

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 425 038**

51 Int. Cl.:

H03C 5/00 (2006.01)
H03F 1/32 (2006.01)
H03F 3/24 (2006.01)
H03C 1/06 (2006.01)
H04B 1/04 (2006.01)
H03F 1/02 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **11.07.2005 E 05769416 (8)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **15.05.2013 EP 1776753**

54 Título: **Sistema y método para la modulación de amplitud en modo de corriente**

30 Prioridad:

12.07.2004 US 889567

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:

11.10.2013

73 Titular/es:

**ERICSSON INC. (100.0%)
7001 DEVELOPMENT DRIVE
MORRISVILLE, NC 27560, US**

72 Inventor/es:

**PEHLKE, DAVID R. y
HADJICHRISTOS, ARISTOTELE**

74 Agente/Representante:

DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto

ES 2 425 038 T3

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).

DESCRIPCIÓN

Sistema y método para la modulación de amplitud en modo de corriente

5 **SOLICITUDES RELACIONADAS**

La presente solicitud es una continuación en parte de la Solicitud de Patente de EE.UU. N ° 09/813.593, que fue presentada el 21 de marzo de 2001 y titulada "Sistema y Método para la Modulación de Amplitud en Modo de Corriente" y esta solicitud prioritaria está en tramitación y ha sido cedida en común con la solicitud presente.

10 **ANTECEDENTES DE LA INVENCIÓN**

La presente invención se refiere generalmente a amplificadores de potencia de radiofrecuencia (RF) y, en particular, se refiere a la amplificación de señal de RF lineal eficiente.

15 Varios estándares de comunicación inalámbrica existentes están tanto en uso como previstos para su uso en el futuro próximo. Los estándares actuales que gozan de diversos grados de implementación incluyen globalmente los estándares TIA/EIA-136 y Servicios Globales para Comunicaciones Móviles (GSM), que representan planteamientos que compiten para proporcionar comunicaciones inalámbricas y servicios de datos. Los estándares TIA/EIA-136 y GSM emplean técnicas de Acceso Múltiple por Distribución en el Tiempo (Time Division Multiple Access, TDMA).
 20 Otros estándares implementados, basados en técnicas de Acceso Múltiple por División en Código (Code Division Multiple Access, CDMA), incluyen el estándar IS-95. Estándares más recientes, que incluyen los que aún están en desarrollo, o disfrutando de una implantación inicial, incluyen los llamados estándares de tercera generación (3G). Los estándares 3G incluyen el estándar norteamericano basado en CDMA IS-2000 y el estándar CDMA de Banda Ancha principalmente europeo (WCDMA). Los estándares de Velocidades de Datos Mejoradas para la Evolución Global (EDGE) proporcionan una ruta de migración para las redes TDMA y GSM hacia los servicios 3G.

25 Existen diferentes enfoques para transmitir modulación de señal entre los distintos estándares, pero cada estándar tiene típicamente especificaciones relativas a transmitir fidelidad de señal. Los requisitos espectrales, tales como pureza espectral o potencia de canal adyacente, imponen ciertos requisitos de desempeño a los transmisores de RF utilizados dentro de los sistemas basados en estos estándares. En algunos casos, los requisitos espectrales impuestos por algunos de estos estándares son bastante rigurosos. Por ejemplo, las extensiones EDGE a los
 30 estándares GSM y TDMA se alejan de la modulación por Desplazamiento Mínimo Gaussiano (Gaussian Minimum Shift Keying) en favor de la modulación 8-PSK (Phase Shift Keying, modulación por Desplazamiento de Fase), que tiene considerable profundidad de modulación de amplitud, así como estrictos requisitos de pureza espectral. Tales requisitos ponen considerables demandas de linealidad a los transmisores asociados.

35 La técnica relacionada dentro de este campo de la técnica se describe, por ejemplo, en el documento US 6.566.944, que describe un circuito de modulación de amplitud que proporciona una corriente de alimentación modulada a un amplificador de potencia de RF, incluyendo el circuito un circuito de detección sensible a los cambios en la relación entre la tensión de alimentación modulada y la corriente de alimentación modulada, es decir, a una impedancia de
 40 modulación AM.

BREVE SUMARIO DE LA INVENCIÓN

45 La presente invención incluye un método y un circuito según las reivindicaciones 1 y 10 respectivamente, para la amplificación de señal RF lineal eficiente. Se alimenta un amplificador de potencia polarizado para su funcionamiento en modo saturado mediante una fuente de corriente controlable. La modulación de amplitud de la señal de salida del amplificador de potencia se basa en controlar su corriente de alimentación en proporción a una señal de modulación de envolvente. De esta forma, el amplificador de potencia se puede configurar para el funcionamiento eficiente en un modo saturado, mientras que todavía se utiliza para generar una señal de
 50 transmisión con modulación de envolvente altamente lineal. La modulación de la corriente de alimentación proporciona una buena linealidad de control a lo largo de un amplio rango de corrientes de funcionamiento del amplificador de potencia y puede ser particularmente ventajosa para ciertos tipos de dispositivos amplificadores de potencia, tales como amplificadores de potencia de transistor bipolar de heterounión (HBT, Heterojunction Bipolar Transistor).

55 Un enfoque para la generación de la señal de transmisión de RF implica la generación independiente de señales de información de fase de banda base y de amplitud. La señal de información de fase de envolvente constante puede utilizarse entonces para generar una señal de salida modulada en fase, que se amplifica a continuación mediante el HBT PA. En conjunción con esto, la señal de información de amplitud se utiliza para controlar un modulador
 60 disipador que modula la corriente de alimentación del HBT PA en respuesta a la información de amplitud deseada. Esta acción modula la envolvente de la salida de la señal de transmisión mediante el HBT PA como una función de la información de la amplitud deseada.

65 El modulador puede comprender una fuente de corriente configurada como un circuito espejo de corriente que genera una corriente de referencia en una primera etapa del espejo que se modula bajo control de bucle cerrado en respuesta a una señal de información de amplitud de entrada, y genera una corriente de alimentación modulada en una segunda etapa del espejo. Esto es, la corriente de alimentación modulada se genera como una versión escalada

de la corriente de referencia modulada. Generalmente, el espejo de corriente se configura con una carga de referencia que se dimensiona respecto a la resistencia de CC efectiva nominal del amplificador de potencia de tal manera que la tensión en la primera etapa coincide con la tensión en la segunda etapa. Sin embargo, la resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia puede cambiar durante el funcionamiento, dando lugar a desequilibrios de tensión en el espejo de corriente y potencialmente dando lugar a corte/distorsión de la señal.

Por tanto, una realización de la presente invención comprende un método de compensación del funcionamiento de un transmisor que incluye un amplificador de potencia de RF que suministra una corriente de alimentación modulada. Aquí, el método comprende detectar un cambio en una resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia RF y compensar el funcionamiento del transmisor en respuesta a dicha detección. Detectar un cambio en una resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia de RF puede comprender detectar que una tensión de funcionamiento del amplificador de potencia de RF se está acercando a un límite de tensión de alimentación, o puede comprender detectar desequilibrios de tensión entre las etapas del espejo de corriente.

Compensar los cambios detectados en la resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia comprende, por ejemplo, hacer un cambio de control para bajar la resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia en respuesta a la detección de que ésta se ha incrementado. Tal control de compensación puede comprender, entre otras cosas, cambiar la polarización del amplificador de potencia, cambiar el tamaño de dispositivo efectivo del amplificador de potencia, cambiar la adaptación de impedancia del amplificador de potencia o devolver una o ambas de las entradas de RF al amplificador de potencia y a la corriente de alimentación modulada que alimenta el amplificador.

Así, un ejemplo de circuito de modulación de corriente para su utilización con un amplificador de potencia de RF en un transmisor comprende un circuito espejo de corriente configurado para proporcionar una corriente de alimentación modulada al amplificador de potencia de RF basada en reflejar una corriente de referencia que se modula en respuesta a una señal de información de amplitud, un circuito de detección configurado para generar una señal de detección en respuesta a la detección de cambios en una resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia de RF y un circuito de control configurado para compensar el transmisor en respuesta a la señal de detección. El circuito de control puede configurarse para generar una señal de compensación analógica o digital según se necesite y, como se explicó anteriormente, puede configurarse para controlar la lógica de generación de la señal transmitida, los circuitos de adaptación de impedancia, la polarización del amplificador y/o el control del tamaño, etc.

En otro ejemplo de realización, un circuito amplificador efectúa modulación en amplitud del amplificador de potencia de RF utilizando una fuente de corriente basada en un espejo de corriente que proporciona corriente de alimentación modulada en amplitud al amplificador de potencia. En tales realizaciones, detectar un cambio en una resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia de RF puede comprender comparar una primera caída de tensión a través de un primer transistor de paso en una etapa de referencia del circuito espejo de corriente con una segunda caída de tensión a través de un segundo transistor de paso en una etapa de salida del circuito espejo de corriente, en el que el mencionado primer transistor de paso regula una corriente de referencia en una carga de referencia, y en el que el mencionado segundo transistor de paso regula una corriente de alimentación en el amplificador de potencia de RF, siendo la mencionada corriente de alimentación una versión especular de la mencionada corriente de referencia. En ese contexto, la compensación de la operación del transmisor en respuesta a la mencionada detección puede variar una señal de control para el segundo transistor de paso bajo control de bucle cerrado de tal manera que la segunda caída de tensión se mantiene sustancialmente igual a la primera caída de tensión.

Con estas y otras realizaciones en mente, se debe entender que la presente invención no está limitada por la información a modo de ejemplo anterior. De hecho, los expertos en la técnica apreciarán características y ventajas adicionales de la presente invención al leer la siguiente descripción detallada y al ver los dibujos que se acompañan.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

La Figura 1 es un diagrama de una curva de rendimiento de un amplificador de potencia genérico con respecto a la potencia de la señal de entrada y salida.

La Figura 2 es un diagrama de un circuito amplificador genérico.

La Figura 3 es un diagrama que compara el control de la tensión de alimentación con el control de la corriente de alimentación, tanto para el dispositivo amplificador de potencia de transistor de efecto campo (FET, Field-Effect Transistor) como para el dispositivo amplificador de potencia de transistor bipolar de heterounión (HBT).

La Figura 4 es un diagrama de un ejemplo de implementación del circuito amplificador de la Figura 2.

La Figura 5 es un diagrama de un ejemplo de implementación alternativo del circuito de la Figura 4.

La Figura 6 es un diagrama del circuito amplificador de la Figura 4, con diversos añadidos opcionales.

La Figura 7 es un diagrama de una implementación de un espejo de corriente del circuito amplificador de la Figura 2.

La Figura 8 es un diagrama de un ejemplo de implementación del espejo de corriente de la Figura 7.

La Figura 9 es un diagrama de un ejemplo de implementación alternativo para el espejo de corriente de la Figura 7.

La Figura 10 es un diagrama de un ejemplo de realización de un espejo de corriente según la presente invención que incluye un circuito de control para detectar/compensar la impedancia de CC cambiante del amplificador de potencia.

5 La Figura 11 es un diagrama de un ejemplo de circuito comparador/controlador para su uso en el circuito de la Figura 10.

La Figura 12 es un diagrama del circuito comparador/controlador adaptado para el control de la polarización del amplificador de potencia.

10 La Figura 13 es un diagrama del circuito comparador/controlador adaptado para ajustar "el tamaño" del amplificador de potencia.

La Figura 14 es un diagrama de un ejemplo de realización de un circuito espejo de corriente que funciona bajo un control de compensación de bucle cerrado.

La Figura 15 es un diagrama de un ejemplo de una red móvil inalámbrica.

La Figura 16 es un diagrama de un terminal móvil para su uso en la red móvil de la Figura 8.

15 DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LA INVENCION

Aunque la presente invención contempla su utilización dentro de terminales móviles u otros dispositivos de comunicación de RF alimentados con batería en los que el rendimiento y la linealidad del amplificador de potencia son críticos, es aplicable a una amplia gama de aplicaciones de RF. Además, debe tenerse en cuenta que la presente invención está relacionada con la solicitud en tramitación titulada, "Sistema y Método de Amplificación de Potencia de RF", cedida comúnmente con la presente solicitud.

25 La Figura 1 representa una curva de potencia de salida de radiofrecuencia genérica para un amplificador de potencia típico, y adicionalmente ilustra la relación general entre el punto de funcionamiento del amplificador y su rendimiento en servicio. El eje horizontal representa la potencia de RF de la señal de entrada RF_{IN} , mientras que el eje vertical izquierdo representa la potencia de RF de la señal de salida RF_{OUT} generada por un amplificador de potencia de radiofrecuencia, y el eje vertical derecho representa el rendimiento en servicio del amplificador de potencia (η_{PAE}). El punto de funcionamiento 1 (OP_1) en el eje vertical P_{OUT} ilustra un punto de funcionamiento nominal que podría elegirse para el funcionamiento lineal del amplificador de potencia.

30 OP_1 corresponde a un rendimiento en servicio del amplificador η_1 en funcionamiento en modo lineal, que puede tener un valor a modo de ejemplo en el entorno del cuarenta por ciento. Los requisitos de linealidad de algunos estándares de modulación, tales como las técnicas 8-PSK utilizadas en los terminales móviles EDGE, son tales que OP_1 puede degradar significativamente la calidad espectral de la salida del amplificador de potencia. Debido a esto, el amplificador de potencia puede configurarse para funcionar en el punto de funcionamiento 2 (OP_2), que proporciona mayor rango para amplificación lineal pero da como resultado un rendimiento significativamente más pobre. Un valor de rendimiento a modo de ejemplo para OP_2 podría estar en el rango del treinta por ciento.

40 El punto de funcionamiento 3 (OP_3) ofrece un rendimiento significativamente mejorado en comparación con OP_1 y OP_2 , pero requiere que el amplificador de potencia funcione en un modo de saturación, en el que la potencia de salida de RF ya no varía linealmente con la potencia de entrada de RF. Como se señaló anteriormente, algunos esquemas de modulación de señal no requieren amplificación lineal, por lo que el funcionamiento en OP_3 no presenta problemas con respecto a este tipo de esquemas de modulación de señal. Sin embargo, los esquemas de modulación de señal que requieren amplificación lineal no son susceptibles de amplificación con amplificadores de potencia convencionales operando en modo de saturación.

45 La Figura 2 es un ejemplo de diagrama de un circuito amplificador 10. El circuito amplificador 10 incluye un amplificador de potencia 12 y un modulador disipador 14. El término "disipador" se aplica porque el modulador disipador 14 disipa potencia durante el funcionamiento. Sin embargo, en contraste con el modulador disipador de la solicitud en tramitación con la presente e incorporada anteriormente, el modulador disipador 14 de la presente invención controla la corriente de alimentación I_{PA} proporcionada al amplificador de potencia 12 como una función de la información de modulación de amplitud deseada. Esto es, el modulador disipador 14 opera directamente sobre la corriente de alimentación del amplificador de potencia 12. Este funcionamiento es independiente de la tensión aplicada V_{PA} dentro de los límites del techo de tensión definido mediante la tensión de alimentación V_{dd} . Así, el modulador disipador 14 funciona como una fuente de corriente controlable y, para mayor claridad, se hace referencia aquí al mismo como la fuente de corriente 14.

