(19) OFICINA ESPAÑOLA DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

(11) Número de publicación: **2 281 625**

(51) Int. Cl.:
H04B 1/40 (2006.01)

(12) TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA T3

(86) Número de solicitud europea: **03707719 .5**
(86) Fecha de presentación : **03.02.2003**
(87) Número de publicación de la solicitud: **1470650**
(87) Fecha de publicación de la solicitud: **27.10.2004**

(54) Título: **Reducción de distorsión.**

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

(45) Fecha de publicación de la mención BOPI:
01.10.2007

(45) Fecha de la publicación del folleto de la patente:
01.10.2007

(73) Titular/es: **Qualcomm, Incorporated**
5775 Morehouse Drive
San Diego, California 92121, US

(72) Inventor/es: **Shah, Peter Jivan**

(74) Agente: **Carpintero López, Francisco**

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín europeo de patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre concesión de Patentes Europeas).

Venta de fascículos: Oficina Española de Patentes y Marcas. Pº de la Castellana, 75 – 28071 Madrid

DESCRIPCIÓN

Reducción de distorsión.

Antecedentes

Campo

La presente invención se refiere generalmente a dispositivos de comunicación inalámbricos y, más particularmente, a un sistema y procedimiento para un circuito de calibración de reducción de distorsión en un dispositivo de comunicación inalámbrico.

Descripción de la técnica relacionada

Los sistemas de comunicación inalámbricos están proliferando a medida que cada vez más proveedores de servicios añaden características adicionales y capacidades técnicas. Un gran número de proveedores de servicios ocupan actualmente una parte relativamente limitada del espectro de radio frecuencia. Debido a esta aglomeración, el aumento de interferencias es frecuente entre los sistemas de comunicación inalámbricos. Por ejemplo, sistemas de comunicación inalámbricos de dos proveedores de servicio diferentes pueden ocupar partes adyacentes del espectro. En esta situación, puede ser probable que se produzcan interferencias.

Un ejemplo de tales interferencias ocurre en un sistema inalámbrico de acceso múltiple por división de código (CDMA). En una realización, un sistema CDMA ocupa una parte del espectro de frecuencia adyacente a una parte del espectro de frecuencia asignado a un sistema telefónico celular convencional, al que algunas veces se hace referencia como sistema telefónico móvil avanzado (AMPS).

Las unidades CDMA convencionales intentan eliminar señales no deseables añadiendo filtros que permiten la fase mezcladora. La figura 1 ilustra una implementación conocida de un sistema 10 inalámbrico IF bajo o directo a base banda en el que una fase 12 de radiofrecuencia (RF) está acoplada a una antena 14. La salida de la fase 12 RF está acoplada a un amplificador 16, que amplifica las señales de radiofrecuencia. Debería observarse que la fase 12 RF y el amplificador 16 pueden incluir componentes convencionales tales como amplificadores, filtros y similares. El funcionamiento de estas fases es bien conocido y no necesitan describirse con más detalle en el presente documento.

La salida del amplificador 16 está acoplada a un divisor 18 que divide la señal procesada en dos señales idénticas para un procesamiento adicional mediante un mezclador 20. El divisor 18 puede ser un circuito electrónico o, en su forma más simple, sólo un conexión por cable. El mezclador 20 comprende un primer y un segundo núcleo 22 y 24 mezclador, respectivamente. Los mezcladores 22 y 24 son de naturaleza idéntica, pero reciben señales de oscilador local diferentes. El núcleo 22 de mezclador recibe una señal de oscilador local, denominada LOI, mientras que el núcleo 24 de mezclador recibe una señal de oscilado local, denominada como LOQ. Las señales de oscilador local están 90º desfasadas unas respecto a otras, formando así un núcleo mezclador de cuadratura. La salida del mezclador 20 está acoplada a una fase 26 de filtro de rechazo de emisiones perturbadoras. Específicamente, la salida del núcleo 22 de mezclador está acoplada a un filtro 28 de rechazo de emisión perturbadora mientras que la salida del núcleo 24 de mezclador está acoplada a un filtro 30 de rechazo de emisiones perturbadoras. El funcionamiento de los filtros 28 y 30 de rechazo de emisión perturbadoras idéntico excepto por la relación de la fase en cuadratura de señales desde el mezclador 20. La salida de los filtros 28 y 30 de rechazo de emisión perturbadora son las señales de salida en cuadratura I_{OUT} e Q_{OUT} respectivamente.

Los filtros 28 y 30 de rechazo de emisión perturbadora están diseñados para eliminar señales no deseadas, tales como señales desde transmisores que funcionan a frecuencias cercanas a la frecuencia de funcionamiento del sistema 10. Así, los filtros 28 y 30 de rechazo de emisión perturbadora están diseñados para eliminar señales “fuera de banda”. En funcionamiento, los filtros 28 y 30 de rechazo de emisión perturbadora pueden ser filtros de paso bajo, filtros de paso de banda o filtros complejos (por ejemplo, un filtro único con dos entradas y dos salidas), dependiendo de la implementación del sistema 10. El funcionamiento de los filtros 28 y 30 de rechazo de emisión perturbadora es bien conocido en la técnica y no necesita describirse en mayor detalle en el presente documento. Aunque los filtros 28 y 30 de rechazo de emisión perturbadora pueden minimizar los efectos de las señales fuera de banda, hay otras formas de interferencia para las que los filtros de rechazo de emisión perturbadora son ineficaces.

Por ejemplo, los productos de distorsión creados por el mezclador 20 pueden dar como resultado interferencias que no pueden eliminarse por los filtros 28 y 30 de rechazo de emisión perturbadora. Si se considera una unidad inalámbrica CDMA única, se asigna a esa unidad un canal o una radiofrecuencia específica en el espectro de frecuencia. Si un sistema AMPS está funcionando sobre múltiples canales espaciados entre ellos mediante una frecuencia $\Delta\omega_j$, entonces la distorsión de segundo orden del mezclador 20 creará una componente a una frecuencia $\Delta\omega_j$ en la señal de salida. Debería observarse que la distorsión de segundo orden del mezclador 20 creará componentes de señal en la suma y diferencia de las dos frecuencias de emisiones perturbadoras. Sin embargo, la señal resultante de la suma de las frecuencias de emisiones perturbadoras está muy por encima de la frecuencia de funcionamiento del dispositivo inalámbrico y de este modo no causa interferencias. Sin embargo, la señal diferencial, designada en el presente documento como $\Delta\omega_j$ puede estar bien dentro del canal deseado y de este modo causar una interferencia significativa con la señal deseada.

En esta circunstancia, las señales AMPS se consideran señales de emisión perturbadora ya que crean interferencias y por lo tanto interfieren la señal CDMA deseable. Aunque el presente ejemplo se refiere a las señales AMPS como señales de emisión perturbadora, los expertos en la técnica apreciarán que cualesquiera otras fuentes de radiofrecuencia espaciadas a una frecuencia $\Delta\omega_j$ entre sí pueden considerarse una emisión perturbadora.

Si esta señal de distorsión de segundo orden está dentro del ancho de bando de canal, los filtros 28 y 30 de rechazo de emisión perturbadora serán ineficaces y la interferencia resultante puede causar una pérdida inaceptable de relación portadora a ruido. Debería observarse que esta interferencia puede ocurrir sin tener en cuenta las frecuencias absolutas de las señales de emisión perturbadora. Sólo la separación de frecuencia es importante si la distorsión de segundo orden da como resultado la introducción de una señal no deseada en el ancho de banda del canal de la unidad CDMA.

Las normas de la industria existen para especificar el nivel de distorsión de orden más alto que se permite en sistemas de comunicación inalámbricos. Una técnica de medición común utilizada para medir la linealidad se denomina como un punto de intercepción referente a la entrada (IIP). La distorsión de segundo orden, denominada como IIP2, indica el punto de intercepción en el que la potencia de salida en la señal de segundo orden intercepta la señal de primer orden. Como se conoce en la técnica, la respuesta primaria o de primer orden puede trazarse en un gráfico como la salida de potencia (P_{OUT}) contra la entrada de potencia (P_{IN}). En un sistema lineal, la respuesta de primer orden es lineal. Es decir, la respuesta de potencia de primer orden tiene una inclinación 1:1 en un diagrama doblemente logarítmico. La potencia de un producto de distorsión de segundo orden sigue una inclinación 2:1 en un diagrama doblemente logarítmico. Se cumple que la extrapolación de la curva de segundo orden cortará la extrapolación del diagrama fundamental o lineal. Ese punto de intercepción se denomina el IIP2. Es deseable que el número IIP2 sea lo más grande posible. Las especificaciones y las normas de la industria para valores IIP2 pueden variar de un sistema de comunicación inalámbrico a otro y pueden cambiar en el tiempo. El valor específico para IIP2 no necesita tratarse en el presente documento.

