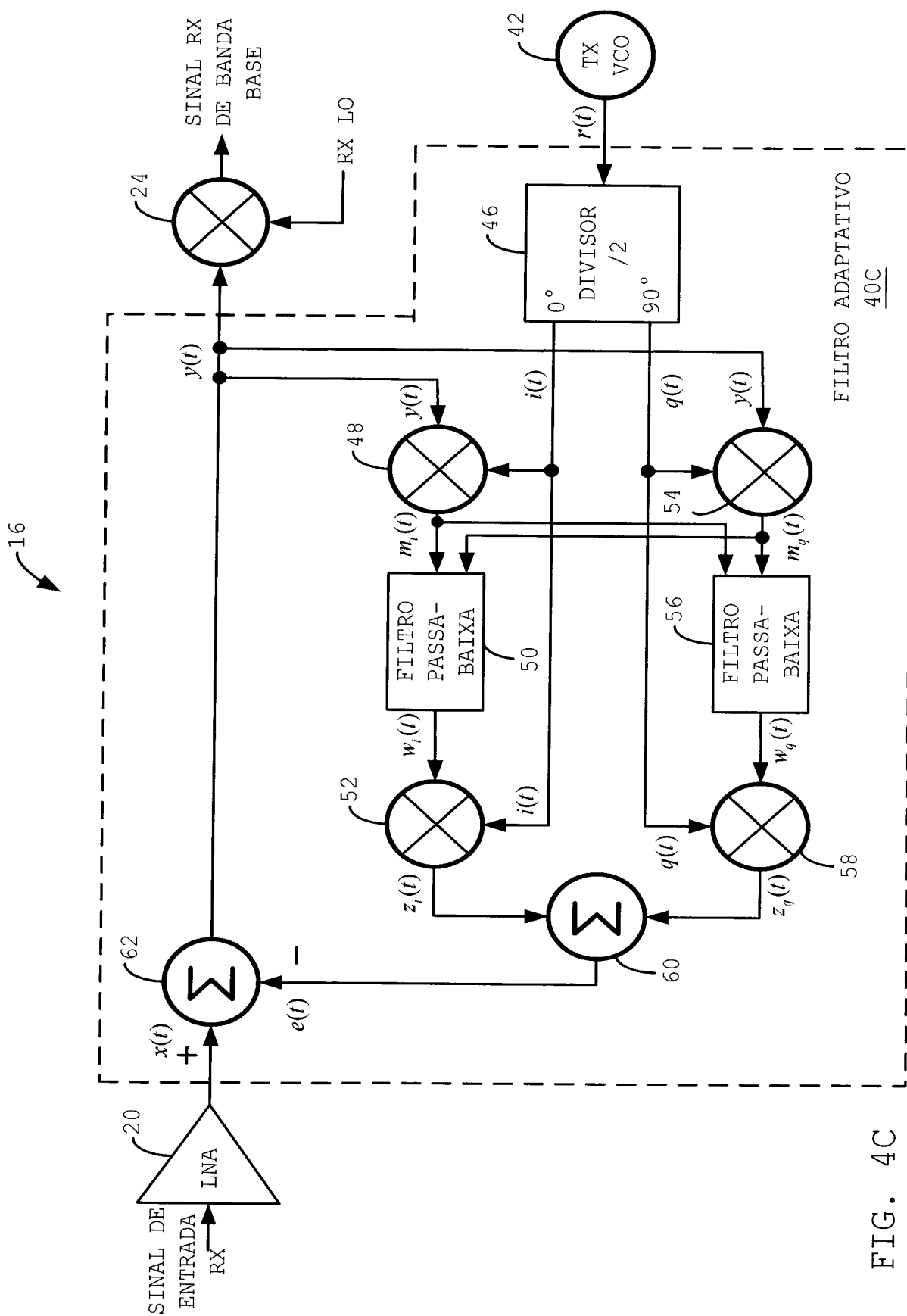


FIG. 4C