50 El amplificador de potencia 12 puede ser en sí mismo un compuesto o disposición de múltiples amplificadores y se configura para su funcionamiento en modo de saturación. Aunque no se muestra, el amplificador de potencia 12 puede incluir una circuitería de filtrado entre su entrada de alimentación y la fuente de corriente 14 correspondiente. Esencialmente, esta circuitería de filtrado suprimiría cualesquiera frecuencias RF presentes en su entrada de alimentación y puede simplemente comprender un condensador en derivación y/o una bobina de inducción para RF. Téngase en cuenta que la capacitancia de salida de la fuente de corriente 14 puede en sí misma suprimir con eficacia las frecuencias RF no deseadas en la entrada de alimentación del amplificador de potencia 12, y obviar la necesidad de filtrado suplementario.

65

El amplificador de potencia 12 recibe una señal de entrada de RF de envolvente constante, RF_{IN} , que se amplifica para producir la señal transmitida, RF_{OUT} . La fuente de corriente 14 imparte la modulación de amplitud deseada a la señal transmitida por lo demás de envolvente constante RF_{OUT} mediante la modulación de la corriente de alimentación utilizada para alimentar el amplificador de potencia 12 según una señal de información de amplitud AM_{IN} . La señal de información de amplitud AM_{IN} corresponde a la modulación de amplitud deseada para la señal transmitida RF_{OUT} .

Comúnmente, la señal transmitida RF_{OUT} comunica la información deseada sobre la base de una combinación de modulación de amplitud y fase sincronizada de la señal transmitida. Así, la señal de entrada RF_{IN} podría ser una señal modulada en fase de envolvente constante, siendo la señal de información de amplitud AM_{IN} una correspondiente señal de modulación de amplitud sincronizada. Los métodos generales para crear tales señales se describen más tarde cuando se presente el circuito amplificador 10 en el contexto de un sistema mayor, tal como un terminal móvil.

Debido a que la señal de entrada de RF, RF_{IN} , es una señal de envolvente constante, no se requiere que el amplificador de potencia 12 responda a variaciones de amplitud lineales en su entrada de señal. Sin embargo, la modulación de corriente de alimentación proporcionada por la fuente de corriente 14 proporciona una manera de impartir una modulación de envolvente muy lineal en la señal transmitida RF_{OUT} , a pesar del funcionamiento del amplificador de potencia 12 en un modo de saturación. Debido a que la fuente de corriente 14 controla directamente la fuente de alimentación I_{PA} que se proporciona independientemente de la tensión de alimentación V_{PA} , los cambios en la carga de salida, que se muestra como Z_{LOAD} , del amplificador de potencia 12 no cambian la corriente de alimentación I_{PA} . Tales cambios en la carga de salida podrían derivarse de, por ejemplo, cambios de acoplamiento de una antena (no mostrada) conectada a la salida del amplificador de potencia.

El funcionamiento de esta manera del amplificador de potencia 12 tiene ventajas significativas. Otras técnicas, tales como controlar la tensión de alimentación V_{PA} del amplificador de potencia 12, pueden trabajar bien para ciertos tipos de amplificadores de potencia 12, y, no obstante, traducirse en una no linealidad de control para otros tipos de amplificadores. Como ejemplo, ciertos tipos de amplificadores de potencia 12 de transistor de efecto campo (FET) ofrecen un control razonablemente lineal sobre un amplio intervalo de potencias de salida o un amplio intervalo de modulación de amplitud de la señal transmitida RF_{OUT} . Sin embargo, los amplificadores de potencia 12 de transistor bipolar de heterounión (HBT) no responden linealmente bajo control de modulación de tensión de alimentación, particularmente a las amplitudes más bajas de la señal transmitida RF_{OUT} , y requiere una predistorsión de compensación de CC explícita para compensar la tensión contrapuesta intrínseca del HBT como se ilustra en la Figura 3.

La Figura 3 compara la modulación de tensión de alimentación con la modulación de corriente de alimentación, en términos de linealidad de salida del amplificador saturado. El gráfico de la izquierda traza la amplitud de RF_{OUT} como una función de control de la tensión de alimentación V_{PA} aplicada a la entrada de alimentación del amplificador de potencia 12, para las implementaciones FET y HBT del amplificador de potencia 12. Como se muestra, la implementación FET presenta una linealidad razonablemente buena sobre el intervalo de control de la tensión de alimentación, pero no es completamente ideal. Sin embargo, la implementación HBT presenta una no linealidad sustancialmente en las tensiones de funcionamiento más bajas.

El gráfico de la derecha ilustra las mismas implementaciones FET y HBT para el amplificador de potencia 12, pero traza la amplitud RF_{OUT} como una función del control de corriente de alimentación según se puede implementar utilizando la fuente de corriente 14. Como se muestra, la linealidad de la implementación FET se mejora algo, pero la linealidad de la implementación HBT disfruta de una mejora drástica.

La Figura 4 es un diagrama de un ejemplo de implementación de la fuente de corriente 14. La fuente de corriente 14 comprende un amplificador de control 16, un transistor de paso 18 y una resistencia de detección 20. En esta configuración, la fuente de corriente 14 se realiza como un circuito de control de bucle cerrado linealmente sensible a una señal de información de amplitud AM_{IN} de modo de tensión. La fuente de corriente 14 controla la magnitud de la corriente de alimentación I_{PA} que proporciona al amplificador de potencia 12 como una función de la señal de información de amplitud AM_{IN} .

En funcionamiento, la señal AM_{IN} se genera como, o se convierte a, una señal en modo de tensión aplicada a la entrada no inversora del amplificador de control 16, que puede, por ejemplo, ser un amplificador operacional. El amplificador de control 16 genera una tensión de control basada en la diferencia entre la señal AM_{IN} y una señal de realimentación tomada del trayecto de la corriente de alimentación del amplificador de potencia 12. La tensión de control establece la polarización de puerta para el transistor de paso 16, que a su vez establece la magnitud de la corriente de alimentación I_{PA} proporcionada al amplificador de potencia 12.

La señal de realimentación es, en esta implementación, desarrollada como una función de la caída de tensión a través de la resistencia de detección 20, que se dispone en serie con el transistor de paso 18 en el trayecto de la corriente de alimentación. La caída de tensión a través de la resistencia de detección 20 es una función directa de la corriente de alimentación I_{PA} en el amplificador de potencia 12. Así, la señal AM_{IN} controla la fuente de corriente 14

de tal manera que proporciona una corriente de alimentación I_{PA} al amplificador de potencia 12 que se modula según las variaciones de señal en la señal AM_{IN} .

5 La resistencia de detección 20 se elige generalmente para tener la menor resistencia posible que todavía produce niveles de la señal de realimentación viables. La motivación para elegir valores relativamente pequeños de resistencia para la resistencia de detección 20 surge del deseo de limitar la cantidad de potencia disipada al detectar la corriente de alimentación I_{PA} . Sin embargo, en la práctica el deseo de detección de corriente eficiente se equilibra contra la necesidad de desarrollar los niveles de señal de retroalimentación adecuados en el amplificador de control 16. Un ejemplo de valor de resistencia de realimentación está en el alcance de 50 m Ω , pero el valor particular elegido en una implementación dada depende del intervalo de la magnitud esperada para la corriente de alimentación I_{PA} , la ganancia frente a las características de frecuencia del amplificador de control 16 y el ancho de banda esperado de la señal de información de amplitud AM_{IN} .

15 Las características de ganancia del amplificador de control 16 son un factor, ya que debe ser capaz de generar con precisión la tensión de control para el transistor de paso 18 a través del ancho de banda completo de la señal AM_{IN} , incluso para los niveles más bajos de la señal de realimentación tomados de la resistencia de detección 20. En una implementación dada de la fuente de corriente 14, el amplificador de control 16 puede elegirse sobre la base de los factores identificados anteriormente, lo que permite un diseño informado con un compromiso entre coste y rendimiento.

20 Puede ser que dispositivos amplificadores de mayor rendimiento con gran ancho de banda de ganancia unidad proporcionen rendimientos aceptables para su uso como el amplificador de control 16 dentro de ciertas limitaciones de ancho de banda de la señal AM_{IN} . Las consideraciones de coste, como se señaló anteriormente, proporcionan incentivos para minimizar los requisitos de rendimiento del amplificador de control 16 y la Figura 5 ilustra un enfoque para reducir tales requisitos. Un segundo amplificador 17 proporciona ganancia adicional en el bucle de realimentación del amplificador de control 16. Mediante la amplificación la señal diferencial tomada a través de la resistencia de detección 20, el amplificador 17 proporciona al amplificador de control 16 una mayor señal de control, que minimiza sus requisitos de ganancia. Es decir, la ganancia de la señal de realimentación proporcionada por el amplificador 17 reduce los requisitos de ganancia de bucle cerrado del amplificador de control 16. Este enfoque reduce los requisitos de ancho de banda de los amplificadores 16 y 17.

25 Además de mejorar el diseño a la luz de las consideraciones de ancho de banda de la señal, otras variaciones en la fuente de corriente 14 de las Figuras 4 o 5 incorporan características de funcionamiento adicionales que pueden añadirse selectivamente según se necesite o se desee. La Figura 6 ilustra algunas de estas características opcionales, que incluyen una multitud de resistencias de detección 20A, ... 20C, un interruptor 22 de selección de resistencia de control correspondiente, una lógica 24 de señal de selección opcional y un filtro de entrada 26.

30 Como se señaló anteriormente, la resistencia de detección 20 proporciona la señal de realimentación basada en el desarrollo de una caída de tensión proporcional a la corriente de alimentación I_{PA} . Reducir su resistencia a un valor mínimo reduce la potencia perdida en la resistencia de detección 20. Un valor de la resistencia demasiado pequeño producirá, sin embargo, niveles de señal bajos indeseables en los intervalos inferiores de la corriente de alimentación I_{PA} . Un enfoque que satisface estas preocupaciones conflictivas se basa en la utilización de una resistencia de detección de valor seleccionado, por ejemplo, 20A, 20B o 20C, solo dentro de un intervalo de funcionamiento dado de la corriente de alimentación I_{PA} .

35 La resistencia de detección 20A puede fabricarse relativamente grande para asegurar buenos niveles de la señal de realimentación para bajas magnitudes de la corriente de alimentación I_{PA} . Una vez que la corriente de alimentación I_{PA} se desplaza a un segundo intervalo de magnitud, puede hacerse que el interruptor 22 cambie a la resistencia de detección 20B, que puede escalar más pequeña en valor con respecto a la resistencia de detección 20A. De forma similar, el interruptor 22 puede utilizarse para seleccionar la resistencia de detección 20C, que puede fabricarse más pequeña todavía, una vez que la corriente de alimentación I_{PA} se desplaza a un tercer, intervalo quizá máximo. Por supuesto, se puede utilizar un mayor o menor número de resistencia de detección 20, con esquemas diferentes de tamaños relativos para los valores de la impedancia, según se necesite.

40 Puede utilizarse una señal de selección externa para controlar el interruptor 22 para conectar selectivamente uno de los conjuntos de resistencias de detección 20 en el trayecto de la corriente de alimentación. Tal señal podría generarse mediante una lógica externa. La lógica de la generación de la señal de selección podría ser coordinada con conocidos intervalos de potencia de transmisión. Alternativamente, la fuente de corriente 14 puede incorporar un circuito de control de selección 24. El circuito de control de selección 24 podría configurarse, por ejemplo, como un simple circuito comparador de magnitud, que genera una señal de selección basada en la tensión de control generada mediante el amplificador de control 16. Efectivamente, entonces, el circuito de control de selección 24 puede configurarse para seleccionar la apropiada de las resistencias de detección 20 sobre la base de la magnitud de la corriente de alimentación I_{PA} . Las variaciones a este esquema general podrían incluir combinaciones de dos o más de las resistencias de detección 20 en paralelo, ampliando el número de combinaciones de resistencias disponibles.

El filtro de entrada 26 podría utilizarse donde, por ejemplo, la señal de información de amplitud AM_{IN} entra como un flujo de bits digitales. A menudo, los llamados convertidores delta-sigma ($\Delta\Sigma$) generan una señal de salida de alta tasa de bits que comprende un número variable de 1's y 0's que puede promediarse para generar una señal analógica proporcional. En este caso, el filtro de entrada 26 puede comprender simplemente un filtro pasabajos, implementado, por ejemplo, utilizando una red resistencia-condensador. Téngase en cuenta que algunas implementaciones que requieren filtrado AM_{IN} pueden desplazar el filtro 26 del circuito amplificador 10 al circuito integrado (no se muestra) responsable de la generación de AM_{IN} .

La Figura 7 es un diagrama general de una alternativa a la implementación del circuito de control ilustrado en las Figuras 4 y 5. La fuente de corriente 14 se basa en un espejo de corriente controlado según la señal de información de amplitud AM_{IN} . Específicamente, la fuente de corriente 14, configurada como un espejo de corriente, proporciona como su salida la corriente de alimentación I_{PA} en respuesta a las variaciones en la señal AM_{IN} . Este enfoque elimina la necesidad de detectar la corriente del amplificador a través de la resistencia de detección 20.

Como se entiende en la técnica, existen muchas variaciones para las implementaciones del espejo de corriente. La Figura 8 ilustra un ejemplo de implementación de espejo de corriente para la fuente de corriente 14. En esta implementación, la fuente de corriente 14 comprende los transistores 30A y 30B y una fuente de corriente de control 32. El transistor 30A define un trayecto de la corriente de control, con el valor de la corriente de control fijado por la fuente de corriente de control 32 según la señal de información de amplitud AM_{IN} . El segundo transistor 30B tiene su base acoplada a los terminales base/drenaje del primer transistor 30A, de tal manera que la corriente de alimentación I_{PA} proporcionada por el segundo transistor 30B varía como una función de la señal AM_{IN} . Esencialmente, la señal AM_{IN} sirve como corriente de control, y la corriente de alimentación I_{PA} se genera en proporción a la señal AM_{IN} . La señal AM_{IN} puede generarse como una señal modo corriente y utilizarse para controlar directamente la corriente a través del primer transistor 30A. Esto podría obviar la necesidad de la fuente de corriente de control 32.

En general, el primer y el segundo transistores 30A y 30B se implementan como un "par adaptado". Un enfoque para adaptar los transistores 30A y 30B se basa en implementarlos dentro del mismo dispositivo integrado, típicamente en estrecha proximidad entre sí en la matriz del dispositivo. Mediante co-ubicación, los transistores 30A y 30B disfrutan de estrecho acoplamiento térmico y son menos propensos a experimentar variaciones del proceso semiconductor uno respecto a otro. La geometría de los transistores 30A y 30B puede escalarse entre sí respectivamente para lograr una ganancia en corriente deseada. La ganancia en corriente fija la magnitud de la corriente de alimentación I_{PA} con respecto a la magnitud de la corriente de control, que se fija en proporción a la señal AM_{IN} .

