



19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 321 697**

51 Int. Cl.:  
**H03C 1/36** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **02728466 .0**

96 Fecha de presentación : **11.03.2002**

97 Número de publicación de la solicitud: **1410494**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **21.04.2004**

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

30 Prioridad: **21.03.2001 US 813593**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**10.06.2009**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**10.06.2009**

73 Titular/es: **Ericsson Inc.**  
**6300 Legacy Drive, MS EVW 2-C-2**  
**Plano, Texas 75024, US**

72 Inventor/es: **Hadjichristos, Aristotele y**  
**Pehlke, David**

74 Agente: **Elzaburu Márquez, Alberto**

ES 2 321 697 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 del modo de corriente.

**5 Antecedentes de la invención**

La presente invención generalmente gira entorno a amplificadores de potencia RF y, en particular, se refiere a amplificación de señal de RF lineal eficiente.

10 Varios estándares de comunicación inalámbrica existentes están tanto en uso, como planeando para usar en un futuro próximo. Los estándares actuales que gozan de grados de despliegue que varían incluyen globalmente los estándares TIA/EIA-136 y Servicio Global para Comunicaciones Móviles (GSM), que representan planteamientos que compiten para proporcionar comunicación inalámbrica y servicios de datos. Los estándares TIA/EIA-136 y GSM emplean técnicas de Acceso Múltiple por División en el Tiempo (TDMA). Otros estándares desplegados, basados  
15 en técnicas de Acceso Múltiple por División de Código, incluyen el estándar IS-95. Los más recientes estándares, incluyendo aquellos aún en desarrollo, o que disfrutaban de despliegue inicial, incluyen los llamados estándares de tercera generación (3G). Los estándares 3G incluyen los estándares Norte Americano CDMA basado en el IS-2000, y el principalmente Europeo CDMA de Banda Ancha (WCDMA). Los estándares de Velocidad de Transmisión de Datos Mejorada para Evolución Global (EDGE) proporcionan una vía de migración para redes TDMA y GSM hacia  
20 servicios 3G.

Existen diferentes métodos para transmitir modulación de señal entre los distintos estándares, pero cada estándar típicamente tiene especificaciones que tienen en cuenta la fidelidad de la señal de transmisión. Los requerimientos espectrales, tal como pureza espectral o potencia de canal adyacente, imponen ciertos requisitos de rendimiento en  
25 los transmisores 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 estándares GSM y TDMA se alejan de la Codificación por Desplazamiento Mínimo Gaussiano en favor de la modulación 8-PSK, que tiene requisitos de pureza espectral significativos. Tales requisitos ponen demandas de linealidad significativas en el transmisor asociado.

30 La US5847602 describe un amplificador de magnitud delta modulada para amplificar la componente de magnitud de una entrada RF que emplea eliminación y restauración de envolvente. El amplificador delta modulado introduce una cantidad más pequeña de no linealidad que los métodos tradicionales; que se basan en modulación de anchura de pulso. La técnica en la US5847602 se puede implementar utilizando circuitos de condensadores conmutados en una tecnología MOS estándar con dos componentes externos solamente, es decir, una bobina y un condensador.  
35

La US5847602 describe un amplificador y un método en donde la corriente de polarización se varía dinámicamente como una función de la envolvente de la modulación RF para aumentar la eficiencia y mejorar la linealidad del amplificador. Alternativamente, la tensión de suministro puede ser variada dinámicamente en función de la envolvente  
40 de modulación.

**Breve compendio de la invención**

La presente invención incluye un sistema y un método para amplificación de señal RF lineal eficiente. Un amplificador de potencia polarizado para funcionamiento en modo saturado se alimenta por una fuente de corriente controlable.  
45 La modulación de amplitud de la señal de salida del amplificador de potencia se basa en controlar su corriente de suministro en proporción a una señal de modulación de envolvente. De esta manera, el amplificador de potencia puede ser configurado para funcionamiento eficiente en un modo saturado, mientras que aún se usa para generar una señal de transmisión con modulación de envolvente altamente lineal. La modulación de corriente de suministro proporciona  
50 buena linealidad de control a través de una gama amplia de corrientes de funcionamiento del amplificador de potencia, y puede ser particularmente ventajosa para ciertos tipos de dispositivos de amplificador de potencia, tales como los amplificadores de potencia de transistor bipolar heterounión (HBT).

Un planteamiento para la generación de señal de transmisión RF implica la generación de señales en banda base de información de amplitud y fase separadas. La señal de información de fase de envolvente constante puede ser usada entonces para generar una señal de salida modulada en fase, que entonces se amplifica por el HBT PA. En conjunto, la señal de información de amplitud se usa para introducir un modulador disipativo que modula la corriente de suministro del HBT PA respuesta a la información de amplitud deseada. Esta acción modula la envolvente de la salida de la señal de transmisión por el HBT PA en función de la información de amplitud deseada.  
55

60 El modulador disipativo típicamente comprende un amplificador de control, un elemento de paso, y un circuito de realimentación. Estos elementos juntos forman un circuito de control de bucle cerrado que bloquea la corriente de suministro del amplificador de potencia a una señal de modulación de amplitud. Generalmente, el circuito de realimentación comprende un elemento de baja resistencia dispuesto en el trayecto de la corriente de suministro del amplificador de potencia para detectar la corriente del amplificador de potencia, mientras que minimiza las pérdidas de potencia disipativas. El elemento de paso puede ser realizado en una variedad de formas, con una implementación  
65 ejemplar basada en un dispositivo FET, que tiene una tensión de puerta controlada por el amplificador de control en función de la diferencia entre las señales de modulación de entrada y realimentada.

**Breve descripción de los dibujos**

La Fig. 1 es un diagrama de una curva general de eficiencia del amplificador de potencia respecto a la potencia de la señal de entrada y salida.

La Fig. 2 es un diagrama del circuito general del amplificador de la presente invención.

La Fig. 3 es un diagrama que contrasta el control de la tensión de suministro con el control de la corriente de suministro, para ambos dispositivos del amplificador de potencia de transistor de efecto de campo (FET) y transistor bipolar heterounión (HBT).

La Fig. 4 es un diagrama de una implementación ejemplar del circuito del amplificador de la Fig. 2.

La Fig. 5 es un diagrama de una implementación ejemplar alternativa del circuito de la Fig. 4.

La Fig. 6 es un diagrama del circuito del amplificador de la Fig. 4 con varias inclusiones opcionales.

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

La Fig. 8 es un diagrama de una implementación ejemplar del espejo de corriente de la Fig. 7.

La Fig. 9 es un diagrama de una implementación ejemplar alternativa para el espejo de corriente de la Fig. 7.

La Fig. 10 es un diagrama de una red móvil inalámbrica ejemplar.

La Fig. 11 es un diagrama de un terminal móvil para usar en la red móvil de la Fig. 8.

**Descripción detallada de la invención**

Aunque la presente invención contempla la utilización dentro de terminales móviles u otros dispositivos de comunicación RF alimentados por batería donde son críticas la eficiencia del amplificador de potencia y la linealidad, es aplicable a una amplia gama de aplicaciones RF. Cabe señalar además que la presente invención se refiere a la solicitud en tramitación titulada, "Sistema y Método de Amplificación de Potencia RF", que se asigna comúnmente con la solicitud inmediata. La descripción de esa solicitud en tramitación se incorpora en la presente memoria por referencia.

La Figura 1 representa una curva general de potencia de salida de frecuencia radio para un amplificador de potencia típico, y adicionalmente ilustra la relación general entre el punto de funcionamiento del amplificador y su eficiencia de funcionamiento. El eje horizontal representa la potencia RF de la señal de entrada  $RF_{IN}$ , mientras que el eje vertical de la izquierda representa la potencia RF de la señal de salida  $RF_{OUT}$  generada por un amplificador de potencia de radiofrecuencia, y el eje vertical de la derecha representa la calidad espectral en la salida del amplificador de potencia ( $\eta_{PAE}$ ). El punto de funcionamiento 1 ( $OP_1$ ) en el eje vertical  $P_{OUT}$  ilustra un punto de funcionamiento nominal que debería ser elegido para funcionamiento lineal del amplificador de potencia.

El  $OP_1$  corresponde a una eficiencia de funcionamiento del amplificador  $\eta_1$  en funcionamiento en modo lineal, que puede tener un valor ejemplar en el entorno del cuarenta por ciento. Los requisitos de linealidad de algunos estándares de modulación, tales como las técnicas 8-PSK utilizadas en terminales móviles EDGE, son tales que el  $OP_1$  puede degradar significativamente la calidad espectral en la salida del amplificador de potencia. Debido a esto, el amplificador de potencia puede ser configurado para funcionamiento en el punto de funcionamiento 2 ( $OP_2$ ), que proporciona el intervalo más grande para amplificación lineal pero provoca eficiencia significativamente más pobre. Un valor de eficiencia ejemplar para el  $OP_2$  debería estar en el entorno del treinta por ciento.