Debería observarse que la distorsión de segundo orden tratada en el presente documento es un problema más serio utilizando la arquitectura de conversión descendente directa ilustrada en la figura 1. En un receptor superheterodino convencional, la fase 12 RF está acoplada a una fase (no mostrada) de frecuencia intermedia (IF). La fase IF incluye filtros de paso de banda que eliminan fácilmente los productos de distorsión de baja frecuencia. Así, la distorsión de segundo orden no es un problema serio con un receptor superheterodino. Por lo tanto, la especificación del IIP2 para un receptor superheterodino no es generalmente difícil de conseguir. Sin embargo, con el receptor de conversión descendente directo, tal como el ilustrado en la figura 1, cualquier filtración debe realizarse en la frecuencia de banda base. Ya que los productos de distorsión de segundo orden en la separación de frecuencia, $\Delta\omega$j, independientemente de la frecuencia absoluta de las emisiones perturbadoras, los requisitos del IIP2 son normalmente muy altos para una arquitectura de receptor de conversión descendente directa. El requisito del IIP2 es a menudo el parámetro único más difícil de conseguir en una arquitectura de receptor de conversión descendente directa.

Como se ha observado anteriormente, la distorsión de segundo orden es a menudo un resultado de no linealidades en el mezclador 20. Existe un número de factores que conducen a desproporciones en el mezclador 20, tal como desajustes del dispositivo (por ejemplo, desajustes en los núcleos 22 y 24 mezclador), impedancia de los osciladores locales y desajuste de impedancia. Además, factores tale como el ciclo de servicio del oscilador local también tiene una gran influencia en la distorsión de segundo orden. Así, los componentes de circuito individuales y una combinación única de componentes de circuito seleccionados para un dispositivo de comunicación inalámbrico particular dan como resultado que el valor IIP2 sea imprevisible para cualquier unidad dada. Así, la calibración de unidades individuales puede requerirse para conseguir la especificación del IIP2.

Por lo tanto, puede apreciarse que existe una necesidad significativa de un sistema y procedimiento para la comunicación inalámbrica que reduzcan los productos de distorsión no deseados a un nivel aceptable. La presente invención proporciona esta y otras ventajas como se evidenciará a partir de la siguiente descripción detallada y figuras adjuntas.

Se llama la atención además al documento WO 99/50966, que da a conocer un circuito de corrección de distorsión para un receptor de conversión directa, comprendiendo el receptor de conversión directa un oscilador local para generar una señal de oscilador local, un mezclador para multiplicar una señal de radiofrecuencia y una señal de oscilador local juntas y para suministrar la señal de salida de mezclador resultante a una vía de señal demodulada, incluyendo la vía de señal demodulada un primer filtro de paso bajo para seleccionar una señal de banda base en un primer terminal de salida de filtro, en el que el circuito de corrección de desfase incluye un circuito de elevación al cuadrado para elevar al cuadrado la señal de salida de mezclador y suministrar la señal estimada de distorsión resultante a una vía de señal estimada de distorsión, medios de sustracción de señal para sustraer la señal estimada de distorsión en un punto de sustracción en la vía de señal estimada de distorsión, y medios de procesamiento adaptativos para igualar la función de transferencia de la vía estimada de señal de distorsión y la función de transferencia de la vía de señal demodulada entre la salida de mezclador y el punto de sustracción.

Según la presente invención, se proporcionan un circuito que incluye una derivación de compensación, tal como se expone en la reivindicación 1, un circuito integrado, tal como se expone en la reivindicación 16, además de un procedimiento que funciona en un circuito, tal como se expone en la reivindicación 26. Las realizaciones preferidas de la invención se describen en las reivindicaciones dependientes.

Sumario

Las técnicas novedosas se dan a conocer para una calibración para reducción de distorsión. En una realización a modo de ejemplo, un circuito de reducción de distorsión para su utilización en un dispositivo de comunicación inalámbrico tiene un receptor de radiofrecuencia (RF) y comprende una fase de ganancia que presenta una entrada acoplada al receptor y una salida con la fase de ganancia que controla una amplitud de una señal de salida relacionada con una respuesta no lineal de segundo orden en el receptor. Un circuito de acoplamiento de salida acopla la salida de la fase de ganancia al receptor.

En una realización, el control de amplitud de fase de ganancia se basa en la amplitud de la respuesta no lineal de segundo orden en el receptor. La señal relacionada con la respuesta no lineal de segundo orden en el receptor puede generarse intrínsecamente mediante un sistema de circuitos en el receptor o puede generarse mediante un circuito de elevación al cuadrado acoplado al receptor.

Cuando se implementa con un receptor RF que genera una señal de salida convertida descendente, el circuito de acoplamiento de salida puede comprender un sumador que presenta una primera y segunda entrada con la primera entrada configurada para recibir la señal de salida de receptor y la segunda entrada configurada para recibir la señal de salida de fase de ganancia. La fase de ganancia puede generar una corriente de salida relacionada con la respuesta no lineal de segundo orden en el receptor. El circuito de acoplamiento de salida puede ser una conexión directa a la señal de salida convertida descendente del receptor.

En una realización, el circuito se utiliza en una calibración de fábrica en la que el receptor genera un señal de salida convertida descendente y está configurado para recibir una señal de entrada externa para permitir el ajuste de la fase de ganancia para minimizar de ese modo la segunda respuesta no lineal de segundo orden de la señal de salida de receptor.

En otra realización, un circuito de calibración automática puede utilizarse con el dispositivo de comunicación inalámbrico en el que una fuente de señal genera una señal de prueba y un conmutador está activado selectivamente para acoplar la fuente de señal a un terminal de entrada de receptor para acoplar la señal de prueba al terminal de entrada de receptor y permitir de ese modo los ajustes de reducción de distorsión en el receptor.

El circuito conmutador puede activarse selectivamente en un modo de autocalibración o activarse en tiempos predeterminados.

En una realización, la fuente de señal comprende un generador de señal interna. El generador de señal interna puede generar la señal de prueba que presenta múltiples componentes de frecuencia que presentan un espaciado espectral predeterminado. En otra realización, el dispositivo de comunicación inalámbrico incluye un transmisor RF y el circuito puede comprender adicionalmente un control transmisor para controlar una señal de entrada al transmisor y activarse selectivamente durante el proceso de autocalibración para generar la señal de prueba. En una realización, el circuito puede incluir adicionalmente un atenuador acoplado a un terminal de salida de transmisor para generar una señal de salida atenuada como la señal de prueba.

Breve descripción de los dibujos

La figura 1 es un diagrama de bloques funcional de un receptor de comunicación inalámbrica convencional.

La figura 2 es un diagrama de bloques funcional de una implementación genérica de la presente invención.

La figura 3 es un diagrama de bloques funcional de un mezclador receptor que ilustra una implementación de la presente invención.

La figura 4 es un diagrama esquemático que ilustra una posible implementación de la presente invención.

La figura 5 es un diagrama de bloques funcional de una implementación alternativa de la presente invención.

La figura 6 es un diagrama de bloques funcional de otra implementación alternativa de la presente invención.

Descripción detallada

La presente invención está dirigida a un circuito y procedimiento de calibración que simplifica el proceso de calibración para dispositivos de comunicación inalámbricos individuales. El término “dispositivo de comunicación inalámbrico” incluye, pero no se limita a, teléfonos celulares, dispositivos de sistemas de comunicación personal (PCS), radioteléfonos, unidades móviles, estaciones base, receptores de satélite y similares. En una realización, el circuito de calibración se utiliza en conjunto para compensar variaciones en componentes. En una realización alternativa, también descrita en el presente documento, un circuito de calibración a bordo puede utilizarse para compensar el desajuste de componentes debido al envejecimiento del circuito o a otros cambios en los parámetros de funcionamiento de circuito.

El rendimiento del IIP2 presenta un gran desafío en convertidores descendentes de conversión directa. Los valores requeridos del IIP2 son normalmente muy altos y el rendimiento real tiende a ser difícil de predecir ya que se determina

casi exclusivamente mediante fenómenos estadísticos. Es decir, el desajuste de componentes tiende a ser un problema estadístico. Incluso los componentes denominados "ajustados" en un circuito integrado están sujetos a variaciones en características de funcionamiento debido a variaciones del procesamiento de un circuito integrado. De forma similar, los componentes externos también están sujetos a variaciones que son impredecibles y que no pueden considerarse fácilmente para el diseño de un circuito de radiofrecuencia (FR).

Existen algunas técnicas conocidas para suprimir la distorsión IIP2, pero estos procesos tienden a ser complicados o introducen nuevos ramales (*spurs*) (es decir, componentes de frecuencia no deseados) y requieren un cambio en el plano de frecuencia (es decir, la reasignación del espectro de frecuencia). Además, estas técnicas conocidas interfieren con la vía RF y degradarán otros parámetros RF tales como el coeficiente de ruido e IIP3. Como resultado, estos circuitos conocidos conducen a un sistema de circuitos más complicado, incrementan el coste y disminuyen el rendimiento.

Por otro lado, la presente invención utiliza una técnica de alimentación directa, que se basa en una sola calibración en el nivel telefónico. El sistema de circuitos de la presente invención está diseñado de manera que no interfiere con la vía RF, y la vía RF puede por lo tanto optimizarse para otros parámetros de rendimiento RF (por ejemplo, coeficiente de ruido e IIP3), independientemente del IIP2. Toda la calibración funciona en frecuencias de banda base, que facilitan el diseño y trazado y permite un consumo de potencia más bajo.