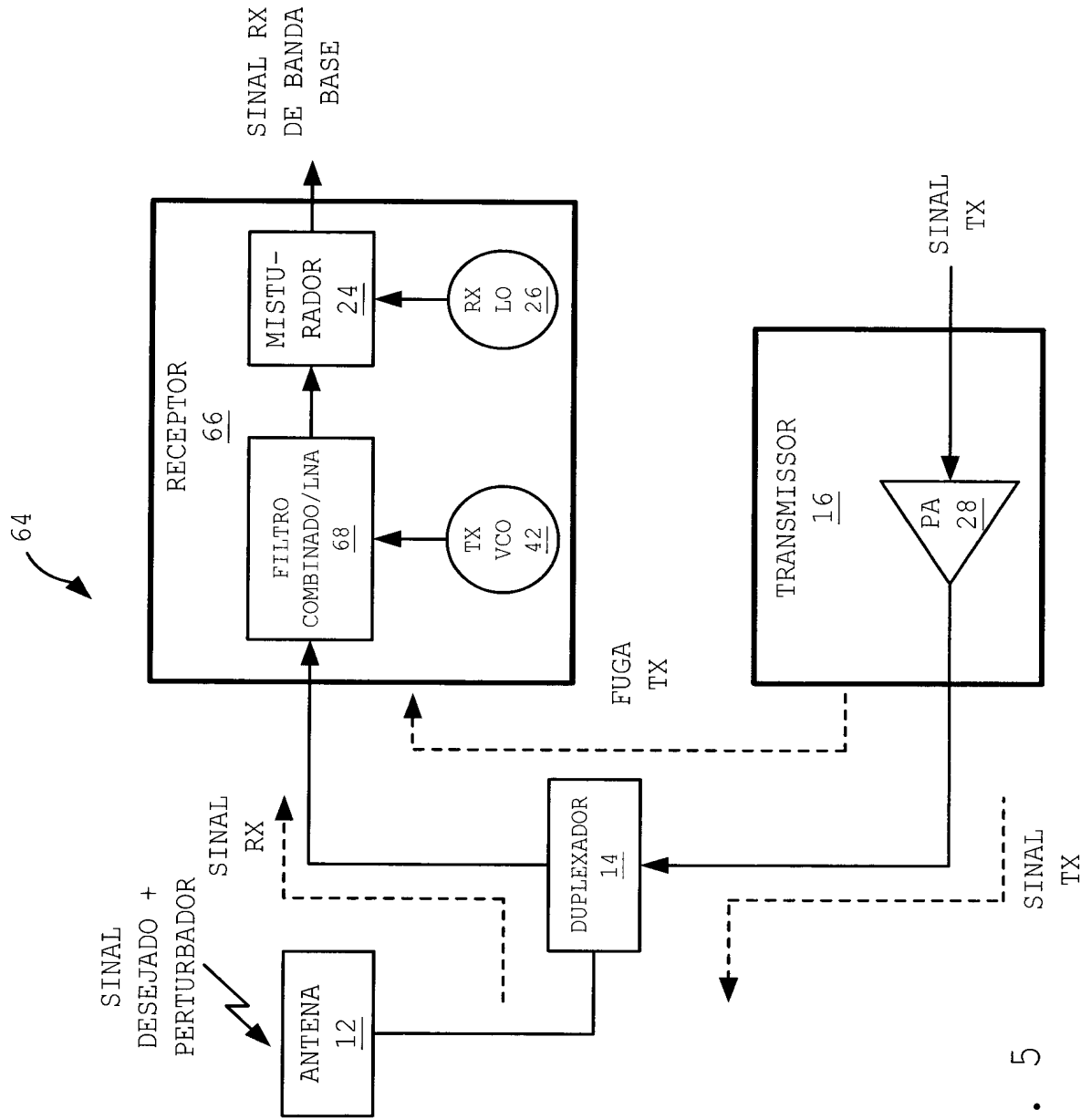


FIG. 5