La Figura 9 ilustra un ejemplo de enfoque alternativo a una implementación de espejo de corriente de la fuente de corriente 14. El circuito ilustrado ofrece un enfoque ventajoso a la modulación de amplitud de corriente y minimiza muchas de las consideraciones de ancho de banda discutidas en el contexto de las Figuras 4 y 5. En esta implementación la fuente de corriente 14 comprende un transistor de entrada 34 con una resistencia de degeneración 36 de emisor, una resistencia de colector 38, transistores de espejo de corriente adaptados 40A y 40B y una resistencia de referencia fija 42 acoplada al emisor del transistor 34 mediante la resistencia 43. Como se ilustra, el transistor de entrada 34 es un transistor de unión bipolar (BJT, Bipolar Junction Transistor), mientras que los transistores 40A y 40B son transistores de efecto campo de canal P (PFETs, P-Channel Field-Effect Transistors) adaptados, si bien se pueden utilizar otros tipos de dispositivos transistores según las necesidades de diseño específicas.

La base del funcionamiento es desarrollar una corriente a través de la resistencia de referencia fija 42 que se modula como una función de la señal AM_{IN} , y entonces reflejar esa corriente en el amplificador de potencia 12. Con más detalle, la señal AM_{IN} controla el transistor de entrada 34, que disipa una corriente de colector proporcional a AM_{IN} a través de su resistencia 38 de carga de colector. La señal de tensión desarrollada en el colector del transistor 34 controla las puertas de los transistores adaptados 40A y 40B. El transistor 40A suministra corriente a la resistencia de referencia fija 42, la tensión a través de la que se realimenta el emisor del transistor 34 para mantener su funcionamiento lineal con respecto a la señal AM_{IN} . Por lo tanto, se desarrolla una tensión proporcional a la señal AM_{IN} a través de la resistencia de referencia fija 42, la corriente a través de la que se refleja por el transistor 40B en el amplificador de potencia 12.

Las geometrías relativas de los transistores adaptados 40A y 40B se pueden ajustar para lograr la escala deseada entre la corriente a través de la resistencia de referencia fija 42 y la corriente reflejada (I_{PA}) en el amplificador de potencia 12. Típicamente, la resistencia de referencia fija 42 tiene un valor escalado a la impedancia nominal del amplificador de potencia 12 a la potencia nominal total. Esto se traduce en un valor típico de, por ejemplo, $1K\Omega$, para una impedancia nominal del PA de 2Ω .

La fuente de corriente 14 ilustrada en la Figura 9 puede ser particularmente ventajosa donde el ancho de banda de la señal de modulación de amplitud AM_{IN} es alto. Por ejemplo, la información de modulación de amplitud de la señal AM_{IN} puede estar en el intervalo de 1,25 MHz a 1,5 MHz para aplicaciones GSM/EDGE, y puede tener un ancho de

banda similar para otros estándares de comunicación inalámbrica de tercera generación (3G) de mayor tasa de datos.

Por supuesto, la implementación de espejo de corriente de la fuente de corriente 14 mostrada en las diversas ilustraciones y descrita anteriormente puede ampliarse para incluir diversos circuitos de compensación. Aunque no se muestran, las técnicas de compensación de la temperatura del espejo de corriente se conocen bien y pueden, si es necesario, emplearse en la fuente de corriente 14. Además, pueden incluir otras medidas de compensación en la práctica, tales como compensación de CA donde sea necesario, aunque esta compensación adicional no está ilustrada.

La Figura 10 ilustra un ejemplo de realización de la fuente de corriente 14 según la invención, que detecta y compensa el cambio de la resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia 12. En esta realización la fuente de corriente 14 comprende los transistores adaptados 40A y 40B, un amplificador 42, que puede ser un amplificador operacional, la resistencia de carga de referencia 44 y un circuito de detección/control 46, que puede funcionar como un circuito de compensación y puede configurarse para incluir un circuito de detección 48 y un circuito de control 50 sensible al mismo. El circuito 14 además puede incluir un circuito de detección adicional 48, que puede utilizarse para detectar la tensión a través del transistor 40B. También están ilustradas en la Figura 10 la red de adaptación 52 y la antena 54.

Funcionalmente, la fuente de corriente 14 proporciona una corriente de alimentación modulada al amplificador de potencia 12 que se genera sobre la base de la reflexión de la corriente de referencia (modulada) desde una primera etapa del espejo de corriente, que incluye el transistor 40A, hasta una segunda etapa del espejo de corriente que incluye el transistor 40B. En funcionamiento, el amplificador 42 varía el control de la puerta del transistor 40A bajo el control de bucle cerrado para mantener el nodo V_{IN}' sustancialmente en la señal de entrada V_{IN} , que puede generarse como la señal de información de amplitud deseada, AM_{IN} . Por lo tanto, la corriente i_{REF} es una función de la señal de entrada V_{IN} y el tamaño de la resistencia de carga 44, es decir, $i_{REF} = V_{IN}'/R_{REF}$. Dado que se aplica la misma señal de control de puerta al transistor 40B, se reflejará i_{REF} en proporción a la escala geométrica del transistor 40B en relación con el transistor 40A. Por ejemplo, si el transistor 40A tiene geometría "A" y el transistor 40B tiene geometría $n \times A$, entonces la corriente reflejada $i_{PA} = n \times i_{REF}$.

El voltaje de salida resultante V_{PA} es, por lo tanto, una función de la corriente de suministro modulada i_{PA} que entra en el amplificador de potencia 12 y en la resistencia de CC efectiva, R_{EFF} , del amplificador de potencia 12. Si el valor nominal de R_{EFF} es aproximadamente igual a R_{REF}/n , entonces V_{PA} será aproximadamente igual a V_{IN}' . Esto es, las tensiones en el espejo de corriente se equilibrarán si la resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia 12 está aproximadamente en su valor nominal. Sin embargo, en la medida en que la resistencia efectiva de CC del amplificador de potencia 12 cambia durante el funcionamiento, V_{PA} desajustará V_{IN}' . Este desajuste significa que las tensiones de funcionamiento, por ejemplo, las tensiones puerta a fuente, fuente a drenaje y drenaje a fuente, del transistor 40B desajustan las tensiones de funcionamiento del transistor 40A. Las discrepancias en las tensiones de funcionamiento del transistor comprometen la función de espejo de corriente del circuito 14, lo que significa que i_{PA} por lo general no mantendrá la proporcionalidad deseada de i_{REF} sobre los cambios de la resistencia efectiva de CC del amplificador de potencia 12.

Más particularmente, i_{REF} se genera de tal manera que V_{PA} permanece dentro de los límites de tensión de operación permisibles para un valor dado de V_{dd} para el valor nominal de R_{EFF} . Si R_{EFF} aumenta significativamente su valor durante las operaciones de transmisión, entonces $V_{PA} = i_{PA} \times R_{EFF}$ puede subir demasiado alto con respecto a los límites de la tensión de operación impuestos por V_{dd} y la señal de salida resultante del amplificador de potencia 12, RF_{OUT} , puede cortarse. Tal corte resulta en distorsiones de señal indeseables y que se acompañan de alargamiento espectral.

El ejemplo de circuito 46 se configura para detectar cambios en la resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia 12 durante el funcionamiento, y para generar una señal de control sensible a los mismos. La señal de control, a la que también se refiere la presente memoria como una señal de compensación o ajuste, funciona para ajustar uno o más parámetros de funcionamiento de un transmisor que incluye el amplificador de potencia de RF 12. Aunque la Figura 10 ilustra el ajuste de la red de adaptación de impedancia 52 en respuesta a los cambios detectados en la resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia 12, debería entenderse que además pueden controlarse otros parámetros para controlar la impedancia de adaptación, o como una alternativa a ello.

El circuito 46 puede configurarse para detectar el cambio de la resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia 12 sobre la base de la detección de los desequilibrios de tensión del espejo de corriente, es decir, las discrepancias entre la tensión de referencia V_{IN}' y la tensión de salida V_{PA} , ya que tales discrepancias indican que la resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia 12 se ha desplazado desde su valor nominal de R_{REF}/n .

Además de este método de detección, o como una alternativa al mismo, el circuito 46 se puede configurar para controlar la diferencia de tensión a través del transistor 40B, puesto que la diferencia entre V_{dd} y V_{PA} es, para un valor dado de i_{PA} , una función de la resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia 12. Este método de detección puede ser particularmente ventajoso para detectar un punto en el que aumenta la resistencia de CC

efectiva del amplificador de potencia 12 con el riesgo de provocar que V_{PA} se eleve hacia el límite de corte impuesto por V_{dd} .

5 En cualquier caso, el método de compensación ilustrado de utilizar la señal de compensación para ajustar la red de adaptación de impedancia 52 puede ser particularmente ventajoso en una estación móvil. En una estación móvil, la impedancia efectiva de la antena de transmisión de la estación generalmente cambia a medida que la posición de la estación móvil respecto al cuerpo del usuario y/u otros objetos próximos cambia durante una llamada. Por lo tanto, si la impedancia de la antena cambia y el desajuste para resultante provoca que la resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia 12 se desplace desde su valor nominal, el circuito 46 detecta el cambio resultante en la resistencia de CC efectiva como se indica mediante $\Delta V = (V_{IN}' - V_{PA})$ y/o mediante $\Delta V = (V_{dd} - V_{PA})$.

10 Téngase en cuenta que el circuito de detección 48 puede configurarse para generar una señal de detección proporcional a la(s) diferencia(s) de tensión detectada(s), y el circuito de control 50 puede configurarse para generar una señal de compensación sensible a las mismas. Por ejemplo, en una configuración de transmisión en modo a ráfagas, el circuito 46 se configura preferiblemente para detectar cambios durante la transmisión activa de la señal pero aplaza sus ajustes compensatorios hasta un instante en que no hay transmisión activa. Por ejemplo, el circuito 46 puede detectar discrepancias de tensión entre V_{IN}' y V_{PA} durante una ráfaga de transmisión dada, y entonces actualizar la señal de compensación durante el instante sin transmisión anterior a la siguiente ráfaga. Hacerlo de esta manera evita realizar cambios de compensación durante una transmisión activa. Por supuesto, algunos tipos de señales de transmisión pueden ser tolerantes a tales cambios durante la transmisión en directo y debe entenderse que el enfoque del ajuste diferido descrito aquí es un detalle de implementación no limitativo.

15 La Figura 11 ilustra un ejemplo de implementación del circuito 46, en el que el circuito de detección 48 comprende un circuito sensor diferencial configurado para generar una señal de detección que es proporcional a la diferencia entre sus dos entradas de señal, que pueden acoplarse directa o indirectamente a las señales de tensión V_{IN}' y V_{PA} , y o a las diferencias de tensión a través del transistor 40B. Téngase en cuenta que el circuito de detección 48 puede incluir elementos de circuito no ilustrados explícitamente, tales como filtros, para asegurar que su ancho de banda de detección se configura consecuentemente para las frecuencias de modulación de amplitud de la señal de información de modulación en amplitud V_{IN} . Puede ser deseable atenuar progresivamente la respuesta en frecuencia del circuito 48 respecto a la frecuencia de modulación de tal manera que su respuesta de detección esté algo suavizada.

20 Alternativamente, el circuito de detección 48 puede configurarse como un comparador que genera una señal confirmada o no confirmada en respuesta a la comparación $\Delta V = (V_{IN}' - V_{PA})$ y/o $\Delta V = (V_{dd} - V_{PA})$ con uno o más umbrales definidos. Por lo tanto, el circuito 46 puede recibir información del umbral opcional para su uso en la función de comparación. (Téngase en cuenta que la habilitación de umbral también puede utilizarse en las operaciones de detección/control proporcional. Por ejemplo, la confirmación de señal de control puede diferirse hasta que una diferencia de tensión detectada encuentre o supere un umbral definido.)

25 En cualquier caso, debería entenderse que el circuito de control 50 puede configurarse para generar la señal de control en un formato adaptado a su uso previsto. Como tal, la señal de control puede ser analógica o digital, y puede ser lineal o no lineal, según se necesite. Por ejemplo, la Figura 11 indica que la señal de compensación puede utilizarse para controlar un procesador de transmisión de banda base que se asocia con la generación de la señal que se transmite. Más particularmente, el procesador de transmisión puede configurarse para rebajar (reducir) la amplitud de la señal de información de amplitud que se utiliza para generar la corriente de alimentación modulada del amplificador de potencia para evitar el corte. En este contexto, debería entenderse que el circuito de control 50, de hecho, puede comprender una parte del procesador de señal de transmisión, de tal manera que el circuito de detección 48 proporciona la señal de detección al procesador de señal de transmisión como un indicador para decirle cuándo debería rebajar para evitar el corte, por ejemplo.

30 Volviendo a la Figura 10, el circuito de adaptación de impedancia 52 puede incluir uno o más dispositivos reactivos acoplados selectivamente, por ejemplo, condensadores, bobinas, etc., que se conmutan dentro y fuera del circuito de control 52 para efectuar el control de adaptación de impedancia. En ese contexto, la señal de compensación puede generarse como una, dos o una multitud de señales de control de conmutación. Alternativamente, el circuito de adaptación de impedancia 52 puede incluir uno o más elementos variables, por ejemplo, una reactancia variable, en cuyo caso la señal de compensación puede generarse como una señal de control analógica proporcional.

35 Como otra alternativa, la Figura 12 representa una disposición de control en la que el circuito 46 genera una señal de compensación que se utiliza para cambiar la polarización de un amplificador de potencia 56 en respuesta a la detección de cambios en la resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia 56. También debería entenderse que el amplificador de potencia 56 puede ser el mismo que el amplificador de potencia 12 previamente ilustrado, y que se utiliza un número de referencia diferente principalmente para resaltar la entrada de control de polarización.

40 Del mismo modo, la Figura 13 ilustra todavía otro ejemplo de configuración de compensación en el que el amplificador de potencia 58 incluye una entrada de control de "tamaño" explícito que se acciona en respuesta a las operaciones de detección del circuito 46. Los expertos en la técnica apreciarán que el amplificador de potencia 58

puede comprender una multitud de elementos transistores en paralelo, activados selectivamente que funcionan colectivamente como un amplificador de potencia. Cambiando el número de tales elementos que se activan en cualquier instante cambiar el “tamaño” efectivo y la resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia 58.