El punto de funcionamiento 3 ( $OP_3$ ) ofrece eficiencia significativamente mejorada comparado con el  $OP_1$  y el  $OP_2$ , pero requiere que el amplificador de potencia funcione en un modo saturado, donde la potencia de salida RF ya no varía linealmente con la potencia de entrada RF. Como ya se señaló, algunos esquemas de modulación de señal no requieren amplificación lineal, así que el funcionamiento en el  $OP_3$  no presenta problemas con respecto a tales esquemas de modulación de señal. No obstante, los esquemas de modulación de señal que requieren amplificación lineal no son susceptibles de amplificación con amplificadores de potencia convencionales que funcionan en modo saturado.

La Fig. 2 es un diagrama ejemplar de un circuito amplificador 10 de acuerdo con la presente invención. El circuito amplificador 10 incluye un amplificador de potencia 12, y un modulador disipativo 14. El término "disipativo" se aplica porque el modulador disipativo 14 disipa energía durante el funcionamiento. No obstante, en contraste al modulador disipativo de la solicitud incorporado anteriormente y en trámite, el modulador disipativo 14 de la presente invención controla la corriente de suministro  $I_{PA}$  proporcionada al amplificador de potencia 12 en función de la información de modulación de amplitud deseada. Es decir, el modulador disipativo 14 funciona directamente sobre la corriente de suministro del amplificador de potencia 12. Este funcionamiento es independiente de la tensión aplicada  $V_{PA}$  dentro de los límites del techo de tensión definidos por la tensión de suministro  $V_{dd}$ . De esta manera, el modulador disipativo 14 funciona como una fuente de corriente controlable y, por claridad, se referencia aquí dentro como la fuente de corriente 14.

## ES 2 321 697 T3

El amplificador de potencia 12 puede ser él mismo una adaptación multiamplificadora o compuesta, y se configura para funcionamiento en modo saturado. Aunque no se muestra, el amplificador de potencia 12 puede incluir circuitería de filtrado entre su entrada de suministro y la fuente de corriente correspondiente 14. Esencialmente, esta circuitería de filtrado suprimiría cualesquiera frecuencias de RF presentes en su entrada de suministro y puede comprender simplemente un condensador paralelo y/o bobina de RF. Indicar que la capacitancia de salida de la fuente de corriente 14 puede suprimir efectivamente por sí misma las frecuencias de RF indeseadas en la entrada de suministro del amplificador de potencia 12, y obviar la necesidad de filtrado suplementario.

El amplificador de potencia 12 recibe una señal de entrada RF de envolvente constante,  $RF_{IN}$ , que amplifica para producir la señal de transmisión,  $RF_{OUT}$ . La fuente de corriente 14 imparte la modulación de amplitud deseada a la señal de transmisión de envolvente constante  $RF_{OUT}$  de otro modo modulando la corriente de suministro utilizada para alimentar el amplificador de potencia 12 de acuerdo con 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 de transmisión  $RF_{OUT}$ .

Comúnmente, la señal de transmisión  $RF_{OUT}$  transporta la información deseada basada en una combinación de modulación sincronizada de amplitud y fase de la señal de transmisión. De esta manera, la señal de entrada  $RF_{IN}$  podría ser una señal modulada en fase de envolvente constante, con la señal de información de amplitud  $AM_{IN}$  que es una señal de modulación de amplitud sincronizada correspondiente. Los métodos generales para crear tales señales se tratan más tarde cuando se presenta el circuito amplificador 10 en el contexto de un sistema más grande, tal como un terminal móvil.

Dado que la señal de entrada de RF,  $RF_{IN}$ , es una señal de envolvente constante, el amplificador de potencia 12 no se requiere para responder a variaciones de amplitud lineal en su entrada de señal. No obstante, la modulación de corriente de suministro proporcionada por la fuente de corriente 14 proporciona una forma para dar una modulación de envolvente muy lineal en la señal de transmisión  $RF_{OUT}$ , a pesar de funcionar el amplificador de potencia 12 en un modo saturado. Debido a que la fuente de corriente 14 controla directamente la corriente de suministro  $I_{PA}$  provista de independencia de la tensión de suministro  $V_{PA}$ , los cambios en la carga de salida, mostrada como  $Z_{LOAD}$ , del amplificador de potencia 12 no cambian la corriente de suministro  $I_{PA}$ . 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.

Hacer funcionar el amplificador de potencia 12 de esta manera tiene ventajas significativas. Otras técnicas, tales como controlar la tensión de suministro  $V_{PA}$  del amplificador de potencia 12 pueden funcionar bien para ciertos tipos de amplificadores de potencia 12, sin embargo provocan no linealidad de control para otros tipos de amplificadores. Como ejemplo, ciertos tipos de amplificadores de potencia 12 de transistores de efecto de campo (FET) permiten control razonablemente lineal sobre un amplio intervalo de potencia de salida o intervalo de modulación de amplitud de la señal de transmisión  $RF_{OUT}$ . No obstante, los amplificadores de potencia 12 de transistor bipolar heterounión (HBT) no responden linealmente bajo control de modulación de tensión de suministro, particularmente en amplitudes más bajas de la señal de transmisión  $RF_{OUT}$ .

La Fig. 3 contrasta la modulación de tensión de suministro con la modulación de la corriente de suministro, en términos de linealidad de salida del amplificador saturado. El gráfico de la izquierda traza la amplitud de  $RF_{OUT}$  en función de controlar la tensión de suministro  $V_{PA}$  aplicada a la entrada de suministro del amplificador de potencia 12, tanto para las implementaciones FET como HBT del amplificador de potencia 12. Como se muestra, la implementación FET exhibe linealidad razonablemente buena sobre el intervalo de control de la tensión de suministro. No obstante, la implementación HBT exhibe no linealidad considerable 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  $RF_{OUT}$  en función del control de corriente de suministro que puede ser implementado utilizando la fuente de corriente 14. Como se muestra, la linealidad de la implementación FET se mejora un poco, pero la linealidad de la implementación HBT experimenta una mejora drástica.

La Fig. 4 es un diagrama de una implementación ejemplar de la fuente de corriente 14. La fuente de corriente 14 comprende un amplificador de control 16, un transistor de paso 18, y un resistor 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 en modo tensión  $AM_{IN}$ . La fuente de corriente 14 controla la magnitud de la corriente de suministro  $I_{PA}$  provista al amplificador de potencia 12 en 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 del modo de tensión aplicada a la entrada no inversora del amplificador de control 16, que puede ser, por ejemplo, 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 suministro 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 suministro  $I_{PA}$  proporcionada al amplificador de potencia 12.

La señal de realimentación se desarrolla, en esta implementación, como una función de la caída de tensión en el resistor de detección 20, que está dispuesto en serie con el transistor de paso 18 en el trayecto de la corriente de suministro. La caída de tensión en el resistor de detección 20 es una función directa de la corriente de suministro  $I_{PA}$  en el amplificador de potencia 12. De esta manera, la señal  $AM_{IN}$  controla la fuente de corriente 14 de forma

## ES 2 321 697 T3

que se proporciona una corriente de suministro  $I_{PA}$  al amplificador de potencia 12 que se modula de acuerdo con las variaciones de señal en la señal  $AM_{IN}$ .

5 El resistor de detección 20 se elige generalmente para tener la resistencia menor posible que permita aún niveles de señal de realimentación con los que se pueda trabajar. La motivación para elegir valores de resistencia relativamente pequeños para el resistor de detección 20 se origina a partir del deseo de limitar la cantidad de energía disipada detectando la corriente de suministro  $I_{PA}$ . No obstante, en la práctica el deseo de detección eficiente de corriente se equilibra con la necesidad de desarrollar niveles de señal de realimentación adecuados en el amplificador de control 16. Un valor ejemplar del resistor de realimentación está en el entorno de 100 m $\Omega$ , pero el valor particular elegido en  
10 una implementación dada depende del intervalo de magnitud esperado de la corriente de suministro  $I_{PA}$ , la ganancia en función de 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 por el que se debería ser capaz de generar de forma precisa el voltaje de control para el transistor de paso 18 a través del ancho de banda completo de la señal  $AM_{IN}$ , incluso en los niveles más bajos de la señal de realimentación tomados del resistor de detección 20. En una implementación dada de la fuente de corriente 14, el amplificador de control 16 puede ser elegido en base a los factores identificados más arriba, permitiendo un compromiso de diseño informado entre coste y prestaciones.