Como se trató previamente, la distorsión no lineal de segundo orden un problema significativo en arquitecturas de receptor de conversión directa (es decir, arquitecturas IF cero o IF baja). Aunque las arquitecturas de receptor heterodino también generan distorsión de segundo orden, otras arquitecturas convencionales pueden utilizarse para reducir de distorsión no lineal no deseada. Por ejemplo, una selección cuidadosa de la frecuencia IF seguida de una filtración IF puede reducir normalmente la distorsión no lineal de segundo orden a un nivel aceptable en receptores heterodino. Aunque la exposición en el presente documento utiliza ejemplos de IF baja o IF cero, los principios de la presente invención pueden aplicarse a otras arquitecturas de receptor, que incluyen receptores heterodinos.

Además, la descripción presentada en el presente documento puede referirse a una señal de banda base, resultante de una mezcla de IF baja o IF cero. Sin embargo, los principios de la presente invención se aplican generalmente a una señal convertida descendente que se genera por un mezclador. Por lo tanto, la presente invención no se limita a una arquitectura de receptor, sino que puede aplicarse generalmente a cualquier señal convertida descendente que presenta una distorsión no lineal de segundo orden.

La presente invención está representada en un sistema 100, que se muestra en una forma de ejemplo en el diagrama de bloques funcional de la figura 2. El sistema 100 procesa una señal RF_{in}, que se ilustra en la figura 2 en la forma de un voltaje (V_{RF}). La señal RF_{in} se procesa por un bloque 102 RF convencional. El bloque RF puede incluir amplificadores, filtros y similares. Además, el bloque RF incluye normalmente un mezclador, tal como el mezclador 20 ilustrado en la figura 1 para convertir la señal RF en una señal de banda base. Como se ilustra en la figura 2, la señal de banda base comprende componentes que se identifican como $i_{BBdeseada} + i_{IM2}$. Esto está destinado para representar la señal de banda base deseada combinada con la señal no deseada resultante a partir de la distorsión de segundo orden en el bloque 102 RF.

El sistema 100 también incluye una derivación 104 de compensación, que comprende un circuito 106 de elevación al cuadrado, un filtro 108 de paso bajo y un amplificador 110 de ganancia variable (VGA). El circuito 106 de elevación al cuadrado proporciona una versión elevada al cuadrado del voltaje V_{RF}. Como los expertos en la técnica apreciarán, el circuito de elevación al cuadrado produce un número de armónicos no deseados en múltiples frecuencias. El filtro 108 de paso bajo está diseñado para eliminar las frecuencias no deseadas para que la derivación 104 de compensación no produzca interferencias no deseadas. El VGA 110 se utiliza para atenuar o amplificar una señal de compensación identificada en la figura 2 como i_{IM2cal}. La señal de compensación i_{IM2cal} está combinada con la salida del bloque RF mediante un sumador 114. La salida del sumador 114 es la señal deseada $i_{salidaBB}$. Si la corriente de compensación i_{IM2cal} es igual a la componente de señal no deseada i_{IM2}, la salida de la señal $i_{salidaBB}$ de salida es igual a la señal deseada $i_{BBdeseada}$.

Como se ilustra en la figura 2, el esquema de calibración IM2 se basa en cancelar la corriente IM2 de salida generada por el bloque 102 RF con una corriente IM2 programable derivada de otra fuente. En el presente ejemplo, la corriente de compensación programable se deriva directamente de la señal RF, pero no interactúa con la vía RF en el bloque 102 RF. Así, la ventaja de esta técnica es que no interfiere con la vía RF. Por lo tanto, la introducción de la calibración IM2 no degradará otros parámetros RF tales como ganancia, coeficiente de ruido e IIP3.

Para una correcta cancelación de la señal no deseada por el sumador 114, las dos corrientes IM2 (es decir, i_{IM2} e i_{IM2cal}) deben estar o en fase o desfadas180 grados. Debido al mecanismo que genera IM2, este es el caso que se espera y se derivará posteriormente. Como se observó anteriormente, el bloque 102 contiene componentes convencionales, tales como el mezclador 20 (véase la figura 1). La corriente IM2 generada por el mezclador 20 puede expresarse de la siguiente forma:

$$i_{IM2mez}(t) = a_{2mez} \cdot V_{RF}(t)^2 \qquad (1)$$

Expresando VRF en forma polar y teniendo en cuenta que puede atenuarse por algún factor α_{mez} y desfasarse mediante alguna fase ϕ_{mez} a través del sistema de circuitos del mezclador, se obtiene:

$$i_{IM2\,mez}(t) = a_{2\,mez} \cdot (\alpha_{mez} \cdot A(t) \cos(\omega_{RF} \cdot t + \varphi(t) + \varphi_{mez}))^2 \qquad (2)$$

y al expandirse esto arroja

$$i_{IM2\,mez}(t) = \frac{1}{2} \cdot a_{2\,mez} \cdot \alpha_{mez}{}^2 \cdot A(t)^2 (1 + \cos(2\omega_{RF} \cdot t + 2\phi(t) + 2\phi_{mez})) \qquad (3)$$

Una parte de la señal representada por la ecuación (3) depende de un valor $2\omega_{RF}$. Esta parte de la ecuación (3) es de escaso interés en este análisis ya que es una frecuencia muy alta y se filtrará utilizando técnicas convencionales. Sin embargo, la parte de baja frecuencia podría ir a parar dentro del canal de banda base deseado. Por lo tanto, el producto IM2 de interés a partir de la ecuación (3) es

$$i_{IM2\,mez\,LF}(t) = \frac{1}{2} \cdot a_{2\,mez} \cdot \alpha_{mez}{}^2 \cdot A(t)^2 \qquad (4)$$

De forma similar, la corriente de compensación IM2 generada en la salida del VGA 110 en la figura 2 se proporciona mediante

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

donde a_{cal} es un factor de escala programable. La cancelación de IM2 por el sumador 114 se consigue cuando

$$a_{cal} = -a_{2\,mez} \cdot \alpha_{mez}{}^2 \qquad (6)$$

Así, la cancelación IM2 sería posible independientemente del desfase ϕ_{mez} a través del mezclador.

En una implementación típica del bloque 102 RF, los núcleos de mezclador son los colaboradores IM2 importantes. Por lo tanto, para mejorar el seguimiento entre la fuente IM2 (es decir, el núcleo de mezclador) y la señal IM2 de calibración, sería deseable derivar la señal IM2 de calibración desde los mismos núcleos de mezclador. Esto es afortunadamente directo, ya que los nodos de emisor del núcleo del mezclador presentan una fuerte no linealidad de segundo orden. Conceptualmente, el circuito de calibración IM2 puede implementarse como se muestra en el diagrama de bloques funcional de la figura 3. Por motivos de claridad, la figura 3 ilustra sólo un único núcleo de mezclador (es decir, o el núcleo de mezclador I o de mezclador Q). Los expertos en la técnica reconocerán que un núcleo de mezclador adicional y un circuito de calibración están implementados según la descripción proporcionada en el presente documento. Debería también observarse que el diagrama de bloques funcional simplificado de la figura 2 representa un sistema de terminación sencilla mientras que el diagrama de bloques funcional de la figura 3 es una implementación diferencial con entradas diferenciales y salidas diferenciales. Los expertos en la técnica reconocerán que los principios de la presente invención pueden aplicarse a sistemas diferenciales o de terminación sencilla.

El bloque 102 RF comprende un transconductor 120, que recibe la señal de entrada RF_{in} en la forma de un voltaje diferencial y genera señales de salida diferenciales que están acopladas a las entradas de un núcleo 122 de mezclador a través de una combinación en serie de una resistencia R y un condensador C. Las salidas del transconductor 120 ilustradas mediante líneas discontinuas son entradas al otro núcleo de mezclador (no mostrado). La resistencia R y el condensador C sirven como divisores de corriente para proporcionar corriente al núcleo 122 de mezclador y al otro mezclador (no mostrado). Las corrientes de entrada al núcleo 122 de mezclador están identificadas en la figura 3 como I_{RF1} e I_{RF2}, respectivamente. Debería observarse que el circuito RC en serie no es esencial para el éxito del

funcionamiento de la presente invención. Al contrario, el circuito RC es solamente una implementación del divisor 18 (véase la figura 1). La presente invención no está limitada por la implementación específica del divisor 18. El núcleo 122 de mezclador también recibe a un oscilador local diferencial (LO) como una entrada y genera un señal de salida de banda base diferencial (BB OUT).

El núcleo 122 de mezclador se muestra en la figura 3 utilizando símbolos convencionales para un diagrama esquemático. El núcleo de mezclador puede implementarse por un circuito de transistor mostrado en la parte inferior de la figura 3 utilizando transistores acoplados en cruz en una configuración conocida para un mezclador diferencial. Los emisores de los diversos transistores en la figura 3 están acoplados juntos para formar un primer y segundo nodo de entrada que reciben la señal RF. Los nodos de entrada están polarizados mediante fuentes I_B de corriente de polarización en una manera conocida. En una realización alternativa, el transconductor 120 puede suministrar corrientes de polarización suficientes permitiendo así la eliminación de las fuentes I_B de corriente de polarización.