5 Por lo tanto, el circuito 46 puede configurarse para generar una señal de ajuste, por ejemplo, una señal binaria de varios bits, o una señal analógica proporcional, cuyo valor cambiado cambia el tamaño efectivo del amplificador de potencia 12. Así, por ejemplo, si el circuito 46 detecta que V_{PA} está aumentado respecto a $V_{IN'}$, se pueden encender más elementos transistores para aumentar el tamaño efectivo del amplificador de potencia 58 y de este modo llevar su resistencia de CC efectiva de vuelta hacia el valor nominal. Por supuesto, si V_{PA} comenzó cayendo respecto a $V_{IN'}$, el circuito 46 podría apagar algún número de elementos transistores para disminuir la resistencia de CC efectiva de vuelta hacia el valor nominal.

15 Una ampliación del circuito de espejo de corriente entre la carga de referencia y la carga del PA se realiza en la Figura 14. En términos generales, el circuito ilustrado en la Figura 14 soporta un método de detección y compensación para cambiar la resistencia de CC del PA en el que detectar un cambio en una resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia de RF comprende comparar una primera caída de tensión a través de un primer transistor de paso (transistor 40A) en una etapa de referencia de un circuito espejo de corriente 14 con una segunda caída de tensión a través de un segundo transistor de paso (transistor 40B) en una etapa de salida del circuito espejo de corriente 14. Visto desde un punto de vista, el circuito ilustrado compensa los cambios en la resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia 12 mediante la variación de la relación de escala del espejo de corriente como una función de la detección de esos cambios.

20 En esta configuración, el primer transistor de paso 40A regula una corriente de referencia en una carga de referencia, y el segundo transistor de paso 40B regula la corriente de alimentación de salida en el amplificador de potencia de RF 12, donde la corriente de alimentación es una versión reflejada de la mencionada corriente de referencia. Con este circuito, la operación del transmisor de compensación en respuesta a la función de detección comprende variar una señal de control del segundo transistor de paso 40B bajo el control de bucle cerrado de tal manera que la segunda caída de tensión se mantiene sustancialmente igual a la primera caída de tensión.

25 Con más detalle, este ejemplo de bucle cerrado refleja la corriente desde una primera etapa, denominada como “etapa de referencia”, que bloquea la corriente a través de la resistencia de referencia 44, R_{REF} , hasta una segunda etapa, denominada como la “etapa de PA”, que escala la corriente de referencia proporcionalmente mediante un factor nominal, n , a través de la resistencia de carga R_{PA} del PA 12. La caída de tensión a través del transistor regulador de referencia 40A, por ejemplo la caída drenaje-fuente si 40A es un FET, se detecta y amplifica por un factor A_{VREF} mediante el amplificador 60, y se compara contra la correspondiente caída de tensión a través del transistor regulador 40B del PA, que se detecta y amplifica de forma similar por un factor A_{VPA} mediante el amplificador 62. Estas tensiones detectadas y amplificadas, que representan el margen de seguridad entre el nivel de la señal y el de distorsión instantáneo relativo al límite superior de la tensión de alimentación de cada rama, se comparan entonces en el amplificador 64 y se utilizan para bloquear el bucle por accionamiento de la puerta del transistor 40B, que regula la corriente en el PA 12.

30 Con respecto a la Figura 10, entonces, puede verse que los amplificadores 60 y 62 funcionan como el circuito de detección 48. En ese mismo contexto, el amplificador 64 funciona como el circuito de control 50, en el que la señal de error generada por el amplificador 64 como la diferencia entre las dos caídas de tensión detectadas sirve como señal de accionamiento de la puerta del transistor 40B.

35 Esta configuración permite reflejar el bucle cerrado de la corriente I_{REF} controlando R_{REF} en la resistencia de CC del PA, R_{PA} , por un factor nominal n , para $R_{PA} = R_{REF}/n$. Cuando la resistencia de CC del PA varía debido a la adaptación de impedancia de la antena RF, el circuito ilustrado automáticamente ajusta la puerta o controla la tensión del transistor 40B de tal manera que el margen de seguridad entre el nivel de la señal y el de distorsión se mantiene y bloquea al transistor de referencia 40A. Cuando la resistencia de CC del PA se desvía de R_{REF}/n , la corriente a través del transistor regulador 40B del PA se ajusta de tal manera que $V_{BATT} - V_{PA} = V_{BATT} - V_{REF}$, o en otras palabras,

$$V_{REF} = V_{PA} \text{ e } I_{PA}/R_{PA} = I_{REF} \times (R_{REF}/R_{PA}).$$

40 La corriente de CC del PA, I_{PA} , es de este modo una versión escalada de la corriente de referencia, I_{REF} , proporcional a la relación de la resistencia de referencia (fija y conocida) con la resistencia de CC del PA (variable y desconocida). Sin que importe cuál sea el valor de la resistencia R_{PA} de CC del PA, el margen de seguridad entre el nivel de la señal y el de distorsión y la linealidad del regulador del PA se mantienen mientras todavía se modula la corriente de CC del PA. Como la corriente de CC del PA aumenta o disminuye en respuesta al cambio de la impedancia de la antena, la potencia disponible hacia delante de la antena desadaptada variará, pero no se permite a la resistencia de CC del PA máxima forzar una distorsión de corte del margen de seguridad entre el nivel de la señal y el de distorsión.

45 Así, esta realización permite a una corriente de referencia conocida reflejarse mediante un ajuste de manera dinámica del factor de escala en bucle cerrado para superar la variación que de otro modo degradaría el margen de

seguridad entre el nivel de la señal y el de distorsión y resultaría en distorsión de corte no lineal de la corriente regulada al PA. Esta reflexión del margen de seguridad entre el nivel de la señal y el de distorsión analógica continua de bucle cerrado es una realización de la reflexión de una corriente de referencia a la corriente de alimentación del PA sin sufrir distorsión de corte del margen de seguridad entre el nivel de la señal y el de distorsión.

5 Se pueden implementar variantes similares de esta realización de una manera discreta, de tal manera que las etapas de realimentación N_{FBPA} y N_{FBREF} se pueden ajustar en pasos discretos en respuesta a una detección conocida de la degradación del margen de seguridad entre el nivel de la señal y el de distorsión, similar al ajuste de la polarización del PA, el tamaño físico y/o la adaptación de salida descritos previamente. (Téngase en cuenta que cada una de tales etapas de realimentación puede proporcionar control de ganancia vía una red

10 resistencia/condensador pasiva como se ilustra, pero los expertos en la técnica reconocerán que se pueden utilizar otras configuraciones de red de realimentación, dependiendo de las necesidades del diseño particular a mano.)

Con las realizaciones anteriores en mente, la Figura 15 ilustra un ejemplo de red móvil que soporta comunicaciones inalámbricas. A la red móvil se hace referencia generalmente mediante el numeral 70, e incluye una o más estaciones base 72, cada una con una antena 74 de recepción/transmisión asociada, uno o más centros de conmutación móviles (MSCs) 76 que interconectan las estaciones base 72 con una o más redes externas 78 y una multitud de terminales móviles 100. Los terminales móviles 100 y, en algunas implementaciones, las estaciones base 72 puede ventajosamente incorporar el circuito amplificador 10 introducido en la Figura 2 en cualquiera de sus diversas realizaciones.

La señalización inalámbrica entre los terminales móviles 100 y las estaciones base 72 soporta comunicaciones entre los usuarios de terminales móviles y usuarios de las redes externas 72, así como con otros usuarios de terminales móviles. Cada estación base 72 soporta comunicación y control de tráfico para terminales móviles 100 dentro del área de cobertura de su(s) antena(s) asociada(s) 74. A su vez, el MSC 76 coordina y controla las funciones de cada estación base 72, así como el tráfico de comunicaciones de interconexión entre varias estaciones base 72 y las redes externas 78. Las redes externas 78 pueden incluir pero no limitarse a la Red Telefónica Pública Conmutada (PSTN, Public Switched Telephone Network), Internet y varias Redes Digitales de Servicios Integrados (ISDN, Integrated Services Digital Networks).

La Figura 16 es un diagrama de un ejemplo de implementación del terminal móvil 100 utilizado en la red móvil 70. El terminal móvil 100 incluye un controlador de sistema 102, la memoria 104, un sintetizados de frecuencia 106, un transmisor 110, un receptor 120, una interfaz de usuario 130 y un conjunto de antena 140.

En funcionamiento, el terminal móvil 100 envía y recibe información vía señalización de radio frecuencia entre él y sus estación base soporte 72. El controlador de sistema 102 se implementa típicamente como uno o más microcontroladores (MCUs) que gestionan la interfaz de usuario 130 y proporcionan un control global del terminal móvil 100. La memoria 104 generalmente incluye software de aplicación, valores por defecto para constantes utilizadas en funcionamiento y espacio de trabajo para datos.

El usuario interactúa con el terminal móvil 100 vía la interfaz de usuario 130. Un micrófono 131 convierte las señales de voz del usuario en una señal analógica correspondiente, que se proporciona al transmisor 110 para la posterior conversión, procesado y transmisión a la estación base 72 vía el conjunto de antena 140. El receptor 120 recibe señales desde la estación base 72 y extrae la información de audio recibida, por ejemplo, la voz de un usuario remoto, y proporciona una señal de audio resultante para accionar un altavoz 132 incluido en la interfaz de usuario 130. La interfaz de usuario 130 además incluye un display 134 para proporcionar información visual al usuario, y un teclado 136 para aceptar entrada de datos y comandos del usuario. El interfaz de usuario 130 puede incluir una interfaz de I/O 138 para conectar el display 134 y el teclado 136 al controlador 102 del sistema. En resumen, el interfaz de usuario 130 permite al usuario enviar y recibir voz y otra información de audio, marcar los números e introducir otros datos según sea necesario.

El receptor 120 incluye un receptor/amplificador 122, un módulo 124 decodificador/recuperador de datos, y un convertor digital-analógico (DAC) 126. En funcionamiento, las señales se reciben vía el conjunto de antena 140, proporcionando con el circuito de acoplamiento 142 aislamiento de señal entre las señales las señales recibidas y transmitidas. En algunas implementaciones, el circuito de acoplamiento 142 incluye un conmutador de recepción/transmisión para conectar selectivamente o bien el transmisor 110 o el receptor 120 a la antena 144. En otros casos, el circuito de acoplamiento 142 incluye un duplexor u otro elemento de filtrado para proporcionar aislamiento de señal durante las operaciones de recepción y transmisión simultáneas.

Las señales recibidas se encaminan al amplificador 122 del receptor, que proporciona acondicionamiento, filtrado y conversión descendente de la señal recibida. En implementaciones digitales, el receptor/amplificador 122 puede utilizar convertidores analógico-digitales (ADCs) para proporcionar al módulo 124 de decodificación/recuperación de datos valores digitales sucesivos que corresponden a la señal recibida entrante. El módulo 124 de decodificación/recuperación de datos recupera la información de audio codificada en la señal recibida y proporcionar al DAC 126 valores digitales que corresponden a la información de audio recibida. A su vez, el DAC 126 proporciona una señal de salida analógica adecuada para accionar el altavoz 132.

5 El transmisor 110 se configura según la presente invención e incluye un conversor analógico-digital (ADC) 112, un procesador de banda base 114, un modulador 116 y el circuito amplificador 10 introducido anteriormente. En funcionamiento, el ADC 112 convierte las señales de voz analógicas del micrófono 131 a los correspondientes valores digitales. El procesador de banda base 114 procesa y codifica estos valores digitales, proporcionando codificación de corrección de error y traducción a un formato adecuado para el modulador 116. El procesador de banda base 114 puede recibir datos adicionales para la transmisión desde el controlador 102 del sistema.

10 Dependiendo del estándar de interfaz aérea utilizado por el terminal móvil 100, el esquema de modulación puede requerir tanto modulación de amplitud como de fase de la señal de transmisión, denotada anteriormente como RF_{OUT} , radiada por la antena 144. El procesador de banda base 114 típicamente codifica la información de transmisión deseada como una secuencia de símbolos transmitidos, en la que cada símbolo tiene un único par de valores de fase y amplitud. El procesador de banda base 114 puede dividir la información de fase y amplitud en señales separadas. Así, se podría generar una señal de información de fase, denominada como ϕ_{IN} , sincrónicamente con la señal de información de amplitud AM_{IN} descrita anteriormente.

15 El modulador 116 utiliza la señal de información de fase ϕ_{IN} para modular una señal de frecuencia portadora, generando así una señal de frecuencia portadora que tiene la información de modulación de fase deseada. Esta señal de frecuencia portadora modulada puede servir como la señal de entrada RF, RF_{IN} , al circuito amplificador 10. Téngase en cuenta que el sintetizador de frecuencia 106 puede utilizarse para generar un señal de referencia o portadora de frecuencia para entregarla al modulador 116.

20 Así, en este ejemplo de configuración, el circuito amplificador 10 recibe la señal RF_{IN} del modulador 116 y la señal de información de amplitud AM_{IN} (también denominada como V_{IN} en la presente memoria) del procesador de banda base 114. El circuito amplificador 10 puede configurarse según cualquiera de las realizaciones descritas anteriormente, o según cualquier variación de las mismas. El transmisor 110, utilizando las técnicas de modulación de la corriente de alimentación del amplificador de potencia disponibles con la fuente de corriente 14 incluida en el circuito amplificador 10, es capaz de impartir modulación de amplitud altamente lineal a la señal transmitida (RF_{OUT}) que se radia por el terminal móvil 100 vía su antena 144.

25 Téngase en cuenta, también, que una red de adaptación puede acoplarse entre el transmisor 110 y la antena 144 y puede ajustarse según la descripción de la Figura 10. Por supuesto, pueden no implementarse el ajuste de la red de adaptación y/o la polarización del PA o el ajuste de tamaño. Por ejemplo, en una o más realizaciones preferidas, el reflejo de la corriente de bucle cerrado de la Figura 14 se implementa en el circuito amplificador 10, de tal manera que se evita el corte y se mantiene una modulación de amplitud altamente lineal por encima de cambios de impedancia de la antena.

30 La presente invención puede, por supuesto, llevarse a cabo de otras formas específicas que las establecidas en la presente memoria sin apartarse del alcance y características esenciales de la invención. En efecto, la presente invención presenta una forma generalizada para sustancialmente evitar los cambios de desplazamiento de fase en una señal transmitida que surgen de cambiar las configuraciones del transmisor. Estos cambios en la configuración pueden surgir de la necesidad de funcionar en diferentes intervalos de potencia de la señal transmitida, o de la necesidad de hacer otros tipos de cambios en la generación de la señal transmitida. Las realizaciones presentes, por lo tanto, deben interpretarse en todos los aspectos como ilustrativas y no como restrictivas, y todos los cambios que vienen dentro del significado y equivalencia de las reivindicaciones adjuntas se abarcan en la presente memoria.