20 Puede ser que los dispositivos de amplificación de prestaciones más altas con elevado ancho de banda de ganancia unitaria proporcionen rendimiento aceptable para usar como amplificador de control 16 dentro de ciertas limitaciones de ancho de banda en la señal  $AM_{IN}$ . Las consideraciones de coste, como se señaló arriba, proporcionan el incentivo para minimizar los requisitos de rendimiento del amplificador de control 16 y la Fig. 5 ilustra un planteamiento para reducir tales requisitos. Un segundo amplificador 17 proporciona ganancia adicional en el bucle de realimentación  
25 del amplificador de control 16. Amplificando la señal diferencial tomada a través del resistor de detección 20, el amplificador 17 provee al amplificador de control 16 con una señal de control más grande, 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 del bucle cerrado del amplificador de control 16. Este planteamiento reduce los requerimientos de ancho de banda de ambos amplificadores 16 y 17.

30 Además de mejorar el diseño a la luz de las consideraciones de ancho de banda de señal, otras variaciones en la fuente de corriente 14 de las Fig. 4 o 5 incorporan características adicionales de funcionamiento que pueden ser añadidas selectivamente cuando se necesiten o deseen. La Fig. 6 ilustra algunas de estas características opcionales, incluyendo una pluralidad de resistores de detección 20A ... 20C, un conmutador de selección del resistor de detección correspondiente 22, lógica de señal de selección opcional 24, y un filtro de entrada 26.

35 Como se indicó anteriormente, el resistor de detección 20 proporciona la señal de realimentación basada en desarrollar una caída de tensión proporcional a la corriente de suministro  $I_{PA}$ . Reducir su resistencia a un mínimo valor reduce las pérdidas de potencia en el resistor de detección 20. Un valor de resistencia demasiado pequeño producirá, no obstante, niveles de señal bajos indeseables en los intervalos más bajos de la corriente suministrada  $I_{PA}$ . Un planteamiento que satisface estos intereses afectados se basa en usar un resistor de detección de valor seleccionado, por ejemplo, 20A, 20B, o 20C, solamente dentro de un intervalo de funcionamiento dado de la corriente suministrada  $I_{PA}$ .

45 El resistor de detección 20A puede ser hecho relativamente grande para asegurar buenos niveles de señal de realimentación en bajas magnitudes de corriente de suministro  $I_{PA}$ . Una vez que la corriente de suministro  $I_{PA}$  se mueve a un segundo intervalo de magnitud, el conmutador 22 puede cambiarse al resistor de detección 20B, que puede ser dimensionado más pequeño en valor con respecto al resistor de detección 20A. De forma similar, el conmutador 22 puede ser usado para seleccionar el resistor de detección 20C, que puede hacerse más pequeño aún, una vez que la corriente de suministro  $I_{PA}$  se mueve a un tercer, quizás intervalo máximo. Por supuesto, un número mayor o menor de resistores de detección 20, con esquemas que varían para el dimensionado relativo de valores de impedancia, puede ser usado cuando se necesite.

55 Una señal de selección externa puede ser usada para controlar el conmutador 22 para conectar selectivamente uno de los conjuntos de resistores de detección 20 al trayecto de la corriente de suministro. Tal señal podría ser generada por la lógica externa. La lógica que genera la señal de selección podría ser coordinada con márgenes de potencia de transmisión conocidos. Alternativamente, la fuente de corriente 14 puede incorporar un circuito de control de selección 24. El circuito de control de selección 24 podría ser configurado, por ejemplo, como un circuito de comparación de magnitud simple, que genera una señal de selección basada en la tensión de control generada por el amplificador de control 16. Efectivamente, entonces, el circuito de control de selección 24 puede ser configurado para seleccionar  
60 el apropiado de los resistores de detección 20 basado en la magnitud de la corriente de suministro  $I_{PA}$ . Variaciones a este esquema general pudieran incluir combinar dos o más de los resistores de detección 20 en paralelo, extendiendo el número de combinaciones de resistores disponibles.

65 El filtro de entrada 26 pudiera ser usado donde, por ejemplo, la señal de información de amplitud  $AM_{IN}$  entra como una secuencia digital de bits. Con frecuencia, los convertidores llamados delta sigma ( $\Delta\Sigma$ ) generan una señal de salida de velocidad de transmisión de bits alta que comprende un número variable de 1's y 0's que puede ser calculada para generar una señal analógica proporcional. En este caso, el filtro de entrada 26 puede comprender simplemente un filtro paso bajo, implementado, por ejemplo, usando una red resistor-condensador. Señalar que algunas implementaciones

que requieren filtrado  $AM_{IN}$  puede mover el filtro 26 del circuito amplificador 10 dentro del circuito integrado (no se muestra) responsable de la generación de  $AM_{IN}$ .

La Fig. 7 es un diagrama general de una alternativa a la implementación del circuito de control ilustrado en las Fig. 4 y 5. La fuente de corriente 14 se basa en un espejo de corriente controlado de acuerdo con 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 suministro  $I_{PA}$  sensible a variaciones en la señal  $AM_{IN}$ . Este planteamiento elimina la necesidad de detección de la corriente del amplificador a través del resistor de detección 20.

Como se comprende en la técnica, existen muchas variaciones para implementaciones de espejo de corriente. La Fig. 8 ilustra una implementación de espejo de corriente ejemplar 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 corriente de control, con el valor de la corriente de control establecido por la fuente de corriente de control 32 de acuerdo con la señal de información de amplitud  $AM_{IN}$ . El segundo transistor 30B tiene su base acoplada a los terminales base/drenador del primer transistor 30A, de forma tal que la corriente de suministro  $I_{PA}$  proporcionada por el segundo transistor 30B varía en función de la señal  $AM_{IN}$ . Esencialmente, la señal  $AM_{IN}$  sirve como la corriente de control, y la corriente de suministro  $I_{PA}$  se genera en proporción a la señal  $AM_{IN}$ . La señal  $AM_{IN}$  puede ser generada como una señal del modo de corriente y usada para controlar directamente la corriente a través del primer transistor 30A. Esto pudiera obviar la necesidad de la fuente de corriente de control 32.

En general, el primer y segundo transistores 30A y 30B se implementan como un “par adaptado.” Un planteamiento para adaptar los transistores 30A y 30B se basa en implementarlos dentro del mismo dispositivo integrado, típicamente en estrecha cercanía el uno al otro en el dispositivo. Mediante co-ubicación los transistores 30A y 30B, disfrutan de estrecho acoplamiento térmico y tienen menos probabilidad de experimentar variaciones de proceso de semiconductor con respecto a otros. La geometría de los transistores 30A y 30B se puede dimensionar con respecto a los demás para alcanzar una ganancia de corriente deseada. La ganancia de corriente establece la magnitud de la corriente de suministro  $I_{PA}$  con respecto a la magnitud de la corriente de control, que se establece en proporción a la señal  $AM_{IN}$ .

La Fig. 9 ilustra un planteamiento ejemplar alternativo para una implementación de espejo de corriente de la fuente de corriente 14. El circuito ilustrado ofrece un planteamiento ventajoso para la modulación de amplitud de corriente y minimiza muchas de las consideraciones de ancho de banda tratadas en el contexto de las Fig. 4 y 5. En esta implementación, la fuente de corriente 14 comprende un transistor de entrada 34 con un resistor de degeneración de emisor 36, un resistor de colector 38, los transistores de espejo de corriente adaptados 40A y 40B, y un resistor de referencia fijo 42. Como se ilustra, el transistor de entrada 34 es un transistor de unión bipolar (BJT), mientras que los transistores 40A y 40B son transistores de efecto de campo de canal P (PFETs) adaptados, no obstante otros tipos de dispositivos transistores pueden ser usados de acuerdo con las necesidades de diseño específicas.

La base de funcionamiento es desarrollar una corriente a través del resistor de referencia fijo 42 que se modula como una función de la señal  $AM_{IN}$ , y entonces reflejar esa corriente dentro del amplificador de potencia 12. En más detalle, la señal  $AM_{IN}$  dirige el transistor de entrada 34, que baja una corriente de colector proporcional a  $AM_{IN}$  a través de su resistor de carga de colector 38. La señal de tensión desarrollada en el colector del transistor 34 conduce las puertas de los transistores adaptados 40A y 40B. El transistor 40A suministra la corriente dentro del resistor de referencia fijo 42, la tensión a través de la cual se realimenta al emisor del transistor 34 para mantener su funcionamiento lineal con respecto a la señal  $AM_{IN}$ . De esta manera, se desarrolla una tensión proporcional a la señal  $AM_{IN}$  a través del resistor de referencia fijo 42, la corriente a través de la cual es reflejada por el transistor 40B en el amplificador de potencia 12.