La disposición de transistores del núcleo 122 de mezclador ilustrado en la figura 3 comprende un primer y segundo par de transistores cuyos emisores están acoplados juntos para formar los nodos de entrada del núcleo 122 de mezclador. Los nodos de entrada del núcleo 122 de mezclador se accionan por las corrientes I_{RF1} e I_{RF2}, respectivamente. También están ilustrados en los nodos de entrada del núcleo 122 de mezclador en la figura 3 los voltajes V_{E1} y V_{E2}, respectivamente. Como los expertos en la técnica pueden apreciar, el funcionamiento no lineal de los transistores da como resultado una no linealidad de segundo orden de la señal de entrada que está presente en los nodos de entrada del núcleo 122 de mezclador. Este componente no lineal está representado por los voltajes V_{E1} y V_{E2} en los nodos de entrada del núcleo 122 de mezclador. En la realización ilustrada en la figura 3, no hay necesidad de un circuito de elevación al cuadrado externo, tal como el circuito 106 de elevación al cuadrado ilustrado en la figura 2. En su lugar, el sistema 100 se basa en la señal no lineal de segundo orden generada intrínsecamente en el núcleo 122 de mezclador. Las corrientes I_{RF1} e I_{RF2} pueden concebirse como entradas a un circuito de elevación al cuadrado (por ejemplo, el circuito 106 de elevación al cuadrado de la figura 2) mientras que los voltajes V_{E1} y V_{E2} pueden considerarse como salidas del circuito de elevación al cuadrado. La ventaja de la implementación en la figura 3 es que la función de elevación al cuadrado es un subproducto inherente del núcleo 122 de mezclador y no requiere un sistema de circuitos adicional (por ejemplo, el circuito 106 de elevación al cuadrado) para generar el término cuadrado utilizado por la derivación 104 de compensación. Una ventaja adicional de la implementación ilustrada en la figura 3 es que la señal elevada al cuadrado se genera por el mismo núcleo 122 de mezclador, que es también la fuente de la no linealidad en el núcleo del mezclador que da como resultado la señal IM2 no deseada (representada en la figura 2 como i_{IM2}). De este modo, la corriente de compensación generada por la derivación 104 de compensación en la figura 3 sigue de forma ventajosa a la señal no lineal generada por el núcleo 122 de mezclador. Otros componentes dentro del bloque 102 RF pueden servir también como la fuente de la señal no lineal de segundo orden. Por ejemplo, el transconductor 120 puede generar la señal no lineal de segundo orden.

La figura 3 también ilustra una implementación de la derivación 104 de compensación. Las resistencias de acoplamiento acoplan las corrientes I_{RF1} e I_{RF2} RF a una fase 126 de ganancia. La salida de la fase 126 de ganancia está acoplada a un atenuador 128 variable que genera las corrientes $I_{IM2cal1}$ e $I_{IM2cal2}$. de calibración. La corriente de calibración puede escribirse como:

$$i_{IM2cal} = I_{IM2cal1} - I_{IM2cal2} = \alpha \cdot g_{mcal} \cdot v_E = \alpha \cdot g_{mcal} \cdot a2_{nucleo} \cdot I_{RF}^2 \qquad (7)$$

que es de la forma deseada.

Es deseable utilizar el nodo de emisor del núcleo 122 de mezclador como la fuente IM2 para la calibración ya que, desde un punto de vista simplificado, la IM2 generada por los núcleos de mezclador puede explicarse como la señal IM2 fuerte presente en el nodo de emisor que se deriva desigualmente a las dos salidas debido a desajustes en los transistores utilizados para implementar el núcleo de mezclador. Si no se produjo desajuste, el núcleo de mezclador no generaría ninguna IM2 diferencial que el emisor IM2 se derivaría igualmente a ambos lados. Así, se esperaría que la salida IM2 siguiese al emisor IM2 (es decir, la salida IM2 se proporcionaría como un factor de desajuste multiplicado por el emisor IM2).

En la ausencia de dependencias de temperatura, la corriente de calibración caracterizada en la ecuación (7) anterior proporcionaría una corriente de corrección adecuada para eliminar la IM2 generada por los núcleos de mezclador. Desafortunadamente, las simulaciones muestran que este factor de desajuste es dependiente de la temperatura, y la dependencia depende del tipo de desajuste (por ejemplo, el desajuste de resistencia de emisor da un perfil de temperatura diferente que el desajuste de capacitancia de emisor base, etc.). En la práctica, normalmente dominará un tipo de desajuste de modo que la dependencia de temperatura es repetible. Por lo tanto, es deseable dejar que el factor α tenga una dependencia de temperatura programable. Así, el término α en la ecuación (7) puede alterarse para incluir la siguiente característica:

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

donde α_{cal} y β_{cal} son constantes programables, T es temperatura y T_0 es la temperatura en la que se realiza la calibración.

El esquema abreviado de la figura 4 ilustra un circuito que implementa la función de calibración deseada. Utiliza un DAC de dirección de corriente para fijar el factor de calibración y las corrientes I_A e I_B para fijar la dependencia de temperatura. El circuito funciona como sigue:

En primer lugar, se reescriben las diversas corrientes en términos de I_A, I_B, I_{ref} e I_{LF}:

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

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

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

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

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

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

y de forma similar

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

Utilizando el principio translineal, en el que ciertos productos de corrientes pueden equipararse a otros productos de corrientes, se encuentra que:

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

y por las definiciones proporcionadas por las ecuaciones (9) las ecuaciones (12) translineales se reducen a:

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

y las ecuaciones (10) y (11) se reducen a:

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

a partir de la cual se observa que

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

y así

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

Por lo tanto, la corriente IM2 de compensación se da como

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

La variación de temperatura deseada puede implementarse dejando que la corriente I_B sea una corriente referente al salto de banda y la corriente I_A sea una combinación de salto de banda y proporcional a la temperatura absoluta (PTAT):

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

Esto puede realizarse muy fácilmente utilizando espejos de corriente programables, y se obtiene así la función deseada,

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

Debería observarse que la forma de la ecuación (17) es similar a la de la ecuación (8) anterior. Así, la figura 4 proporciona una implementación de circuito de la derivación 104 de compensación. Debería observarse que la fase 126 de ganancia tiene entradas diferenciales. Una entrada está acoplada a través de dos resistencias, a las entradas RF del núcleo 122 de mezclador (véase la figura 3). Debido a las corrientes de conmutación de los transistores en el núcleo 122 de mezcla, la señal proporcionada a la entrada de la fase de ganancia a través de las resistencias contiene tanto componentes CA como CC. La señal V_{ref} se proporciona como una segunda entrada a la fase 126 de ganancia. El voltaje V_{ref} tiene un valor equivalente al componente CC de la señal proporcionada desde el núcleo 122 de mezclador. Esto anula eficazmente el componente CC y permite a la fase 126 de ganancia amplificar sólo la señal CA. El voltaje V_{ref} puede generarse utilizando otro mezclador con ninguna entrada RF y utilizando la misma entrada de oscilador local (LO). Los transistores del mezclador (no mostrados) se ajustan a los transistores del núcleo 122 de mezclador de manera que la señal CC producida por el núcleo de mezclador (no mostrado) se ajusta a la componente CC generada por el núcleo 122 de mezclador.

Debido a la topología del circuito, debe asegurarse que $I_B > I_A$. La corriente I_B debe fijarse lo bastante alta para asegurar esto. Esto se realiza a través de la relación de espejo de corriente α_B descrito anteriormente.

Como se trató previamente, el desajuste de componente en el núcleo 122 de mezclador (véase la figura 3) es una causa significativa de distorsión IM2. Otra causa de distorsión IM2 que debería considerarse es el acoplamiento RF a LO en el núcleo 122 de mezclador. Debido al desajuste en las capacitancias del dispositivo etc. puede acoplarse al puerto LO un versión atenuada de la señal RF. Esta señal será proporcional a la corriente $i_{RF}(t)$ RF entrante y puede desfasarse por una cantidad ϕ_{fuga}.

En el puerto LO puede haber entonces una componente de señal de la forma,

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

donde I(t) y $\phi(t)$ son una representación polar de $i_{RF}(t)$ (es decir, $i_{RF}(t) = I(t)\cos(\omega_{RF}t + \phi(t))$).

El núcleo 122 de mezclador generará un producto de mezcla entre la señal RF en el puerto LO y la corriente RF entrante. Así se obtiene una componente de señal en la salida del mezclador como sigue:

$$i_{salida_fuga} = k_{mez} v_{RF(fuga)LO}(t) i_{RF}(t) \qquad (19)$$

donde k_{mez} es la ganancia de conversión del núcleo de mezclador. Extendiendo la expresión anterior se obtiene:

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

Como en el análisis previo, la componente de alta frecuencia de la ecuación (20) se elimina fácilmente con técnicas de filtrado convencionales y no necesita considerarse más. Sin embargo, es necesario considerar la parte de baja frecuencia de la ecuación (20), que puede representarse como sigue:

$$i_{salida_fuga(LF)}(t) = a_{fuga} I(t)^2 \qquad (21)$$

donde $a_{fuga} = \frac{1}{2}\, k_{mez}\, \gamma_{fuga} \cos(\phi_{fuga})$.