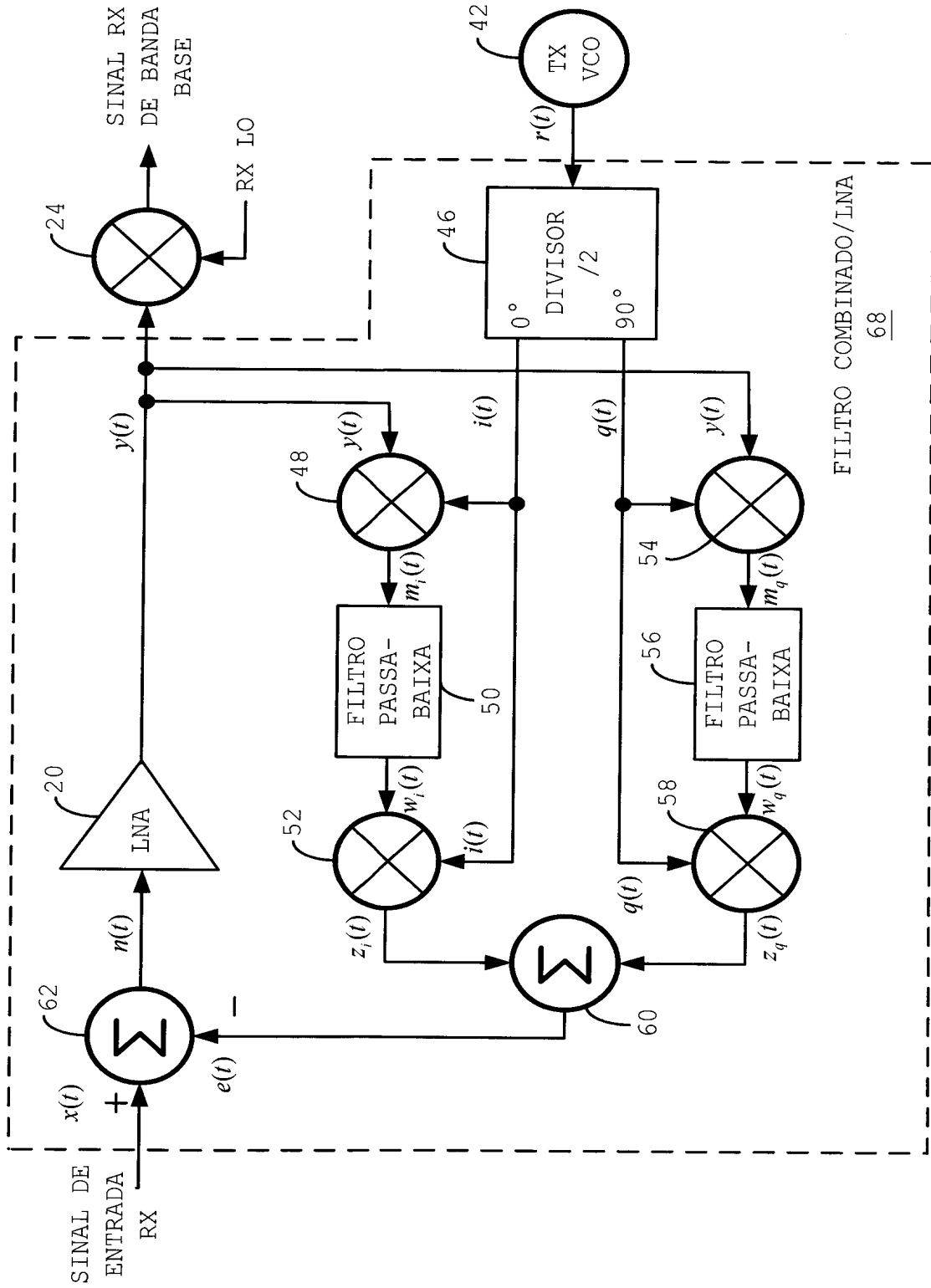


FIG. 6