Las geometrías referenciadas del transistor adaptado 40A y 40B pueden ser establecidas para alcanzar el dimensionado deseado entre la corriente a través del resistor de referencia fijo 42 y la corriente reflejada ( $I_{PA}$ ) dentro del amplificador de potencia 12. Típicamente, el resistor de referencia fijo 42 tiene un valor dimensionado a la impedancia nominal del amplificador de potencia 12 a plena potencia. Este se traduce en un valor típico de, por ejemplo, cinco Ohms.

La fuente de corriente 14 ilustrada en la Fig. 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 la 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 el ancho de banda similar para otros estándares de comunicación inalámbrica de tercera generación (3G) de velocidad de transmisión de datos más alta.

Por supuesto, la implementación del espejo de corriente de la fuente de corriente 14 mostrada en las distintas ilustraciones y tratada arriba puede ser extendida para incluir varios circuitos de compensación. Aunque no se muestra, las técnicas para compensación de temperatura de espejo de corriente son bien conocidas y pueden ser empleadas, si es necesario, en la fuente de corriente 14. Además, pueden ser incluidas otras medidas de compensación prácticas, tales como compensación AC donde se necesite, aunque esta compensación adicional no se ilustra.

La Fig. 10 es un diagrama de una red móvil ejemplar que soporta comunicaciones inalámbricas. La red móvil se referencia generalmente por el número 50, e incluye una o más estaciones base 52, cada una con una antena de transmisión/recepción asociada 54, uno o más centros de conmutación móviles (MSCs) 56 actuando como interfaz de las estaciones base 52 con una o más redes externas 58, y una pluralidad de terminales móviles 100. Los terminales

## ES 2 321 697 T3

móviles 100 y, en algunas implementaciones, las estaciones base 52, pueden incorporar ventajosamente el circuito amplificador 10 introducido en la Fig. 2.

5 La señalización inalámbrica entre los terminales móviles 100 y las estaciones base 52 soportan comunicaciones entre los usuarios de terminal móvil y los usuarios de las redes externas 58, así como con otros usuarios de terminal móvil. Cada estación base soporta comunicación y tráfico de control para terminales móviles 100 dentro del área de cobertura de su antena asociada 54. A su vez, el MSC 56 coordina y controla las funciones de cada estación base 52, así como haciendo de interfaz del tráfico de comunicaciones entre las distintas estaciones base 52 y las redes externas 58. Las redes externas 58 pueden incluir pero no están limitadas a la Red Pública Telefónica Conmutada (PSTN),  
10 Internet, y distintas Redes Digitales de Servicios Integrados (ISDN).

La Fig. 11 es un diagrama de una implementación ejemplar del terminal móvil 100 usado en la red móvil 50. El terminal móvil 100 incluye un controlador del sistema 102, memoria 104, un sintetizador de frecuencia 106, un transmisor 110, un receptor 120, un interfaz de usuario 130, y un montaje de antena 140.  
15

En funcionamiento, el terminal móvil 100 envía y recibe información a través de señalización de radiofrecuencia entre él y su estación base de soporte 52. El controlador del sistema 102 se implementa típicamente como uno o más microcontroladores (MCUs) que gestionan el interfaz de usuario 130, y proporcional control total del terminal móvil 100. La memoria 104 incluye generalmente software de aplicación, valores por defecto para constantes usadas en funcionamiento, y espacio de trabajo para datos.  
20

El usuario interactúa con el terminal móvil 100 a través del interfaz de usuario 130. Un micrófono 131 convierte las señales de conversación del usuario en una señal analógica correspondiente, que se proporciona al transmisor 110 para la conversión, procesado, y transmisión subsiguiente a la estación base 52 a través del montaje de antena 18. El receptor 120 recibe señales de la estación base 52 y extrae la información de audio recibida, por ejemplo, la conversación de un usuario remoto, y proporciona una señal de audio resultante para llevar a un altavoz 132 incluido en el interfaz de usuario 130. El interfaz de usuario 130 además incluye una pantalla 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 un interfaz de I/O 138 para actuar como interfaz de la pantalla 134 y el teclado 136 a la MCU 102. En resumen, el interfaz de usuario 130 permite al usuario enviar y recibir la conversación y otra información de audio, a números marcados, e introducir otros datos que se necesiten.  
25  
30

El receptor 120 incluye un amplificador/receptor 122, un módulo de recuperación de datos/decodificación 124, y un convertidor analógico a digital (DAC) 126. En funcionamiento, las señales se reciben a través de la antena 144, con el circuito de acoplamiento 142 que proporciona el aislamiento de señal entre las señales recibida y transmitida. En algunas implementaciones, el circuito de acoplamiento 142 incluye un conmutador de transmisión/recepción para conectar selectivamente tanto el transmisor 110 como 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 el aislamiento de la señal durante las operaciones de transmisión y recepción simultáneas.  
35  
40

Las señales recibidas se encaminan al amplificador del receptor 122, que proporciona acondicionamiento, filtrado, y conversión de la señal recibida. En implementaciones digitales, el amplificador/receptor 122 puede usar convertidores analógico a digital (ADCs) para proporcionar el módulo de recuperación de datos/decodificación 124 con valores digitales sucesivos que corresponden a la señal entrante recibida. El módulo de recuperación de datos/decodificación 124 recupera la información de audio codificada en la señal recibida, y proporciona 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 adaptada para poner en movimiento el altavoz 132.  
45

El transmisor 110 se configura de acuerdo a la presente invención e incluye un convertidor analógico a digital (ADC) 112, un procesador en banda base 114, un modulador 116, y el circuito amplificador 10 introducido anteriormente. En funcionamiento, el ADC 112 convierte las señales de conversación analógicas del micrófono 131 a los valores digitales correspondientes. El procesador en banda base 114 procesa y codifica estos valores digitales, proporcionando codificación de corrección de error y traducción a un formato adaptado al modulador 116. El procesador en banda base 114 puede recibir datos adicionales para la transmisión del controlador del sistema 102.  
50  
55

Dependiendo del estándar de interfaz aéreo usado por el terminal móvil 100, el esquema de modulación puede requerir tanto modulación de amplitud como de fase de la señal de transmisión, denominada anteriormente como  $RF_{OUT}$ , radiada por la antena 144. El procesador en banda base 114 codifica típicamente la información de transmisión deseada como una secuencia de símbolos de transmisión, con cada símbolo que tiene un par único de valores de amplitud y fase. El procesador en banda base 114 puede dividir la información de amplitud y fase en señales separadas. De esta manera, pudiera generar una señal de información de fase, referenciada como  $\varphi_{IN}$ , sincronamente con la señal de información de amplitud  $AM_{IN}$ , tratada anteriormente.  
60

El modulador 116 utiliza la señal de información de fase  $\varphi_{IN}$  para modular una señal de frecuencia portadora, generando, de esta manera, una señal de frecuencia portadora que tiene la información de modulación de fase deseada. Esta señal de frecuencia portadora puede servir como la señal de entrada de RF,  $RF_{IN}$ , al circuito amplificador 10. Señalar que el sintetizador de frecuencia 106 puede ser usado para generar una señal de frecuencia portadora o de referencia para entrar al modulador 116.  
65

## ES 2 321 697 T3

De esta manera, en esta configuración ejemplar, el circuito amplificador 10 recibe la señal  $RF_{IN}$  del modulador 116 y la señal de información de amplitud  $AM_{IN}$  del procesador en banda base 114. El circuito amplificador 10 puede ser configurado de acuerdo con cualquiera de las variantes tratadas anteriormente. El transmisor 110, que usa las técnicas de modulación de corriente de suministro del amplificador de potencia disponibles con la fuente de corriente  
5 14 incluida en el circuito de amplificador 10, es capaz de impartir la modulación de amplitud altamente lineal a la señal de transmisión ( $RF_{OUT}$ ), que se radia por el terminal móvil 100 a través de su antena 144.

La presente invención puede ser realizada, por su puesto, de otras formas específicas que las aquí establecidas partiendo del alcance y las características esenciales de la invención. Verdaderamente, la presente invención presenta una  
10 forma generalizada para prevenir sustancialmente los cambios de desplazamiento de fase en una señal transmitida que surge de las configuraciones cambiantes del transmisor. Estos cambios de configuración pueden surgir de la necesidad de funcionar en distintos márgenes de potencia de la señal de transmisión, o de la necesidad de hacer otros tipos de cambios en la generación de la señal de transmisión. Las presentes realizaciones están para ser realizadas, por lo tanto, en todos los aspectos como ilustrativas y no como restrictivas, y todos los cambios que vengan dentro del significado  
15 y equivalencia de las reivindicaciones anexas se pretende se abarquen en la presente memoria.