REIVINDICACIONES

- 5 1. Un método de compensar el funcionamiento de un transmisor que incluye un amplificador de potencia de RF (12) que proporciona una corriente de alimentación modulada, comprendiendo el método:

generar la corriente de alimentación modulada como una versión escalada de una corriente de referencia, basada en la modulación de la corriente de referencia en una carga de referencia R_{REF} en respuesta a una señal de información de amplitud y que refleja la corriente de referencia vía un circuito espejo de corriente (14) para obtener la corriente de alimentación modulada, en donde la mencionada carga de referencia corresponde a una resistencia de CC nominal del amplificador de potencia de RF;

10 detectar un cambio en una resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia de RF mediante la detección de una tensión del circuito espejo de corriente, comprendiendo la detección detectar un desequilibrio de tensión en el circuito espejo de corriente por comparación de una primera caída de tensión a través de un primer transistor de paso (40A) en una etapa de referencia del circuito espejo de corriente con una segunda caída de tensión a través de un segundo transistor de paso (40B) en una etapa de salida del circuito espejo de corriente, en donde el mencionado primer transistor de paso regula la corriente de referencia en la carga de referencia, y en donde el mencionado segundo transistor de paso regula la corriente de alimentación modulada en el amplificador de potencia de RF, y

20 compensar el funcionamiento del transmisor en respuesta a la mencionada detección.
2. El método de la reivindicación 1, que comprende además diferir la compensación del funcionamiento del transmisor hasta que el desequilibrio de tensión alcanza un valor umbral definido.
- 25 3. El método de la reivindicación 1, en el que detectar una tensión del circuito espejo de corriente comprende detectar que una tensión de operación del amplificador de potencia de RF se aproxima a un límite de tensión de alimentación.
- 30 4. El método de la reivindicación 3, en el que detectar que una tensión de operación del amplificador de potencia de RF se aproxima a un límite de tensión de alimentación comprende detectar una caída de tensión a través de un transistor de paso en una etapa de salida del circuito espejo de corriente, en donde el transistor de paso regula la corriente de alimentación modulada en el amplificador de potencia de RF.
- 35 5. El método de la reivindicación 1, en el que compensar el funcionamiento del transmisor en respuesta a la mencionada detección comprende cambiar uno o más parámetros de funcionamiento del transmisor para devolver la resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia de RF hacia su valor nominal.
- 40 6. El método de la reivindicación 1, en el que compensar el funcionamiento del transmisor en respuesta a la mencionada detección comprende cambiar un circuito de adaptación de impedancias que acopla el amplificador de potencia de RF a una antena de transmisión para compensar un cambio detectado en la resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia de RF.
- 45 7. El método de la reivindicación 1, en el que compensar el funcionamiento del transmisor en respuesta a la mencionada detección comprende cambiar un tamaño de dispositivo efectivo del amplificador de potencia de RF para compensar un cambio detectado en la resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia de RF.
- 50 8. El método de la reivindicación 1, en el que compensar el funcionamiento del transmisor en respuesta a la mencionada detección comprende cambiar una polarización de funcionamiento del amplificador de potencia de RF para compensar un cambio detectado en la resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia de RF.
- 55 9. El método de la reivindicación 1, en el que compensar el funcionamiento del transmisor en respuesta a la mencionada detección comprende variar una señal de control en el segundo transistor de paso bajo control de bucle cerrado de tal manera que la segunda caída de tensión se mantiene sustancialmente igual a la primera caída de tensión.
- 60 10. Un circuito de modulación de corriente para su uso con un amplificador de potencia de RF en un transmisor, comprendiendo el circuito de modulación de corriente:

un circuito espejo de corriente (14) configurado para proporcionar una corriente de alimentación modulada para el amplificador de potencia de RF basada en reflejar una corriente de referencia que se modula en respuesta a una señal de información de amplitud;

un circuito de detección (48) configurado para generar una señal de detección en respuesta a los cambios detectados en una resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia de RF, en donde el circuito de detección se configura para detectar cambios en la resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia de RF mediante la comparación de una primera caída de tensión a través de un primer transistor de paso (40A) en una etapa de referencia del circuito espejo de corriente con una segunda caída de tensión a través de un segundo transistor de paso (40B) en una etapa de salida del circuito espejo de corriente, en donde el

65

mencionado primer transistor de paso regula la corriente de referencia en una carga de referencia, y en donde el mencionado segundo transistor de paso regula la corriente de alimentación modulada en el amplificador de potencia de RF; y

un circuito de control (50) configurado para compensar el transmisor en respuesta a la señal de detección.

- 5
11. El circuito de modulación de corriente de la reivindicación 10, en el que el circuito de control comprende una parte de un generador de señal de transmisión de banda base configurado para reducir la señal de información de amplitud en respuesta a un aumento en la resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia de RF según se indica mediante la señal de detección.
- 10
12. El circuito de modulación de corriente de la reivindicación 10, en el que la señal de detección se habilita mediante un valor umbral, de tal manera que el circuito de control no reduce la señal de información de amplitud hasta que la señal de detección alcanza el valor umbral.
- 15
13. El circuito de modulación de corriente de la reivindicación 12, en el que la señal de detección se configura para generar la señal de detección mediante la comparación de una señal de diferencia con el valor umbral, generándose la mencionada señal de diferencia en base a una diferencia entre una tensión de referencia que surge de la corriente de referencia y una tensión de salida que surge de la corriente de alimentación modulada.
- 20
14. El circuito de modulación de corriente de la reivindicación 10, en el que el circuito de detección se configura para generar una señal de detección basada en una diferencia entre una tensión de referencia que depende de la corriente de referencia y una carga de referencia, y una tensión de salida que depende de la corriente de alimentación modulada y de la resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia de RF.
- 25
15. El circuito de modulación de corriente de la reivindicación 14, en el que el circuito de control se configura para generar una señal de compensación operativa para cambiar un circuito de adaptación de impedancia que acopla el amplificador de potencia de RF a la antena, de tal manera que un valor de impedancia adaptado se cambia como una función de los cambios detectados en la resistencia de CC efectiva del amplificador de RF.
- 30
16. El circuito de modulación de corriente de la reivindicación 14, en el que el circuito de control se configura para generar una señal de compensación operativa para cambiar el tamaño de dispositivo efectivo del amplificador de potencia de RF, de tal manera que el tamaño de dispositivo efectivo del amplificador de potencia de RF se cambia como una función de los cambios detectados en la resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia de RF.
- 35
17. El circuito de modulación de corriente de la reivindicación 14, en el que el circuito de control se configura para generar una señal de compensación operativa para cambiar una polarización de funcionamiento del amplificador de potencia de RF, de tal manera que la polarización de funcionamiento se cambia como una función de los cambios detectados en la resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia de RF.
- 40
18. El circuito de modulación de corriente de la reivindicación 10, en el que el circuito de detección se configura para detectar cambios en la resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia de RF en base al seguimiento de la diferencia de tensión a través de un transistor de espejo de corriente en una etapa de salida del circuito espejo de corriente, en donde un valor mínimo de esta diferencia de tensión disminuye con el aumento de la resistencia de CC efectiva del amplificador de potencia de RF.
- 45
19. El circuito de modulación de corriente de la reivindicación 10, en el que el circuito de control se configura para diferir la compensación del transmisor hasta que la señal de detección alcanza un valor umbral definido.
- 50
20. El circuito de modulación de corriente de la reivindicación 10, en el que el circuito de control se configura para seguir la señal de detección tal como se genera durante un instante de transmisión activa, y actualizar la compensación del transmisor durante un instante posterior de transmisión inactiva.
- 55
21. El circuito de modulación de corriente de la reivindicación 10, en el que el circuito de control se configura para compensar el transmisor en respuesta a la señal de detección mediante la variación de una señal de control en el segundo transmisor de paso bajo control de bucle cerrado, de tal manera que la segunda caída de tensión se mantiene sustancialmente igual a la primera caída de tensión