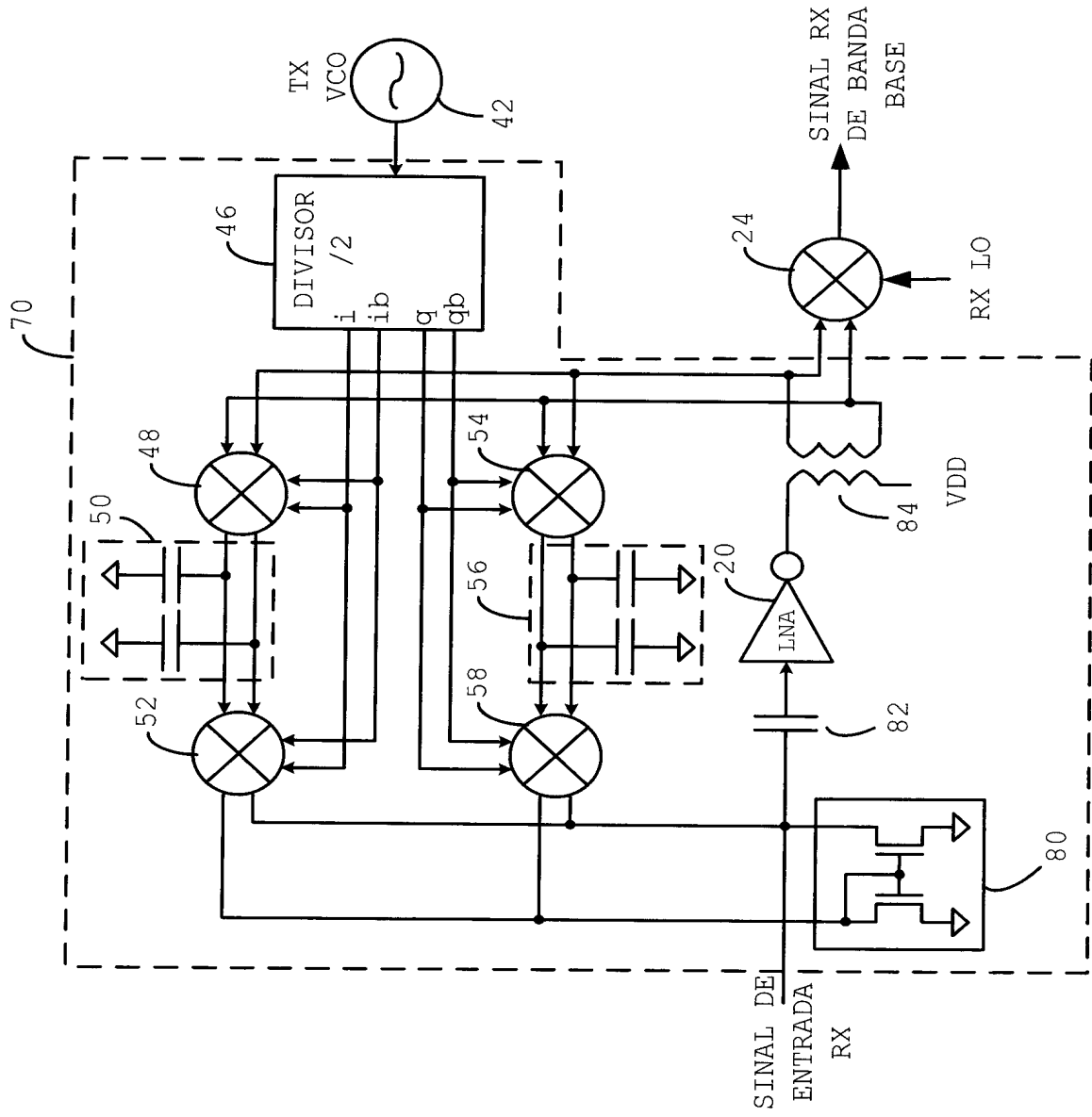


FIG. 7