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

REIVINDICACIONES

1. Un circuito amplificador de potencia (10) que comprende:

5 un amplificador de potencia (12) polarizado para funcionamiento en modo saturado para generar una señal de salida de RF amplificando una señal de entrada de RF de envolvente constante, **caracterizado** porque dicho circuito amplificador de potencia (12) además comprende:

10 un espejo de corriente (14) para controlar dicha corriente de suministro de dicho amplificador de potencia (12) sensible a dicha señal de información de amplitud para impartir la modulación de amplitud deseada a dicha señal de salida de RF.

2. El circuito amplificador de potencia (10) de la reivindicación 1 en donde dicho espejo de corriente (14) comprende:

15 un primer circuito transistor (30A) para generar una corriente de control sensible a dicha señal de información de amplitud; y

20 un segundo circuito transistor (30B) acoplado a dicho primer circuito transistor (30A) y colocado en un trayecto de suministro de dicho amplificador de potencia (10) para controlar dicha corriente de suministro de dicho amplificador de potencia (10) proporcional a dicha corriente de control.

3. El circuito amplificador de potencia (10) de la reivindicación 1 en donde dicho espejo de corriente (14) comprende los circuitos de transistor primero (40A) y segundo (40B) adaptados con geometrías de dispositivo adaptadas, en donde un dimensionado entre dichas geometrías de dispositivo adaptadas determina una ganancia de corriente entre dicha corriente de control y dicha corriente de suministro.

4. El circuito amplificador de potencia de la reivindicación 1 en donde dicho espejo de corriente comprende:

30 un primer dispositivo transistor de efecto de campo (FET) (40A) para transportar una corriente de control establecida por dicha señal de información de amplitud; y

35 un segundo dispositivo FET (40B) colocado en un trayecto de suministro que lleva dicha corriente de suministro y acoplado a dicho primer dispositivo FET (40A) para controlar dicha corriente de suministro de dicho amplificador de potencia en proporción a dicha corriente de control.

5. El circuito amplificador de potencia de la reivindicación 1 en donde dicho espejo de corriente comprende:

40 un primer dispositivo transistor de unión bipolar (BJT) (40A) para transportar una corriente de control establecida por dicha señal de información de amplitud; y

45 un segundo dispositivo BJT(40B) colocado en un trayecto de suministro que lleva dicha corriente de suministro y acoplado a dicho primer dispositivo BJT (40A) para controlar dicha corriente de suministro de dicho amplificador de potencia en proporción a dicha corriente de control.

6. El circuito amplificador de potencia de la reivindicación 1 en donde dicho espejo de corriente comprende:

50 un circuito de entrada para generar una señal de control de tensión proporcional a dicha señal de información de amplitud;

55 un circuito de corriente de referencia para generar una corriente de referencia en una carga de referencia sensible a dicha señal de tensión de control, dicha carga de referencia que proporciona una señal de tensión de realimentación para dicho circuito de entrada para mantener la proporcionalidad entre dicha señal de información de amplitud y dicha corriente de referencia; y

60 un circuito de corriente de salida para controlar dicha corriente de suministro para dicho amplificador de potencia proporcional a dicha corriente de referencia dentro de dicha carga de referencia.