Como es evidente, a_{fuga} es una constante. De este modo, la IM2 causada por la fuga RF a LO puede también corregirse por el método de calibración descrito. Sin embargo, es todavía recomendable evitar la fuga RF a LO. Esto puede realizarse eficazmente asegurando impedancia de fuente baja en el puerto LO a frecuencias RF (por ejemplo, utilizando seguidores de emisor para activar el puerto LO de mezclador).

Ya que la IM2 es estadística por naturaleza debido a la variación en componentes y procesos de fabricación, cada dispositivo de comunicación inalámbrico requerirá valores de corrientes de calibración únicos. En una implementación, la derivación 104 de compensación se ajusta como parte de un proceso de ensamblaje final en una prueba de fábrica. El procedimiento descrito anteriormente proporciona una corrección suficiente para la corriente IM2 en el dispositivo de comunicación inalámbrico.

En una realización alternativa, el dispositivo de comunicación inalámbrico puede incluir un sistema de circuito adicional para proporcionar autocalibración autónoma. El proceso de autocalibración puede realizarse automáticamente por el dispositivo inalámbrico a intervalos regulares. En el diagrama de bloques funcional de la figura 5 se ilustra un circuito de autocalibración. El diagrama de bloques funcional de la figura 5 comprende una antena 140 y un duplexor 142. Los expertos en la técnica apreciarán que el duplexor 142 permite utilizar una antena común tanto para la transmisión como para la recepción de las señales RF. La salida del duplexor 142 está acoplada a un amplificador 144 de bajo ruido (LNA, *Low-Noise Amplifier*). La salida del LNA 144 está acoplada a un receptor 146. Los expertos en la técnica apreciarán que el receptor 146 describe generalmente todos los sistemas de circuitos involucrados en el procesamiento de las señales recibidas. Esto incluye el bloque 102 RF y sus componentes asociados.

La salida del receptor 146 está acoplada a un módem 148 de estación móvil (MSM). El MSM 148 representa genéricamente sistemas de circuitos utilizados para el procesamiento de señal de la señal de banda base. El MSM también procesa los datos de banda base para la transmisión. En consecuencia, el MSM 148 está también acoplado a un transmisor 150. El transmisor 150 está destinado para abarcar todos los sistemas de circuitos involucrados en la modulación de las señales de banda base a las señales RF apropiadas. La salida del transmisor 150 está acoplada a un amplificador 152 de potencia (PA). El PA 152 activa la antena 140 a través del duplexor 142 para transmitir las señales RF. El funcionamiento de los componentes de circuito, tales como el MSM 148 y el transmisor 150 son bien conocidos en la técnica y no necesitan describirse en gran detalle en el presente documento. El receptor 146 es también un componente convencional con la excepción del sistema de circuitos añadido de la derivación 104 de compensación (véase la figura 2).

Puesto que el CDMA es sistema de duplex completo, el transmisor 150 puede estar activo al mismo tiempo que el receptor 146. La presente invención toma ventaja de esta capacidad utilizando el transmisor 150 para generar una señal de prueba sobre la que realizar la calibración IM2. La arquitectura simplificada ilustrada en la figura 5 toma ventaja sobre el hecho de que la distorsión IM2 no depende de las frecuencias absolutas de las señales, sino sólo de su separación de frecuencia. Con el PA 152 y el LNA 144 apagados, el transmisor 150 puede generar una señal que se encamina directa al receptor 146 a través de conmutadores 156 y 158 de semiconductor. La señal de salida del transmisor 150 se atenúa a través de un atenuador 160 resistivo.

El receptor 146 procesa la señal recibida y la distorsión IM2 causada por el receptor da como resultado un producto de distorsión de banda base. El MSM 148 puede detectar y minimizar el producto de distorsión ajustando la calibración IM2. Los expertos en la técnica reconocerán que el circuito de calibración de la figura 5 podría utilizarse con cualquier forma de circuito de compensación. De esto modo, el circuito de autocalibración no está limitado a las técnicas de compensación descritas anteriormente. Por ejemplo, el circuito de autocalibración de la figura 5 podría utilizarse para compensar el coeficiente de ruido, la ganancia de circuito, linealidad, señales IM3 además de señales IM2. Además, el circuito de autocalibración de la figura 5 puede utilizarse para diferentes formas de la compensación IM2 distintas al circuito descrito anteriormente con respecto a la figuras 2 a 4. Así, la presente invención no está limitada por la forma específica del circuito de compensación.

La señal principal generada por el transmisor 150 cae dentro de la banda atenuada del filtro de banda base (no mostrado) y por lo tanto no aporta ninguna potencia en la banda base. En consecuencia, solamente la potencia detectada por el MSM 148 es el producto de distorsión IM2 y el ruido del circuito. Así, el MSM 148 puede realizar la calibración IM2 basándose en una medición de potencia simple.

En una realización alternativa, ilustrada en la figura 6, una fuente 162 de señal interna dentro del receptor genera la señal de prueba deseada. En una realización de ejemplo, la fuente 162 de señal genera una señal que presenta al menos dos componentes de frecuencia que están espaciadas por una frecuencia predeterminada. Como se trató previamente, el receptor inalámbrico puede ser sensible a señales que están separadas pro una frecuencia de $\Delta\omega_j$.

La fuente 162 de señal está acoplada a la entrada del receptor 146 mediante un conmutador 164. El conmutador 164 se activa sólo cuando el sistema 100 está puesto en modo de calibración. La autocalibración puede realizarse en tiempos predeterminados, tal como cuando la potencia se aplica primero al dispositivo de comunicación inalámbrico. Como alternativa, la calibración puede realizarse periódicamente en intervalos de tiempo predeterminados.

Debe entenderse que aunque se han expuesto diversas realizaciones y ventajas de la presente invención en la descripción precedente, la anterior especificación es sólo ilustrativa, y pueden realizarse cambios en detalle, pero permanecen dentro de los extensos principios de la invención. Por lo tanto, la presente invención sólo estará limitada por las reivindicaciones adjuntas.

REIVINDICACIONES

1. Un circuito que incluye un receptor (146) y una derivación (104) de compensación para reducir una distorsión no lineal de segundo orden en el receptor (146) causada por emisiones perturbadoras durante una conversión descendente directa de una señal RF recibida por el receptor (146), estando acoplada la derivación (104) de compensación al receptor (104) para reproducir una distorsión no lineal de segundo orden en el receptor (104) y que incluye:

un circuito (106) de elevación al cuadrado para recibir la señal RF recibida y generar una versión elevada al cuadrado de la señal RF recibida;

una fase (126) de ganancia para recibir la versión elevada al cuadrado de la señal RF recibida y para generar la distorsión no lineal de segundo orden reproducida; y

un circuito de acoplamiento de salida para acoplar la distorsión no lineal de segundo orden reproducida a una salida del receptor (146) para generar una señal de banda base convertida descendente con distorsión no lineal de segundo orden reducida.

2. Circuito según la reivindicación 1, en el que el receptor comprende un mezclador, y en el que el circuito de acoplamiento de salida acopla la distorsión no lineal de segundo orden reproducida a una salida del mezclador (122).

3. Circuito según la reivindicación 1, en el que el receptor (146) es un receptor (146) de conversión descendente directa de IF cero.

4. Circuito según la reivindicación 1, en el que el receptor (146) es un receptor (146) de conversión descendente directa de IF baja.

5. Circuito según la reivindicación 1, en el que el circuito de acoplamiento de salida es un sumador (114).

6. Circuito según alguna de las reivindicaciones 3 a 5, por medio del cual el receptor (146) incluye un mezclador (122), en el que el circuito (106) de elevación al cuadrado es parte del mezclador (122), y en el que la fase (126) de ganancia está adaptada para recibir la versión elevada al cuadrado de la señal RF recibida desde el mezclador (122).

7. Circuito según la reivindicación 2, en el que el circuito (106) de elevación al cuadrado es parte del mezclador (122), y en el que la fase (126) de ganancia está adaptada para recibir la versión elevada al cuadrado de la señal RF recibida desde el mezclador.

8. Circuito según cualquiera de las reivindicaciones 1, 6 ó 7, en el que el receptor (146) define una vía de receptor y la derivación (104) de compensación funciona para proporcionar una reducción de distorsión no lineal de segundo orden de alimentación directa a la vía receptora.

9. Circuito según la reivindicación 8, en el que la eliminación de distorsión no lineal no introduce otra distorsión no lineal en la vía de receptor.

10. Circuito según cualquiera de las reivindicaciones 1, 3 ó 4, que comprende además medios para ajustar la fase (126) de ganancia para permitir la calibración del mismo.