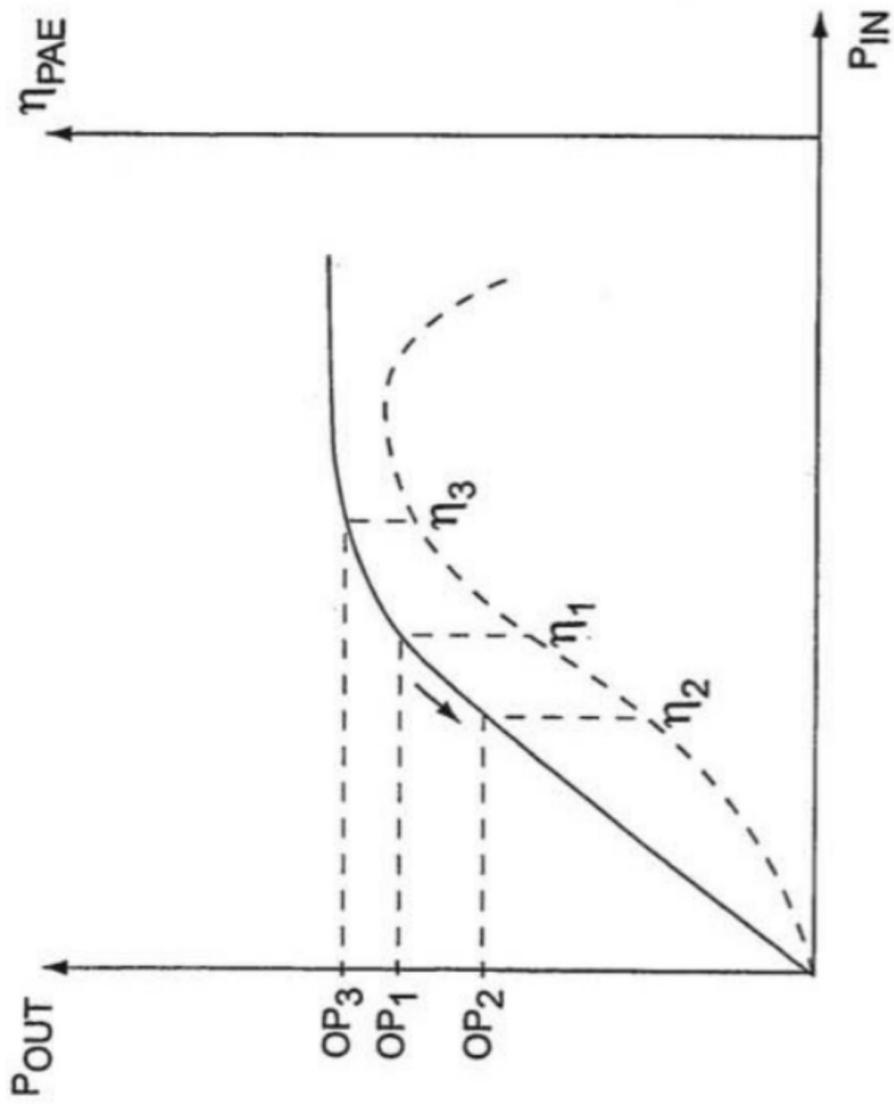


FIG. 1

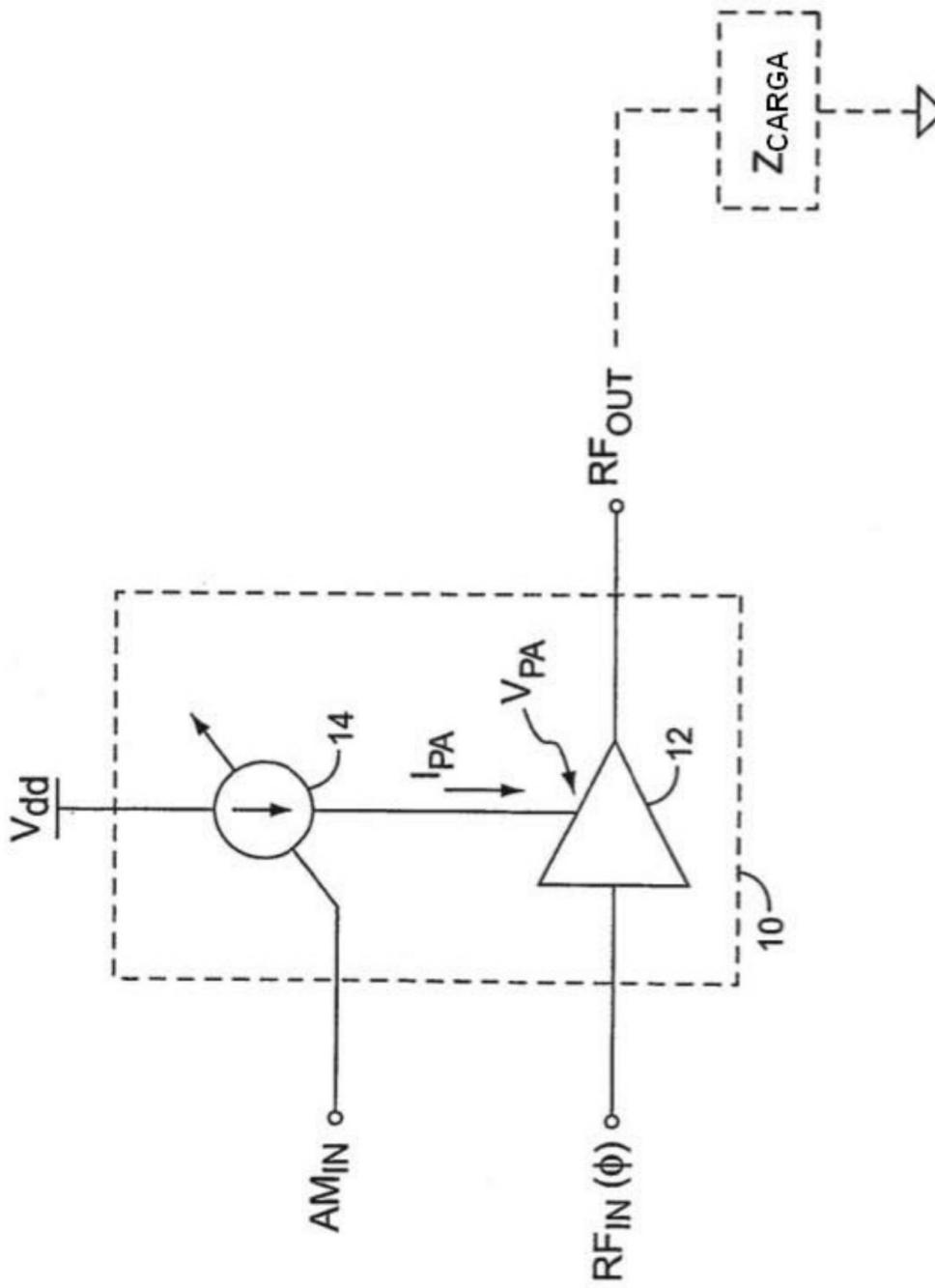


FIG. 2

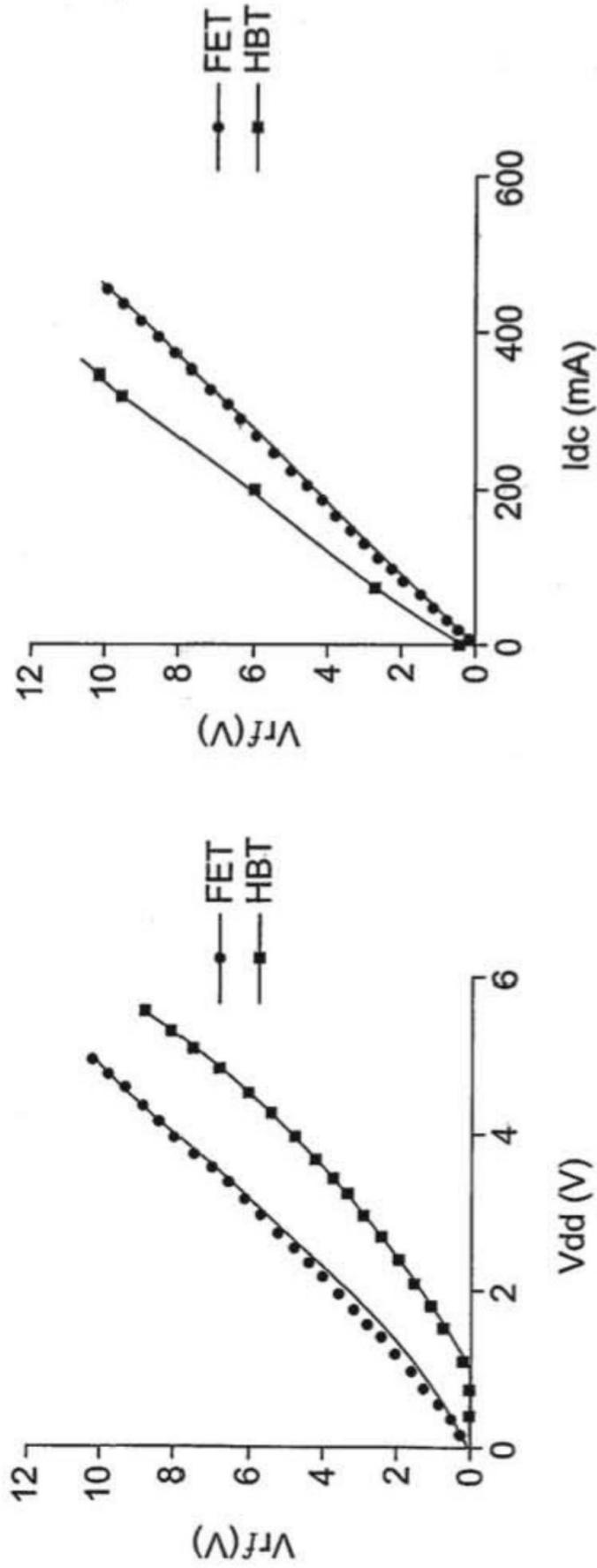


FIG. 3

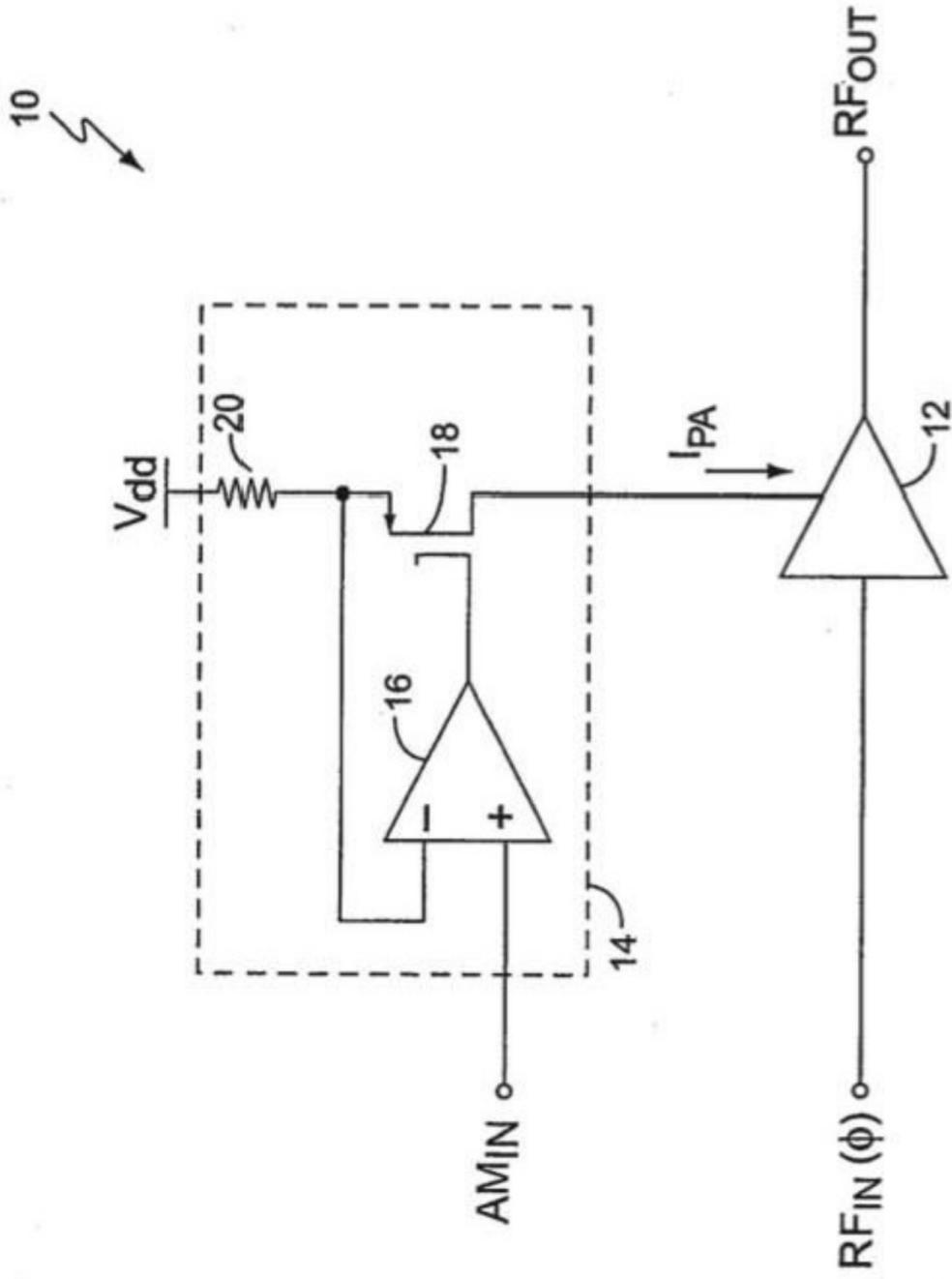


FIG. 4

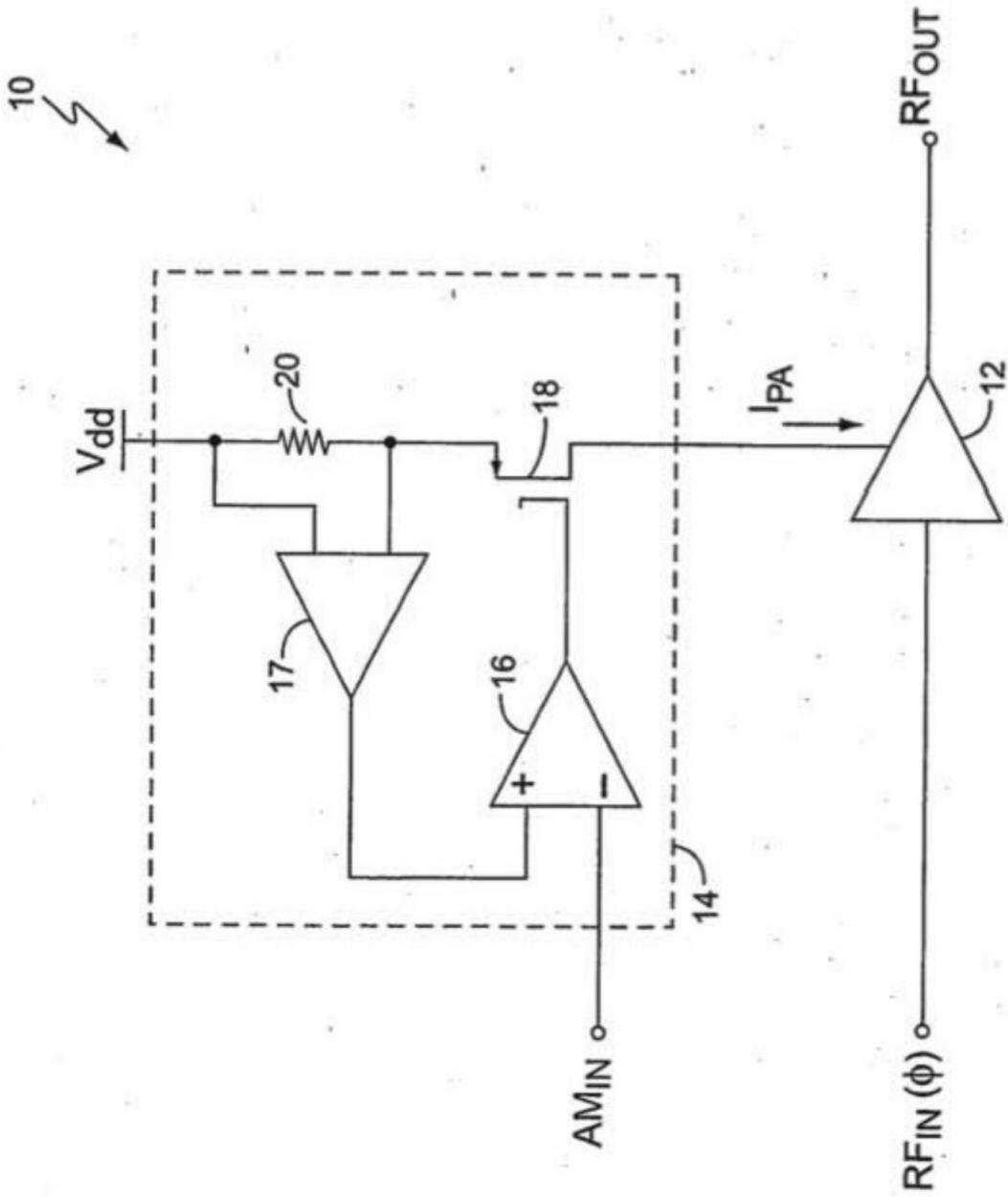


FIG. 5