60

65

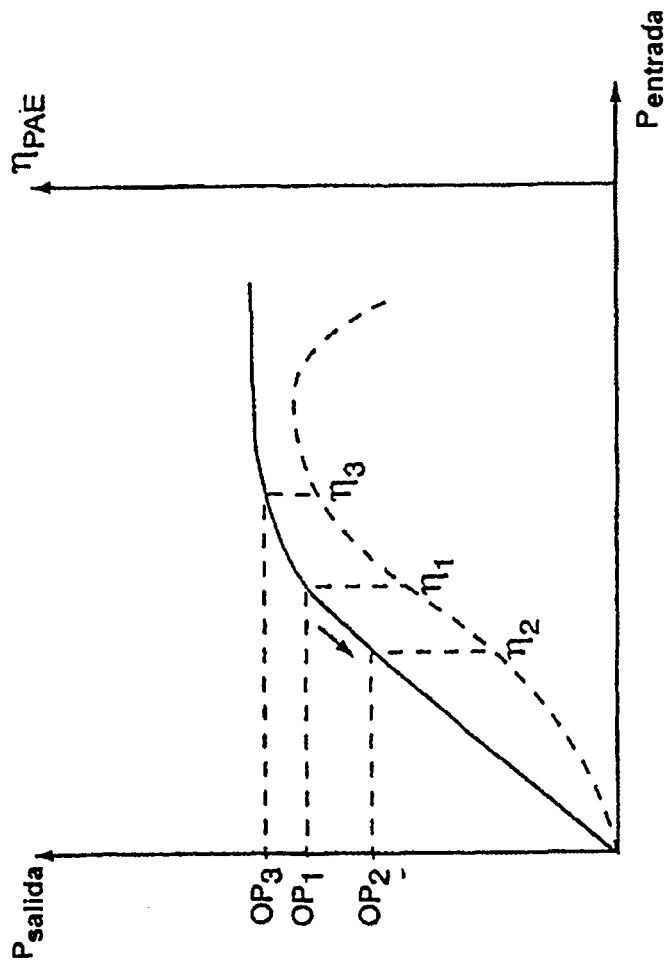


FIG. 1

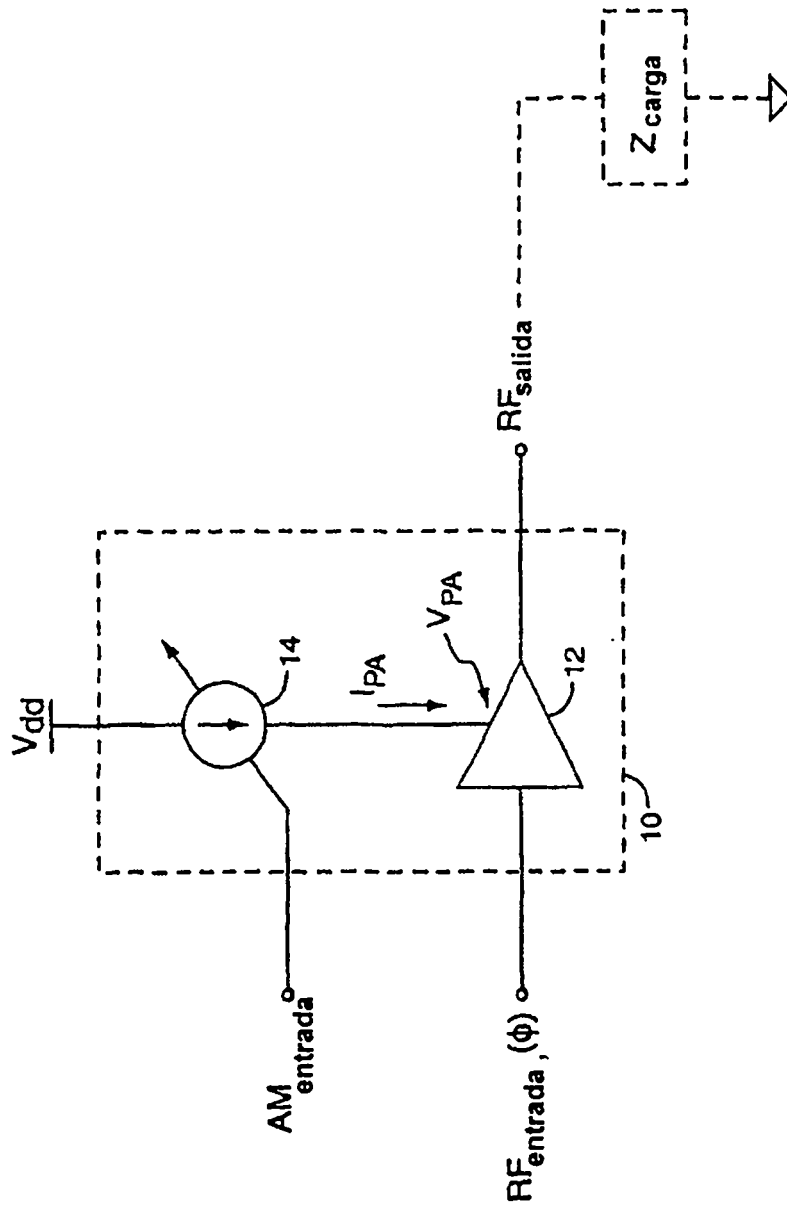


FIG. 2

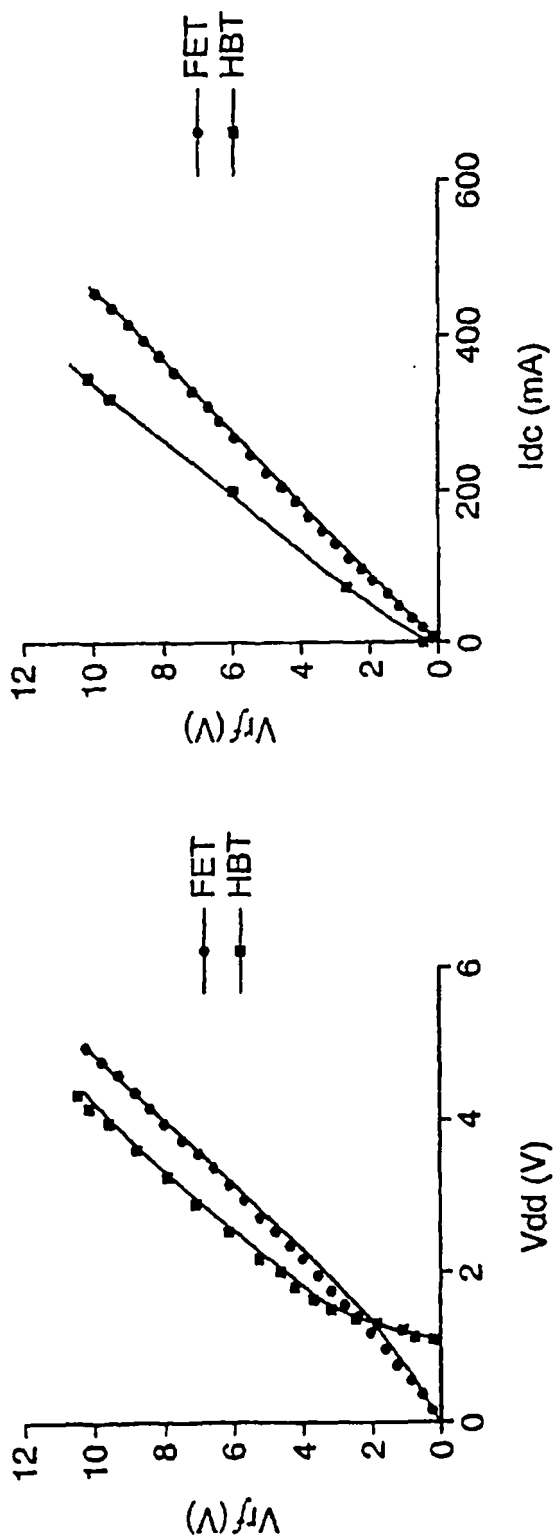


FIG. 3