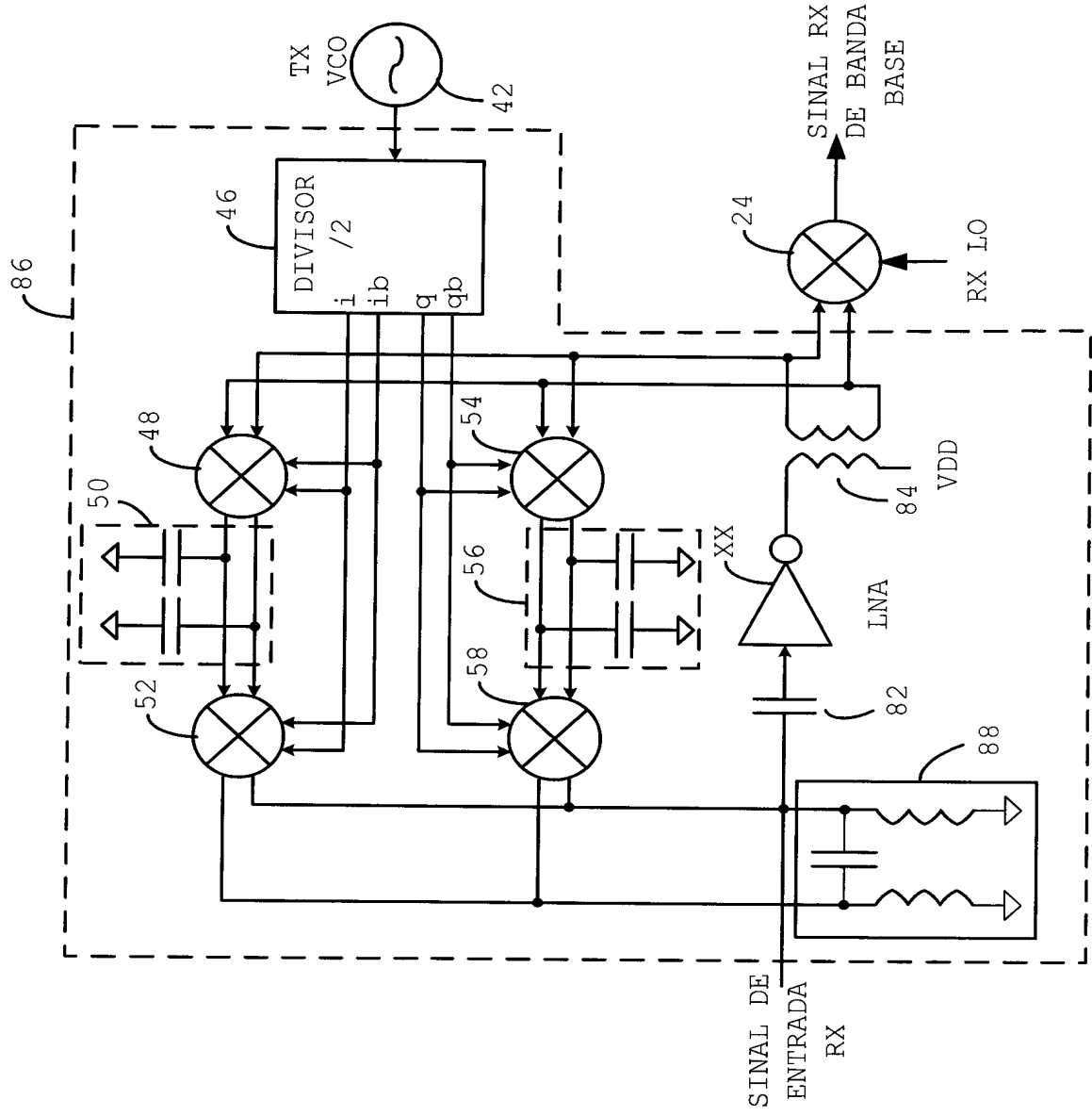


FIG. 8

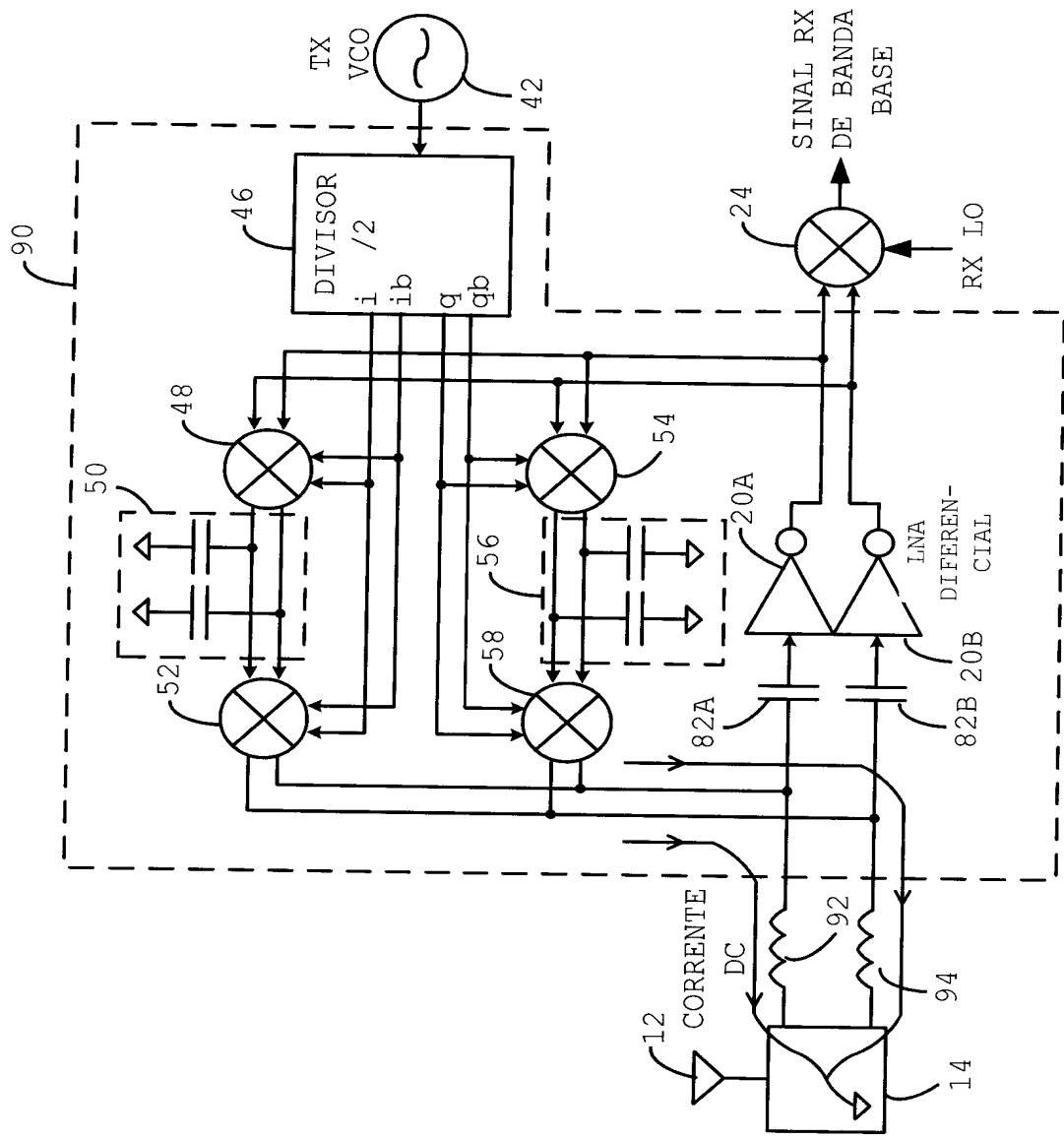