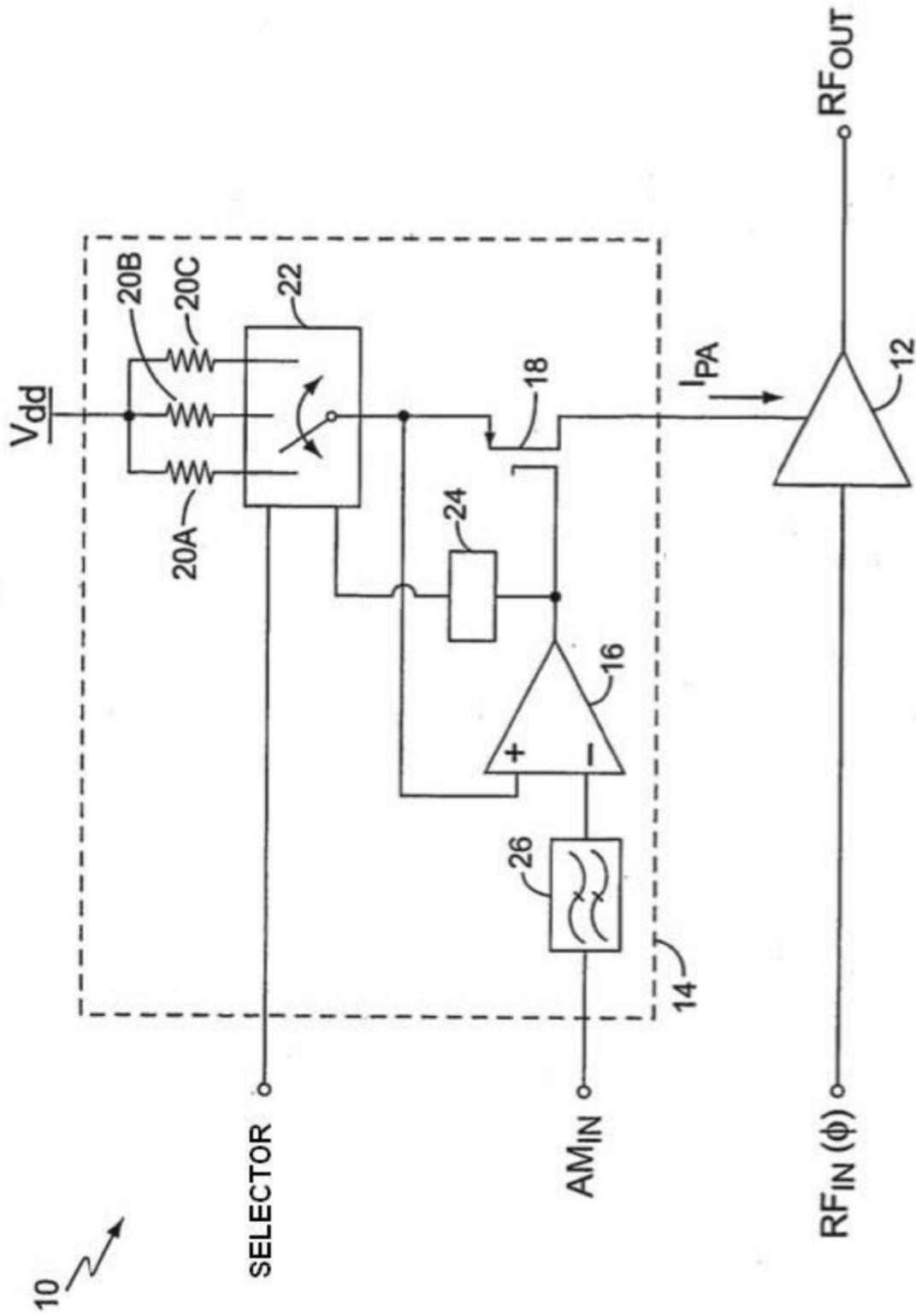


FIG. 6

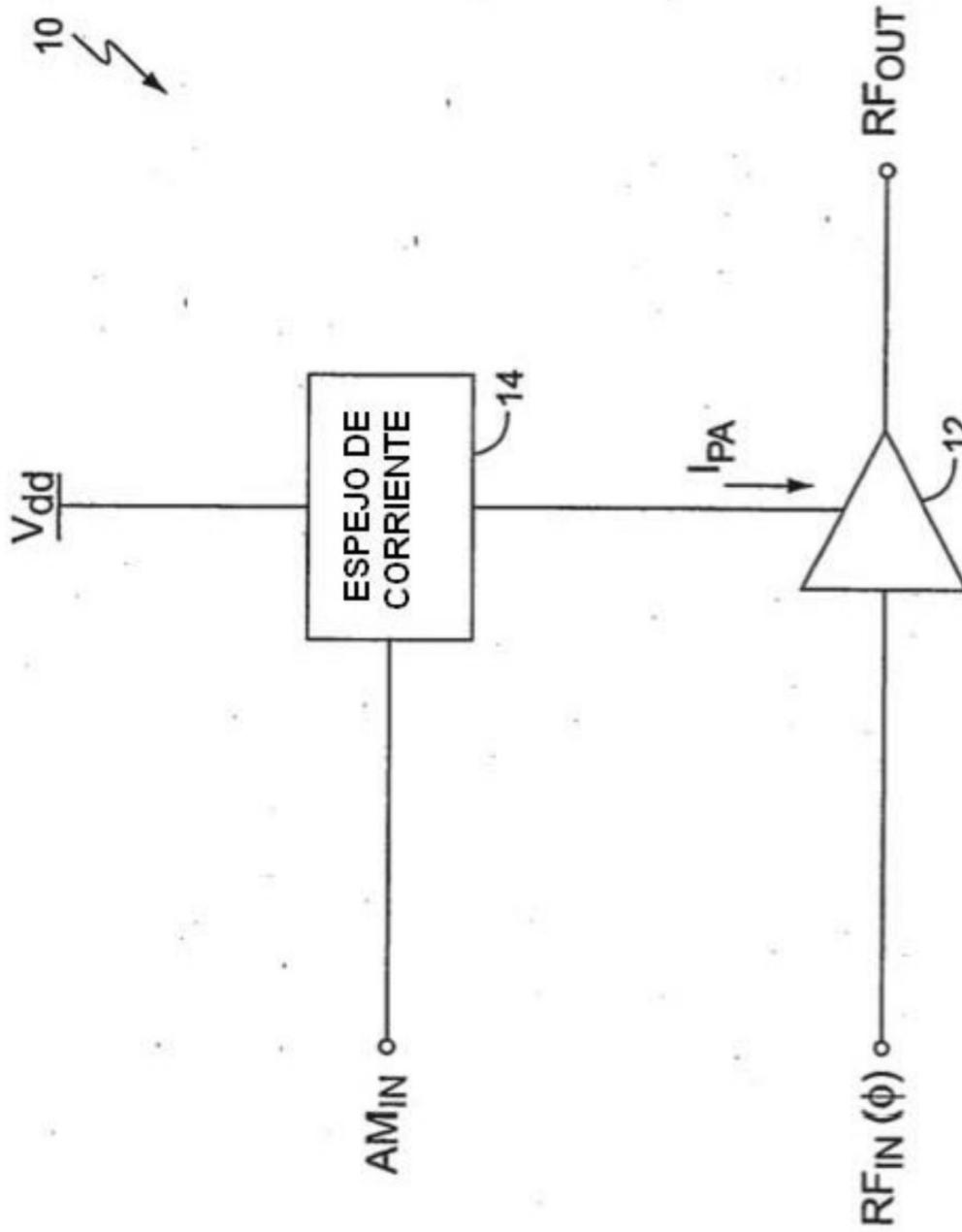


FIG. 7

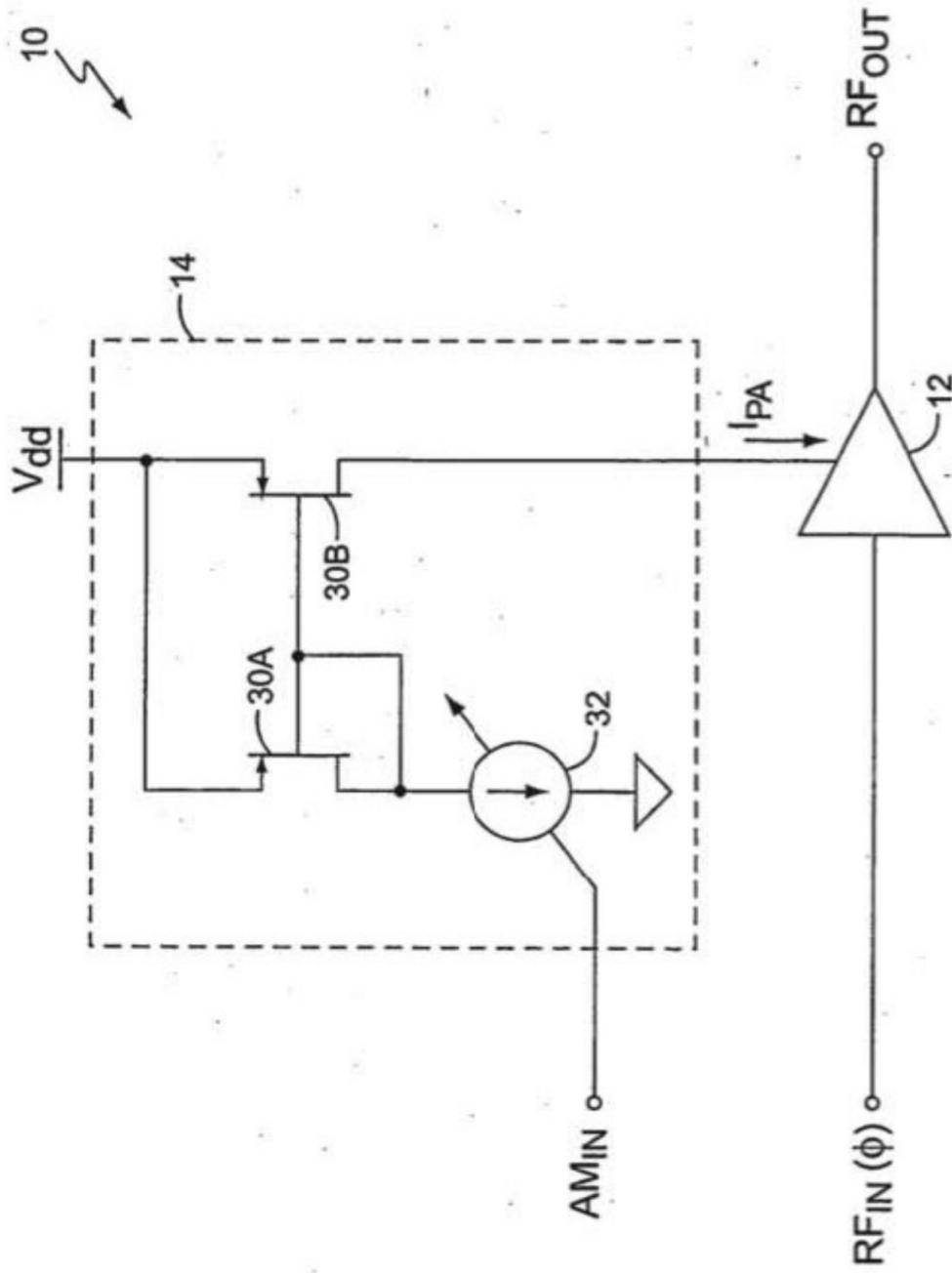


FIG. 8

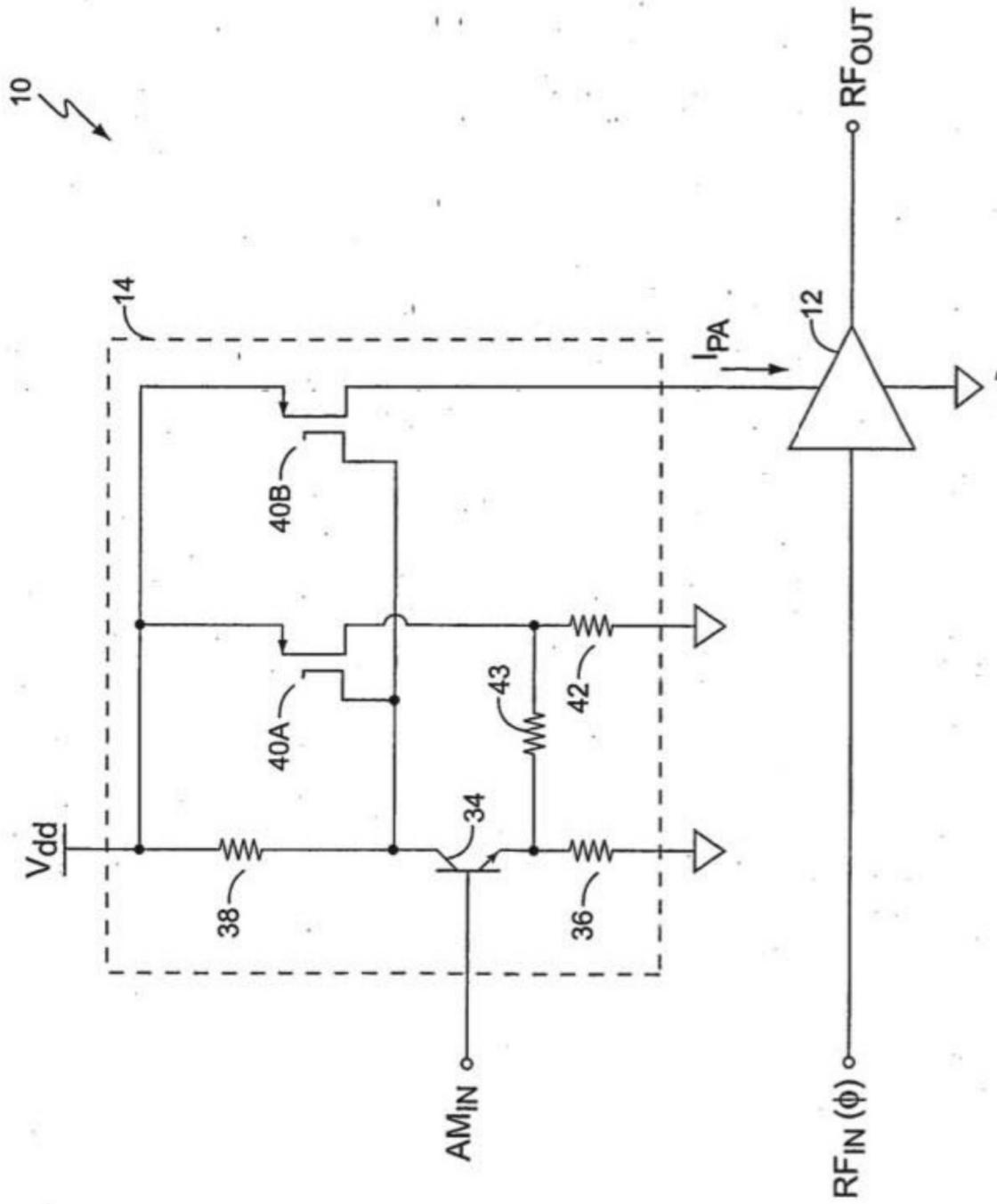


FIG. 9

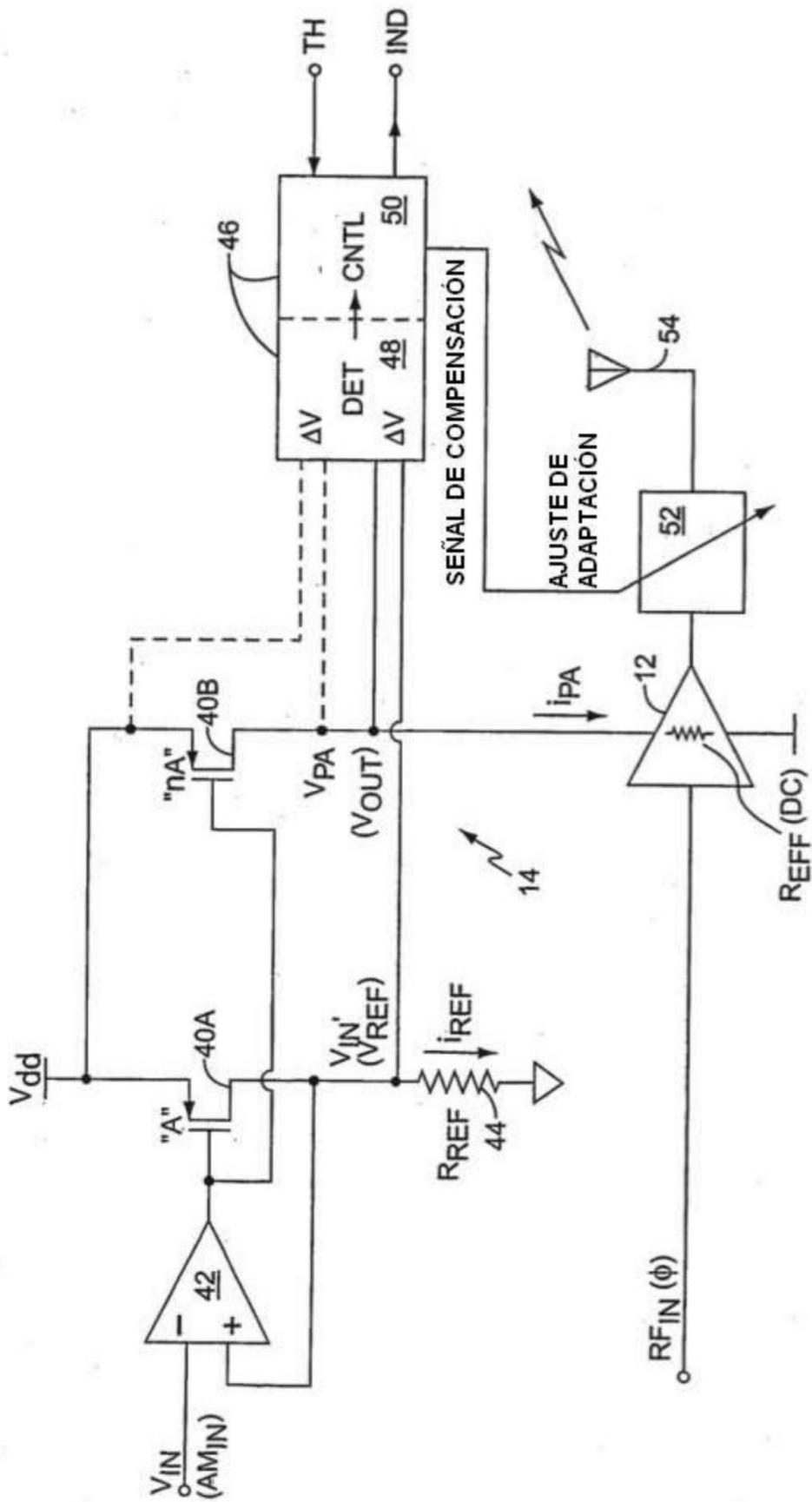


FIG. 10

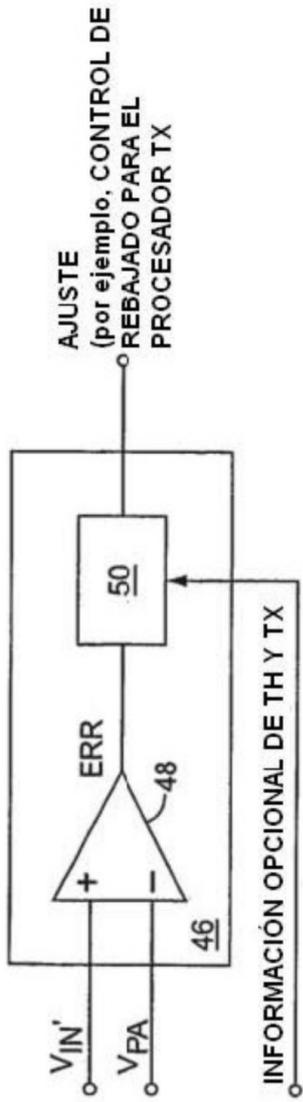