11. Circuito según la reivindicación 10, en el que los medios para el ajuste están adaptados para permitir la calibración de fábrica de un dispositivo móvil que incluye el circuito y el receptor (146).

12. Circuito según la reivindicación 10, en el que los medios para el ajuste incluyen un sistema de circuitos para proporcionar autocalibración autónoma.

13. Circuito según cualquiera de las reivindicaciones 1, 3 ó 4, en el que el circuito y el receptor (146) están en un único circuito integrado.

14. Circuito según la reivindicación 13, en el que el circuito está adaptado para ser acoplado a un módem (148) de estación móvil para el procesamiento de señales de la señal de banda base convertida descendente.

15. Circuito según la reivindicación 14, en el que el circuito y el módem (148) de estación móvil están adaptados además para utilizarse con un transmisor (150), siendo el circuito sensible a una señal de prueba generada bajo control del módem de estación móvil para proporcionar calibración.

16. Un circuito integrado que tiene un receptor (146) y un circuito de reducción de distorsión para reducir una distorsión no lineal de segundo orden en un receptor (146) causada por emisiones perturbadoras durante una conversión

descendente directa de una señal RF recibida por el receptor (146), incluyendo el circuito de reducción de distorsión una derivación (104) de compensación acoplada al receptor (146) para reproducir la distorsión no lineal de segundo orden en el receptor, incluyendo la derivación (104) de compensación:

un circuito de elevación al cuadrado para recibir la señal RF recibida y generar una versión elevada al cuadrado de la señal RF recibida;

una fase (126) de ganancia para recibir la versión elevada al cuadrado de la señal RF recibida y generar la distorsión no lineal de segundo orden reproducida; y

un circuito de acoplamiento de salida para acoplar la distorsión no lineal de segundo orden reproducida a una salida del receptor (146) para generar una señal de banda base convertida descendente con distorsión no lineal de segundo orden reducida.

17. Circuito integrado según la reivindicación 16, en el que el receptor (146) es un receptor (146) de conversión descendente directa de IF baja o de IF cero.

18. Circuito integrado según la reivindicación 17, que incluye además medios para ajustar la fase (126) de ganancia para permitir la calibración del mismo.

19. Circuito integrado según la reivindicación 18, en el que los medios de ajuste están adaptados para permitir calibración de fábrica de un dispositivo móvil que incluye el circuito y el receptor (146).

20. Circuito integrado según la reivindicación 18, en el que los medios de ajuste incluyen un sistema de circuitos integrados para proporcionar autocalibración autónoma.

21. Circuito según la reivindicación 1, en el que

el circuito de acoplamiento de salida está adaptado para sustraer la distorsión no lineal de segundo orden reproducida desde la salida del receptor (146) para generar la señal de banda base convertida descendente **caracterizada** con distorsión no lineal de segundo orden reducida.

22. Circuito según la reivindicación 21, en el que el receptor (146) es un receptor (146) de conversión descendente directa de IF baja o de IF cero.

23. Circuito según la reivindicación 22, que comprende además medios para ajustar la fase de ganancia para permitir la calibración del mismo.

24. Circuito según la reivindicación 23, en el que los medios de ajuste están adaptados para permitir calibración de fábrica de un dispositivo móvil que incluye el circuito y el receptor (146).

25. Circuito según la reivindicación 23, en el que los medios de ajuste incluyen un sistema de circuitos que proporciona autocalibración autónoma.

26. Un procedimiento para operar en un circuito adaptado para ser acoplado a un receptor (146) de una manera de alimentación directa para eliminar distorsión no lineal de segundo orden no deseada en el receptor (146) causada por emisiones perturbadoras, comprendiendo dicho procedimiento:

generar una versión elevada al cuadrado de una señal RF recibida;

reproducir, por el circuito, la distorsión no lineal de segundo orden no deseada basándose en la versión elevada al cuadrado de la señal RF recibida; y

restar, utilizando una técnica de alimentación directa, la distorsión no lineal de segundo orden no deseada desde una salida del receptor (146) para generar una señal de banda base convertida descendente **caracteriza** con una distorsión no lineal de segundo orden reducida.

27. Procedimiento según la reivindicación 26, que comprende además calibrar una fase (126) de ganancia utilizada para reproducir la distorsión no lineal de segundo orden no deseada.

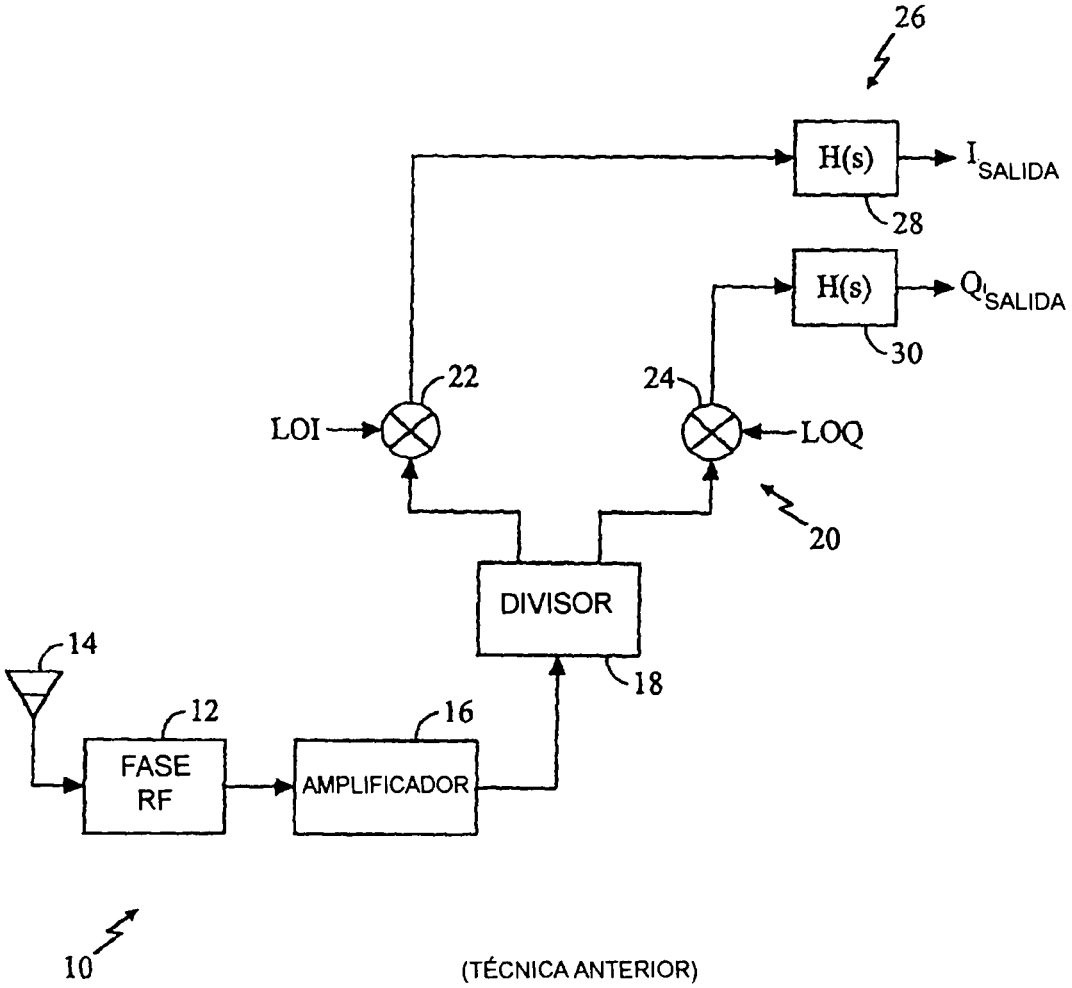
28. Circuito según la reivindicación 6, en el que la versión elevada al cuadrado de la señal RF recibida se genera internamente.

29. Circuito según la reivindicación 6, en el que el mezclador (122) comprende transistores acoplados en cruz y está adaptado para generar internamente en los emisores de los transistores la versión elevada al cuadrado de la señal RF recibida, y en el que la distorsión no lineal de segundo orden reproducida está acoplada a colectores de los transistores.

30. Circuito según la reivindicación 1, en el que la fase (126) de ganancia está adaptada para generar la distorsión no lineal de segundo orden reproducida con una ganancia variable.

31. Circuito según la reivindicación 30, en el que la ganancia (128) variable depende de la temperatura.

32. Circuito según la reivindicación 1, en el que la fase (126) de ganancia comprende un conversor digital a analógico adaptado para proporcionar una ganancia programable para la distorsión no lineal de segundo orden reproducida.