FIG. 9

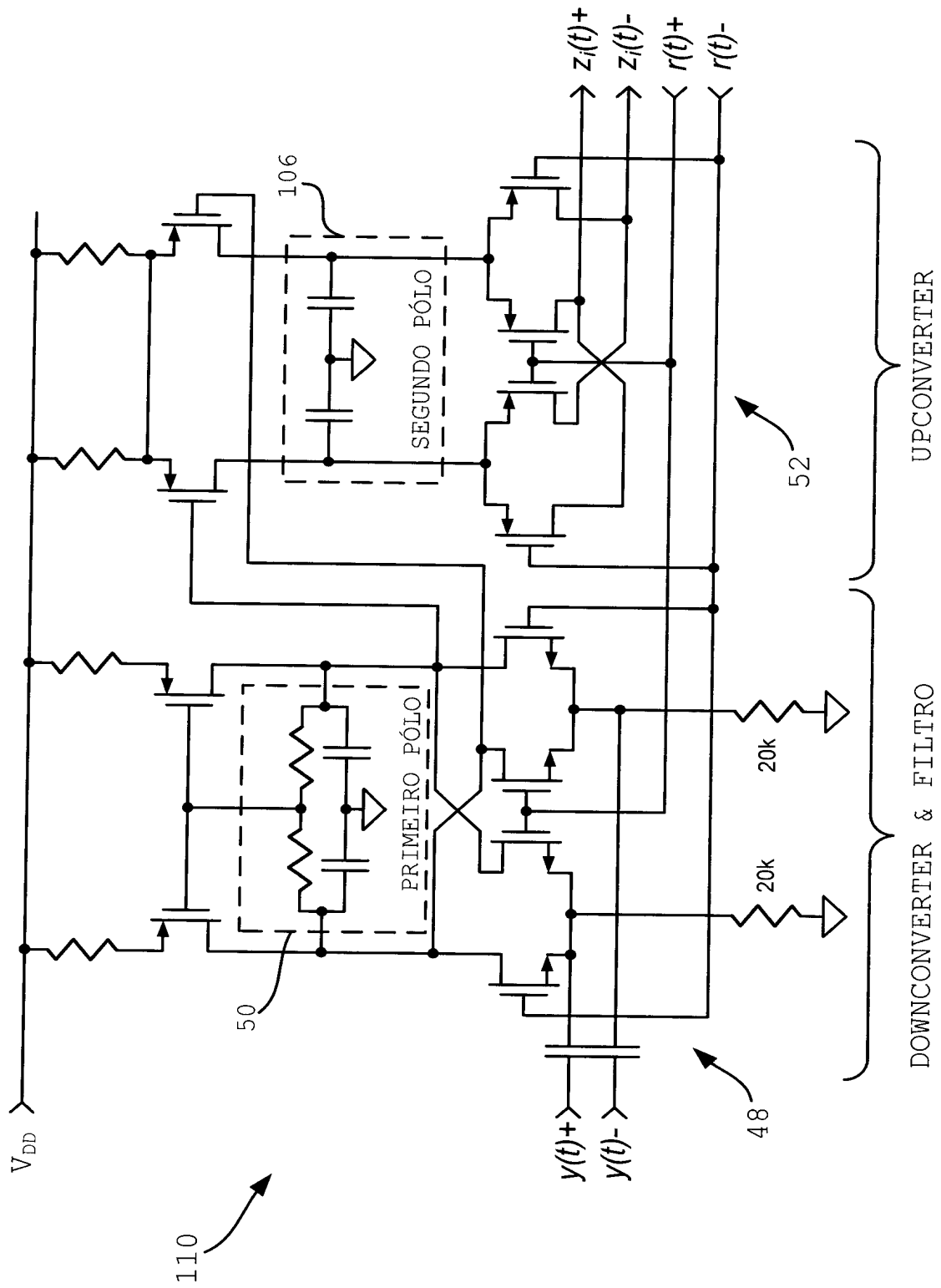