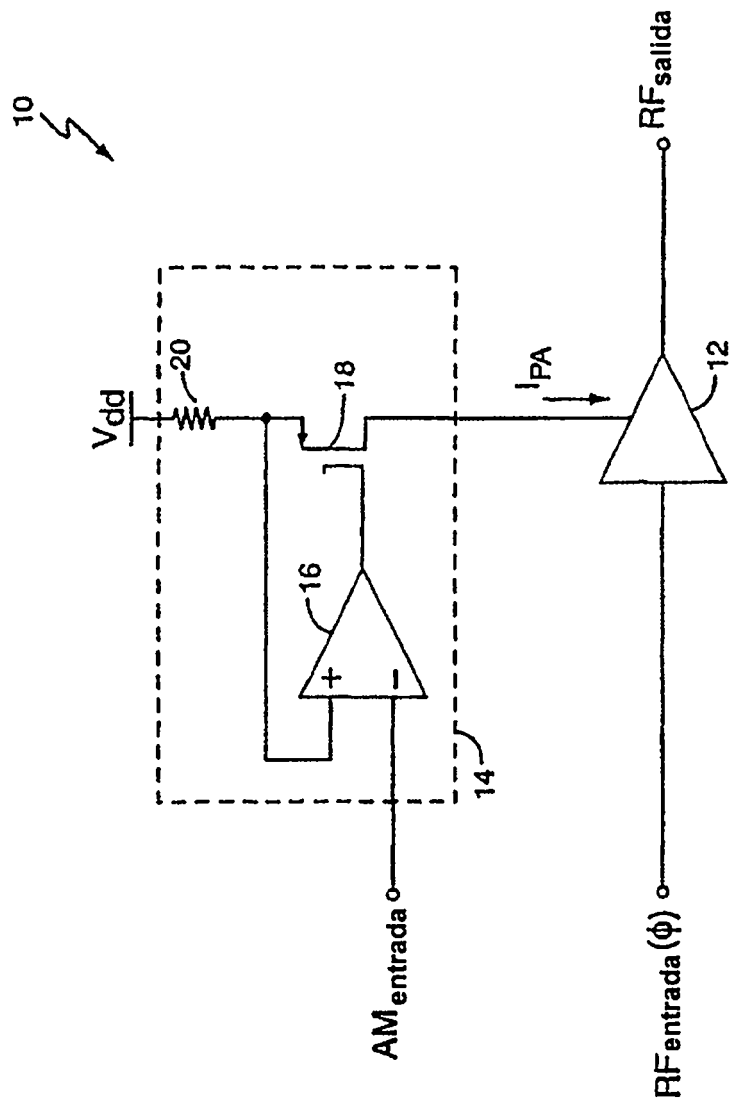


FIG. 4

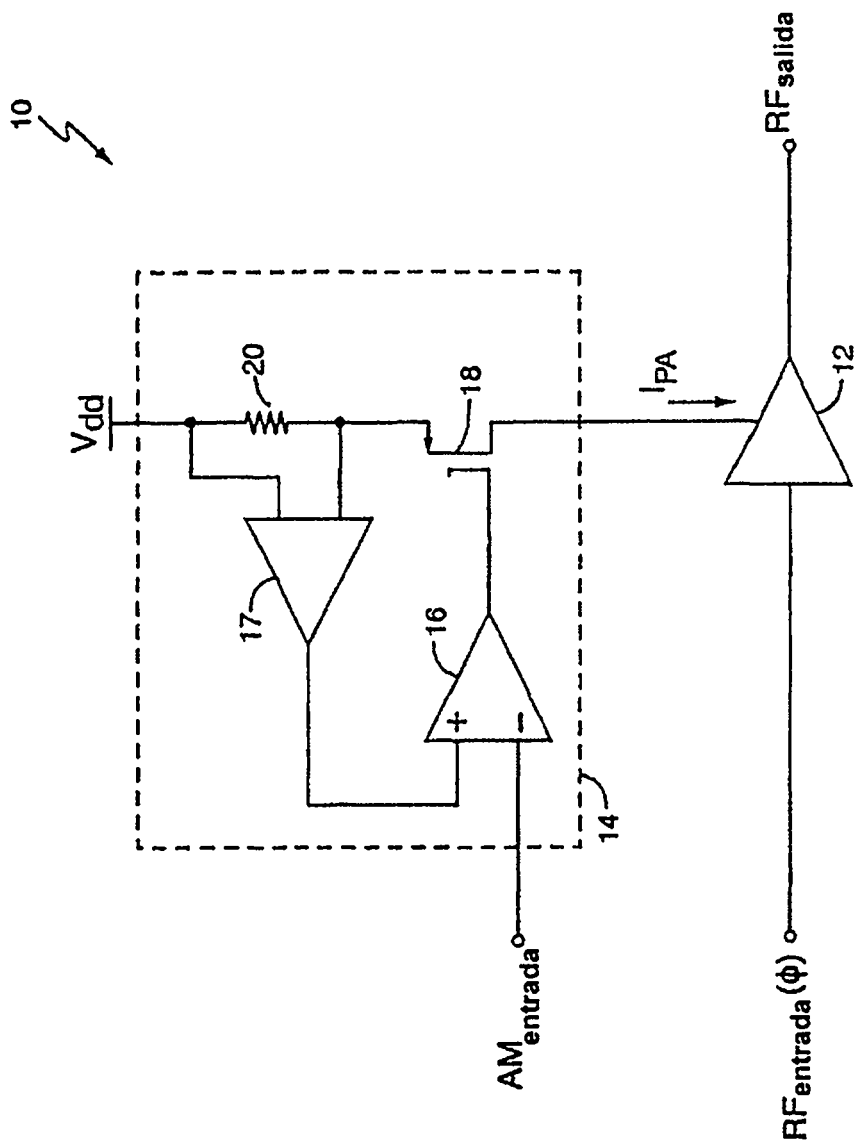


FIG. 5

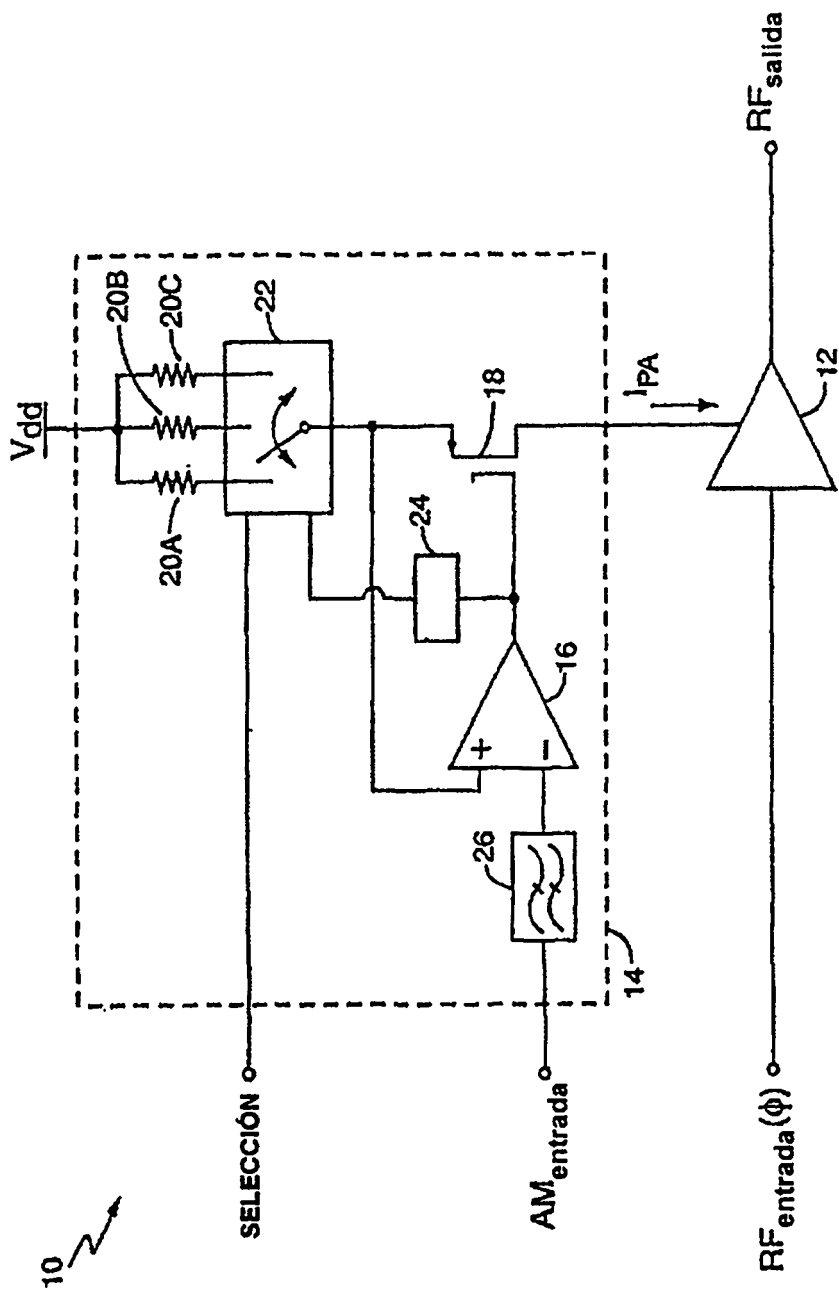


FIG. 6

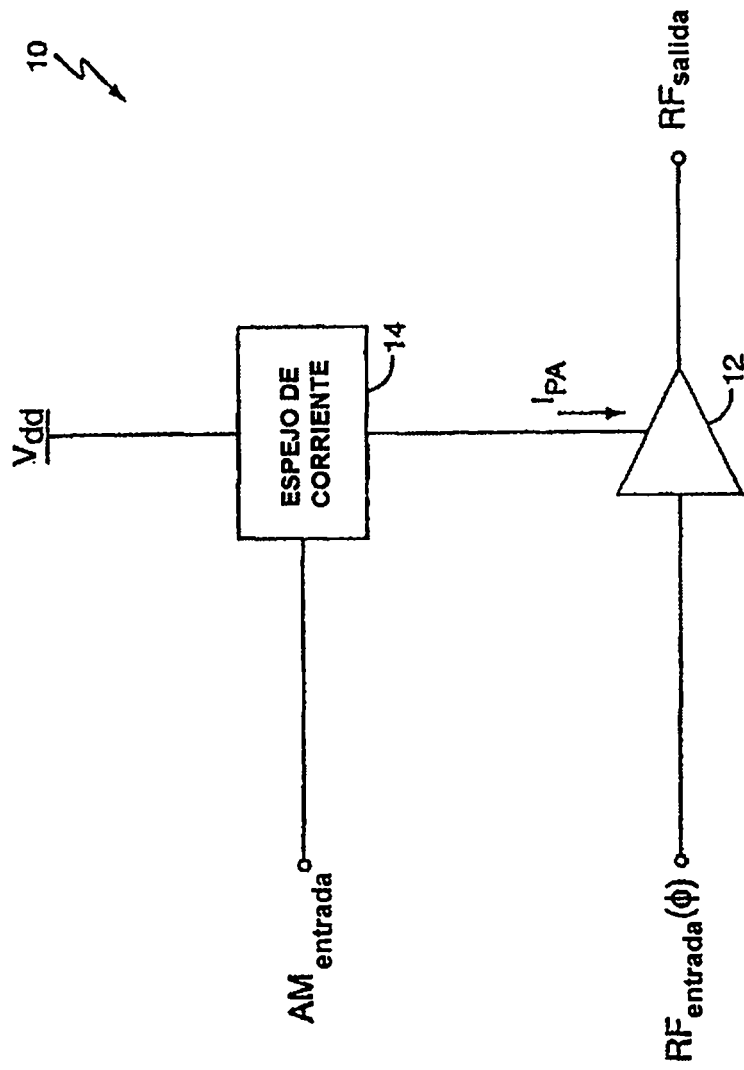