(TÉCNICA ANTERIOR)

FIG. 1

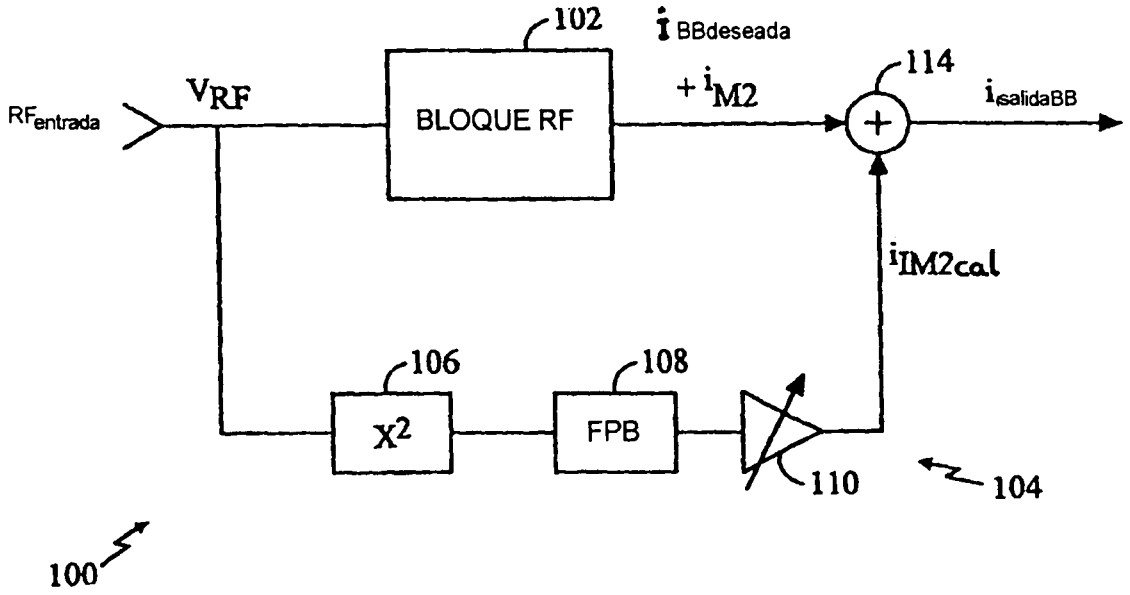

102
i BBdeseada
114
RFentrada
VRF
BLOQUE RF
+ iM2
isalidaBB
iIM2cal
106
108
X2
FPB
110
104
100

FIG. 2

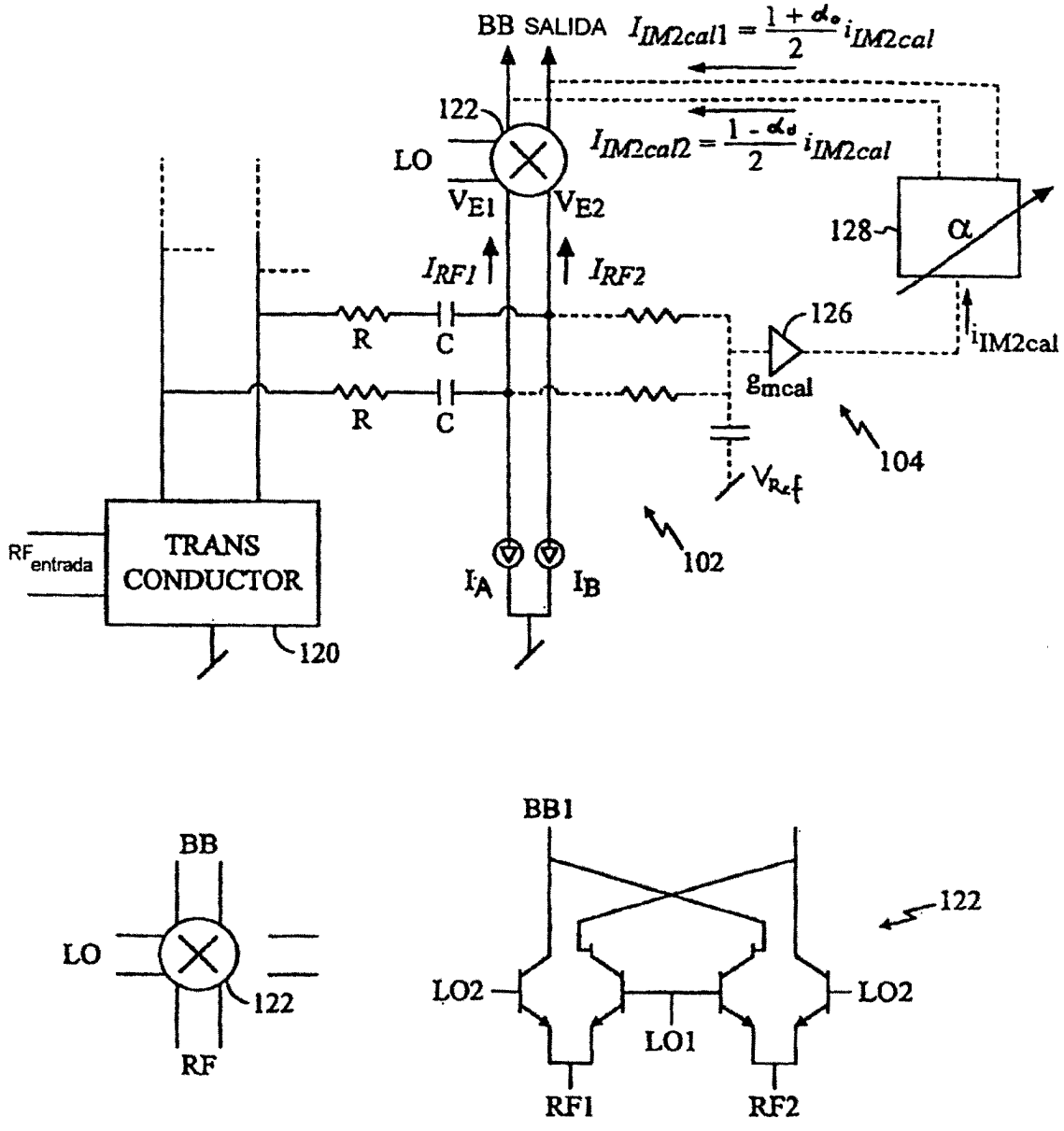

BB SALIDA
$I_{IM2cal1} = \frac{1+\alpha_e}{2} i_{IM2cal}$
$I_{IM2cal2} = \frac{1-\alpha_e}{2} i_{IM2cal}$
122
LO
V_{E1}
V_{E2}
I_{RF1}
I_{RF2}
128
α
126
i_{IM2cal}
g_{mcal}
R
C
R
C
104
V_{Ref}
102
$RF_{entrada}$
TRANS CONDUCTOR
120
I_A
I_B
BB
LO
122
RF
BB1
122
LO2
LO2
LO1
RF1
RF2