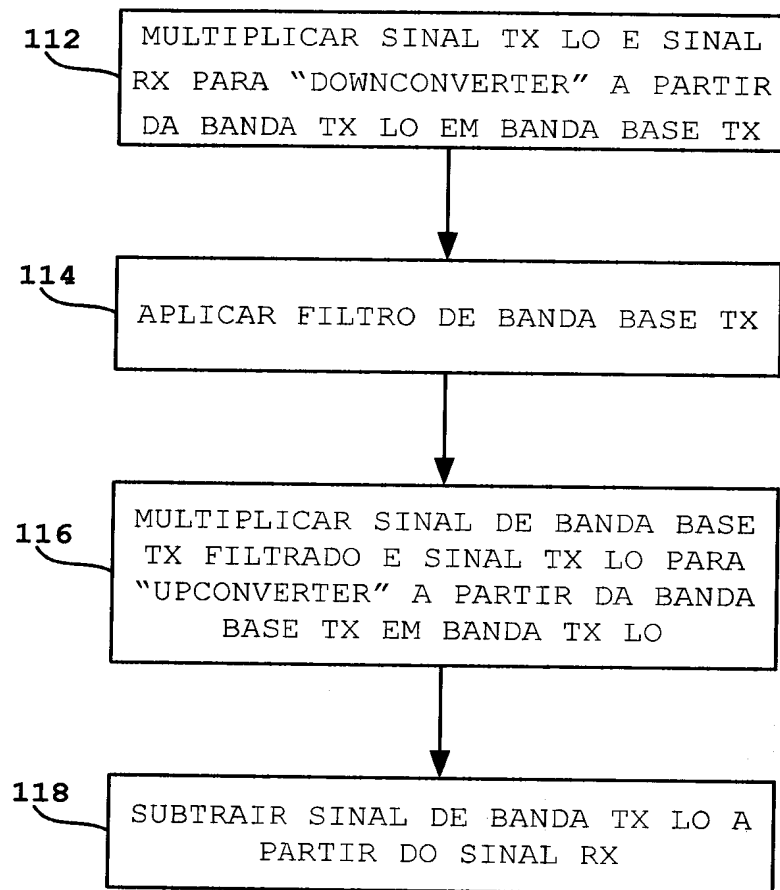