FIG. 11

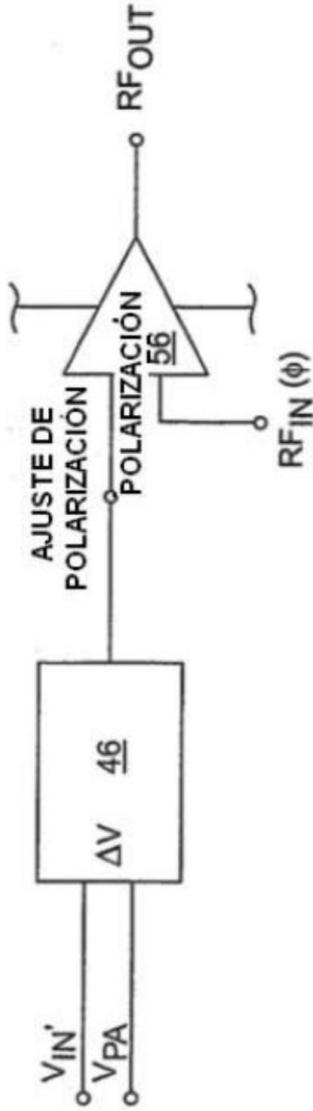


FIG. 12

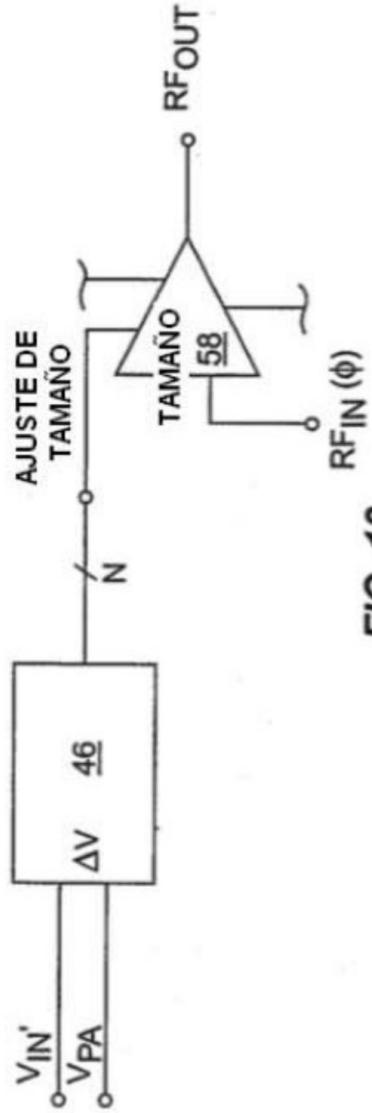


FIG. 13

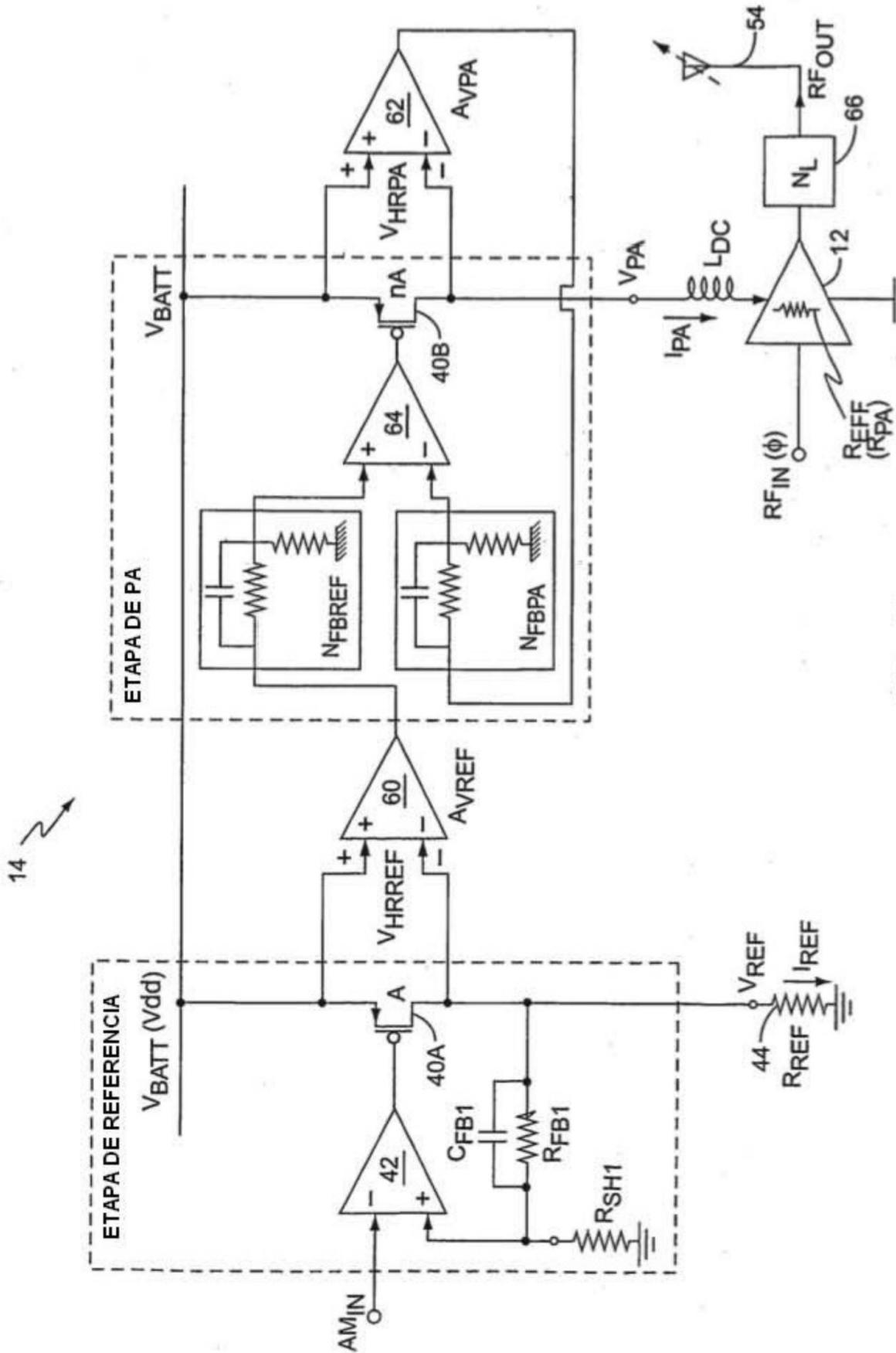


FIG. 14

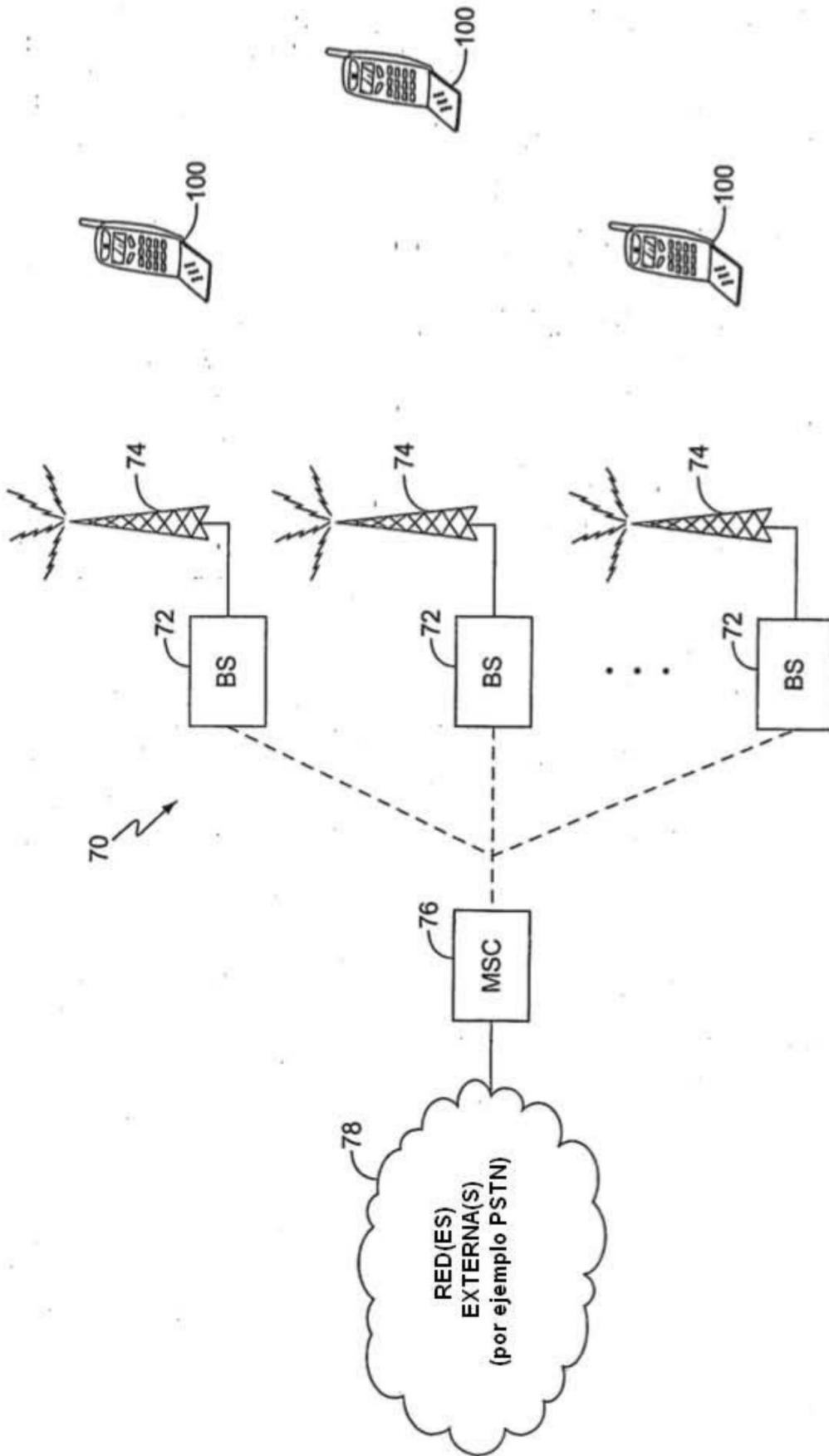


FIG. 15

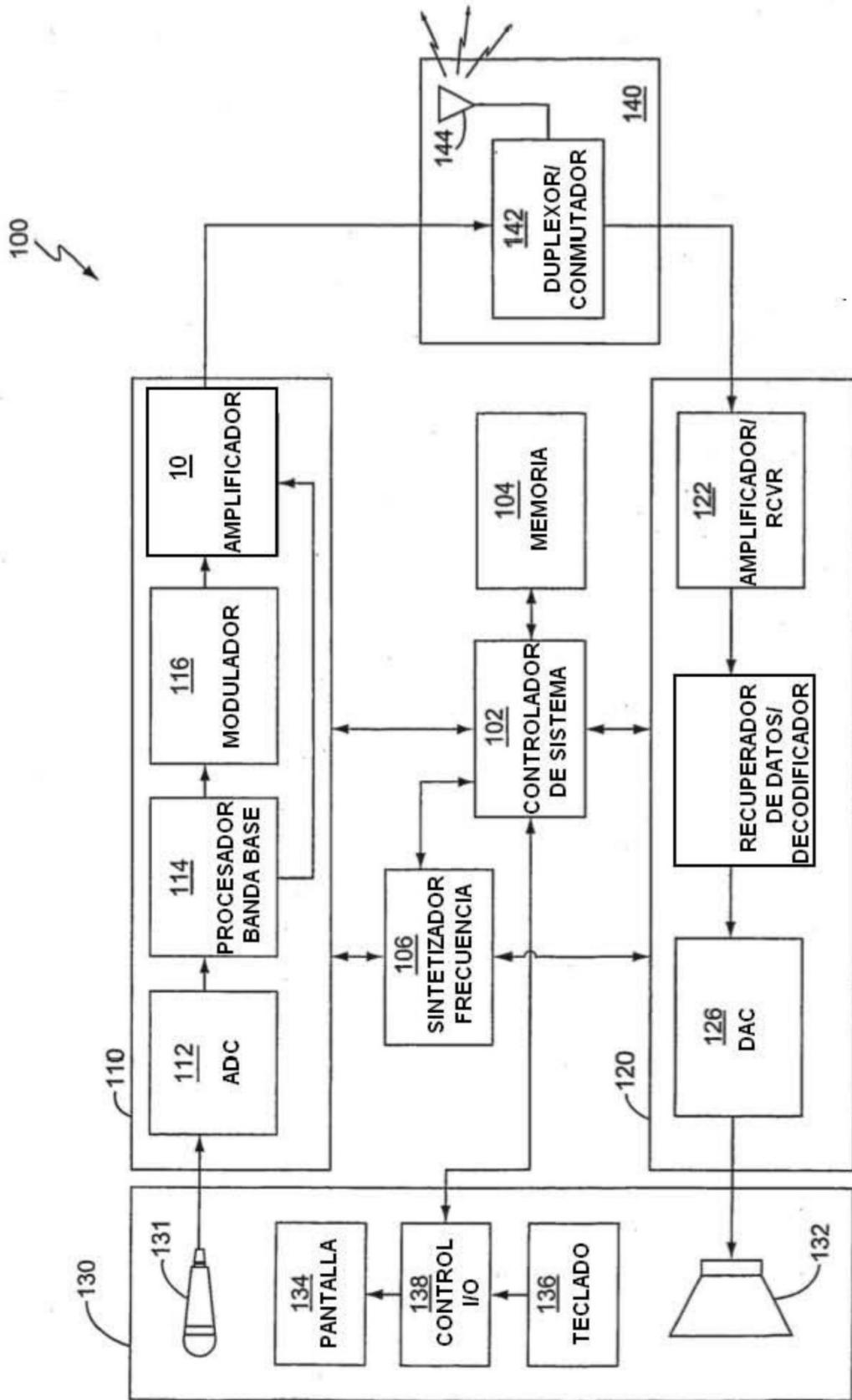


FIG. 16