FIG. 3

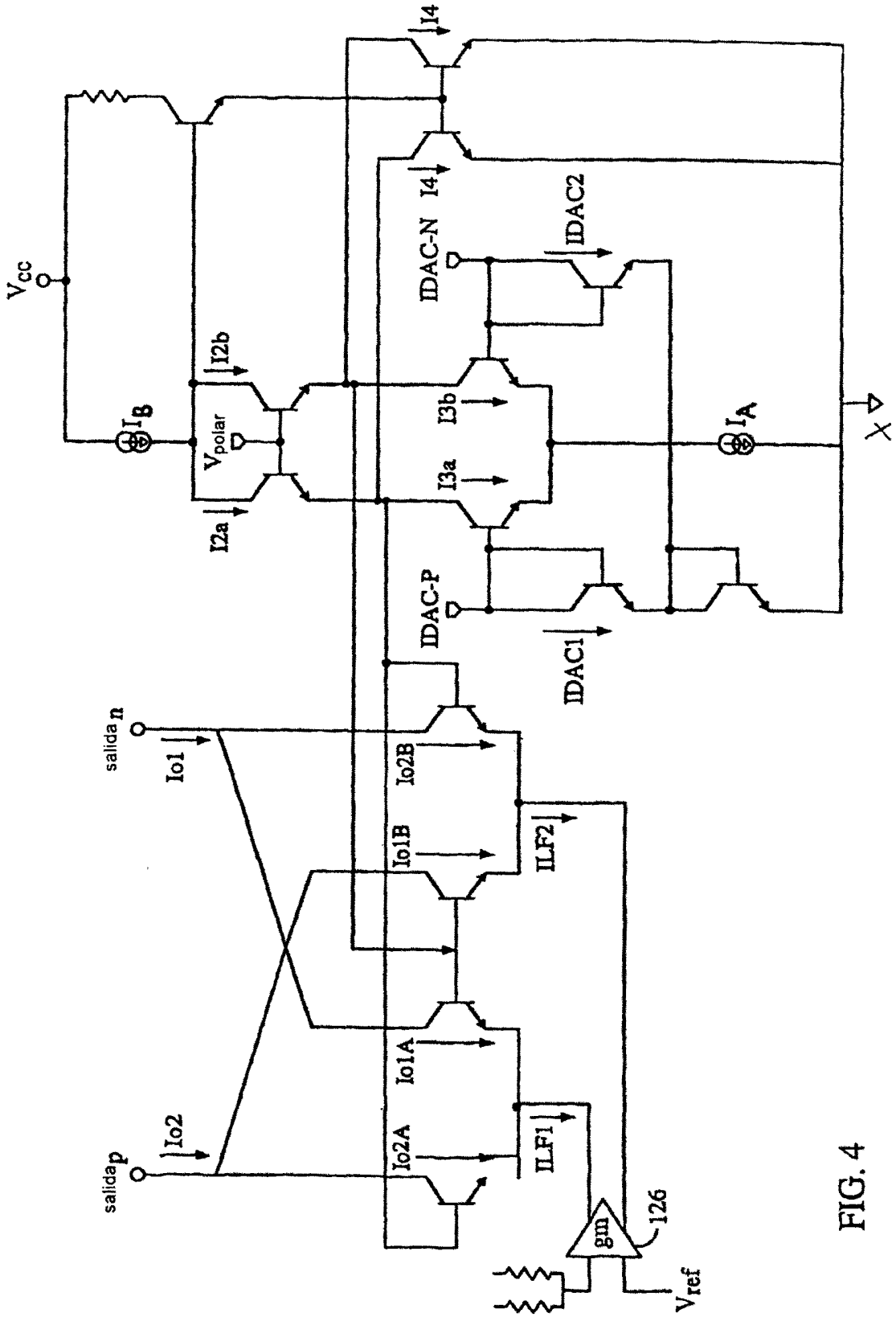

I4
IDAC-N
I4
IDAC2
Vcc
I2b
IB
Vpolar
I3b
I3a
IA
X
I2a
IDAC-P
IDAC1
salida n
Io1
Io2B
Io1B
ILF2
Io1A
Io2
Io2A
ILF1
salida p
gm
126
Vref

FIG. 4

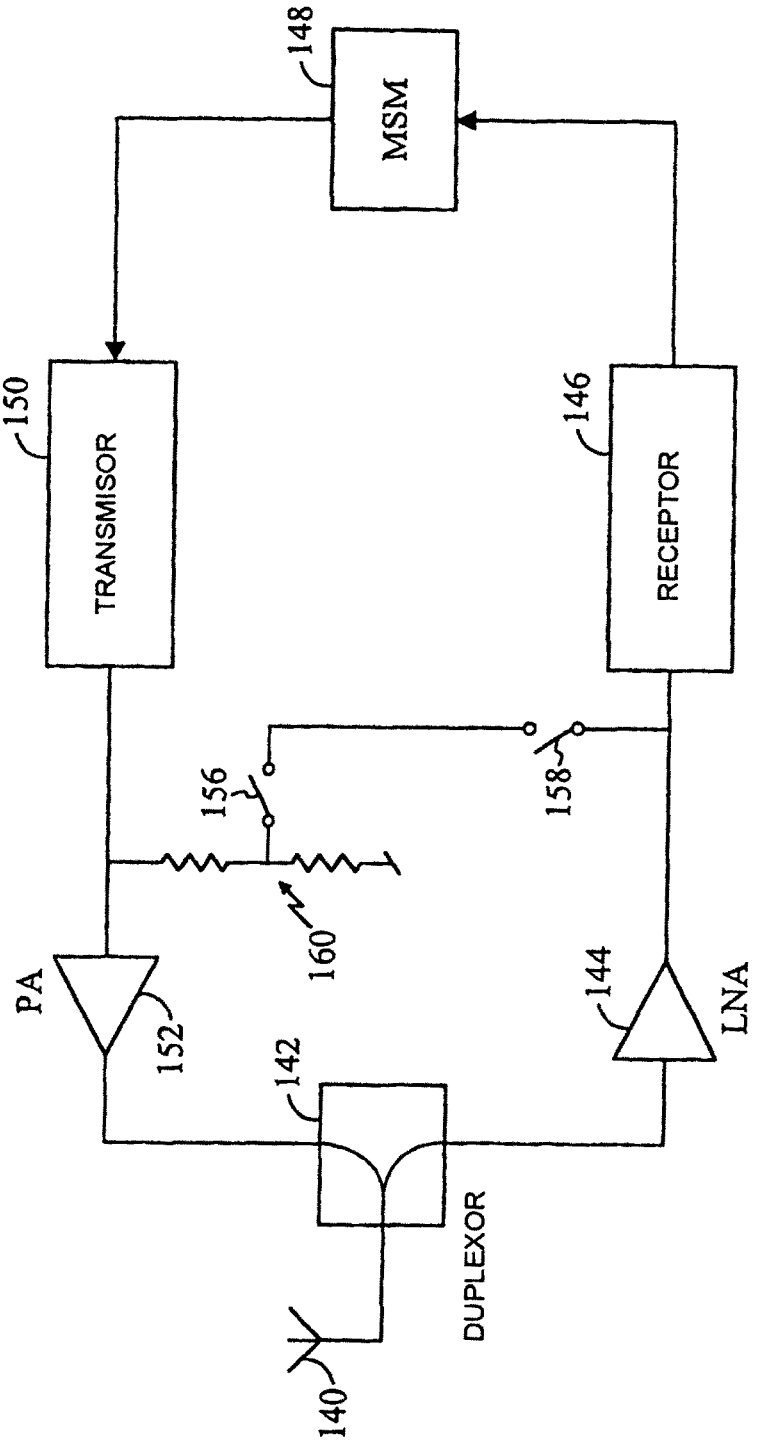

148
MSM
150
TRANSMISOR
146
RECEPTOR
156
158
160
PA
152
144
LNA
142
DUPLEXOR
140

FIG. 5

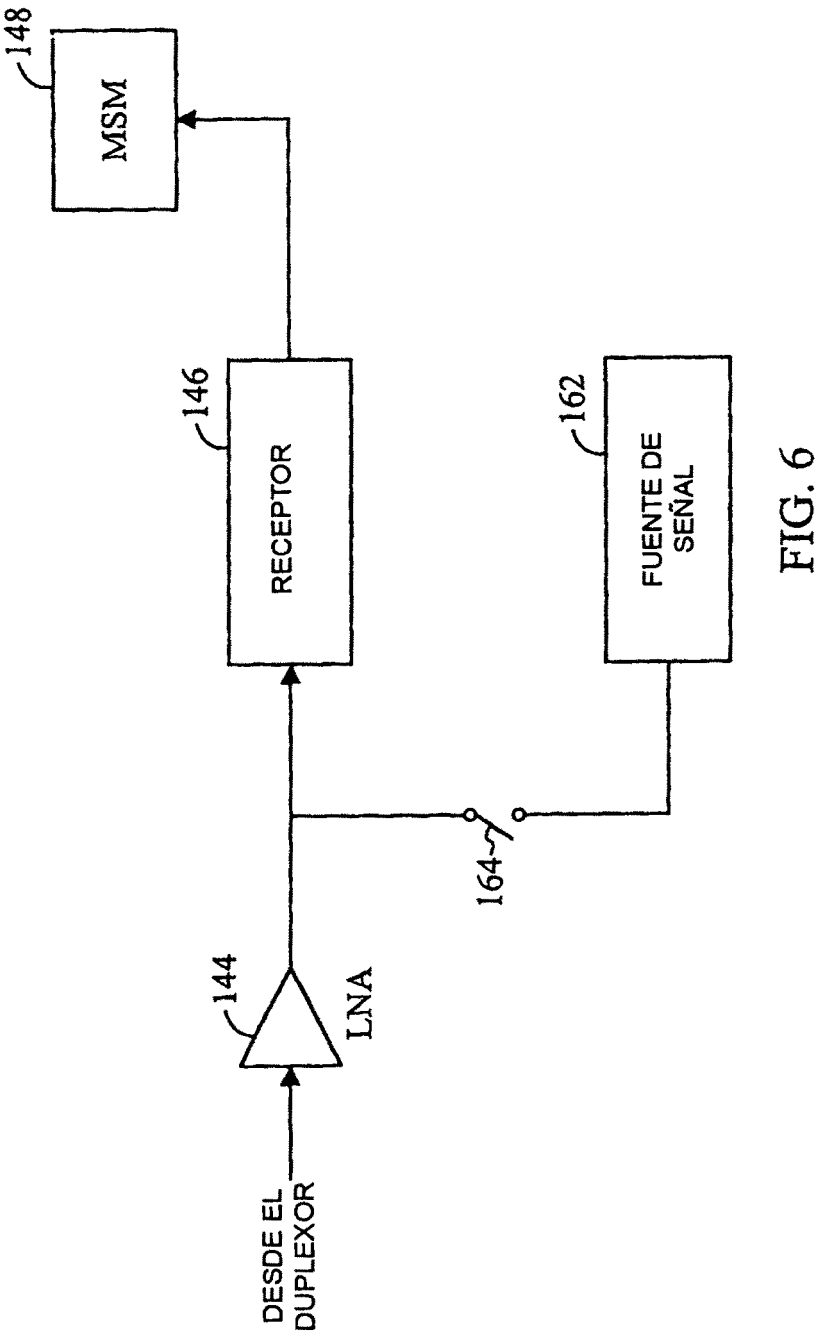

148
MSM
146
RECEPTOR
162
FUENTE DE SEÑAL
164
144
LNA
DESDE EL DUPLEXOR

FIG. 6