FIG. 11

**FIG. 12**

RESUMO

"REJEIÇÃO DE FUGA DE SINAL DE TRANSMISSÃO EM DISPOSITIVO DE COMUNICAÇÃO SEM FIO"

Esta divulgação descreve técnicas para reduzir
5 efeitos adversos de fuga de sinal de transmissão em um sistema de comunicação sem fio, full-duplex. Esta divulgação descreve técnicas para reduzir efeitos adversos da distorção de segunda ordem e distorção de modulação cruzada de fuga de sinal de transmissão a partir de um
10 transmissor através de um duplexador. As técnicas podem ser efetivas em rejeitar pelo menos uma parte de um sinal de fuga de transmissão, reduzindo ou eliminando assim a distorção. O filtro adaptativo pode incluir um circuito estimador que gera uma estimativa de sinal de fuga de
15 transmissão. Um somador subtrai a estimativa a partir do sinal recebido para cancelar fuga de transmissão e produzir um sinal de saída. O circuito estimador gera a estimativa de sinal de fuga de transmissão com base em um sinal de referência e realimentação a partir do sinal de saída. O
20 sinal de referência aproxima o sinal de portadora usado para gerar o sinal de transmissão no transmissor. O sinal de referência pode ser fornecido pelo mesmo oscilador usado para produzir o sinal de portadora de transmissão.