FIG. 7

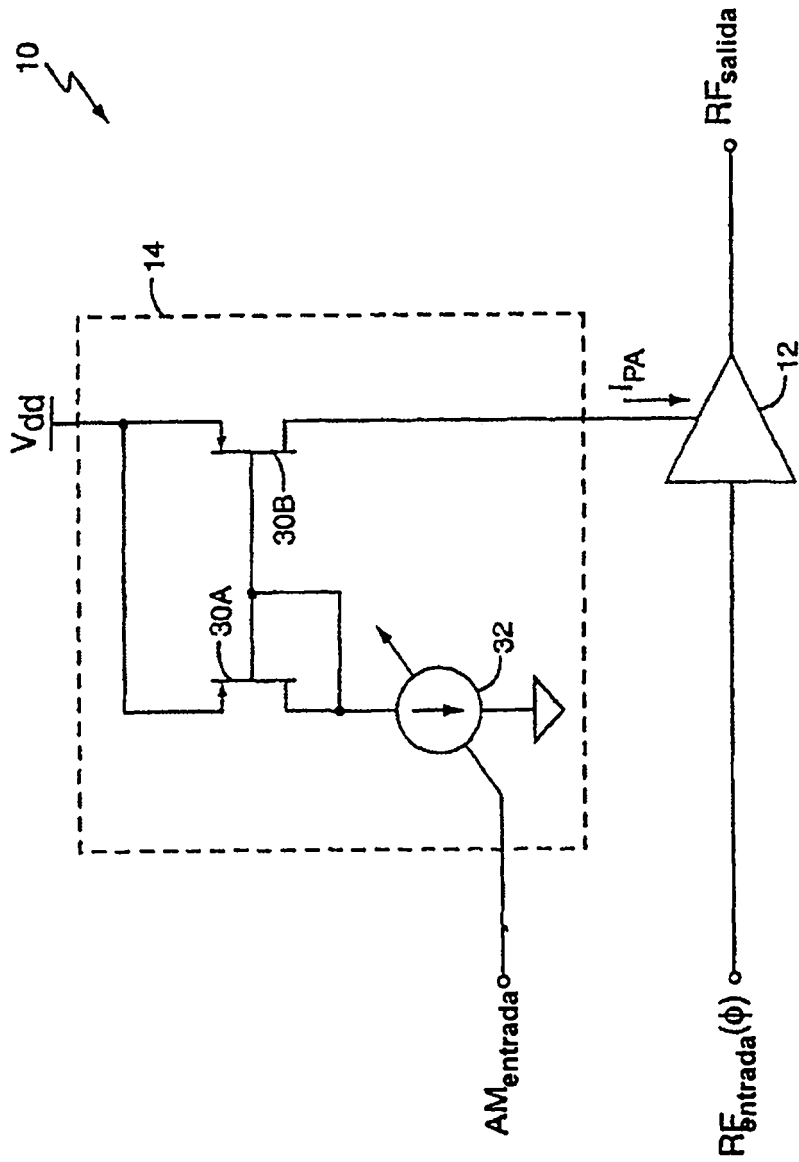


FIG. 8

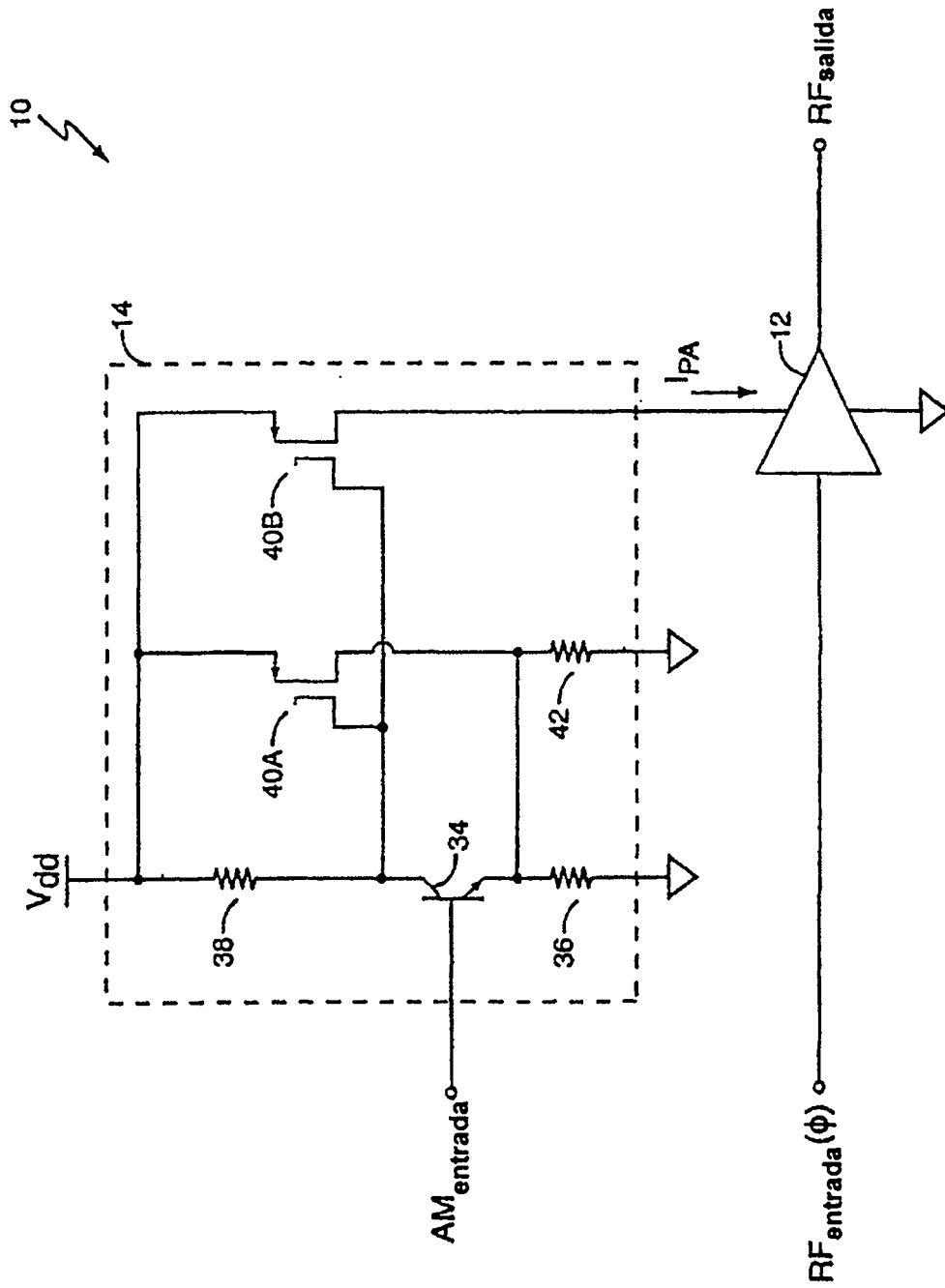


FIG. 9

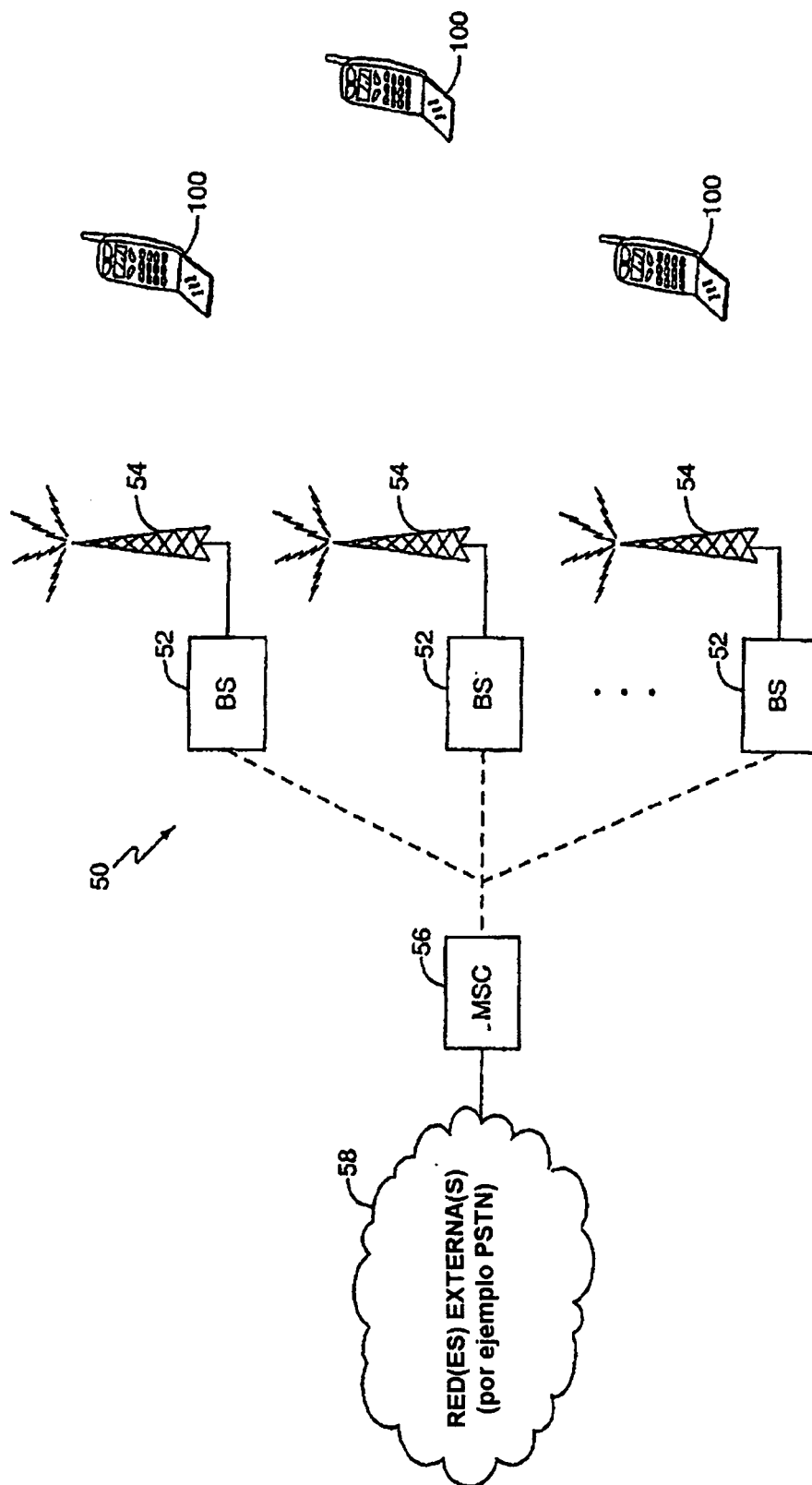


FIG. 10

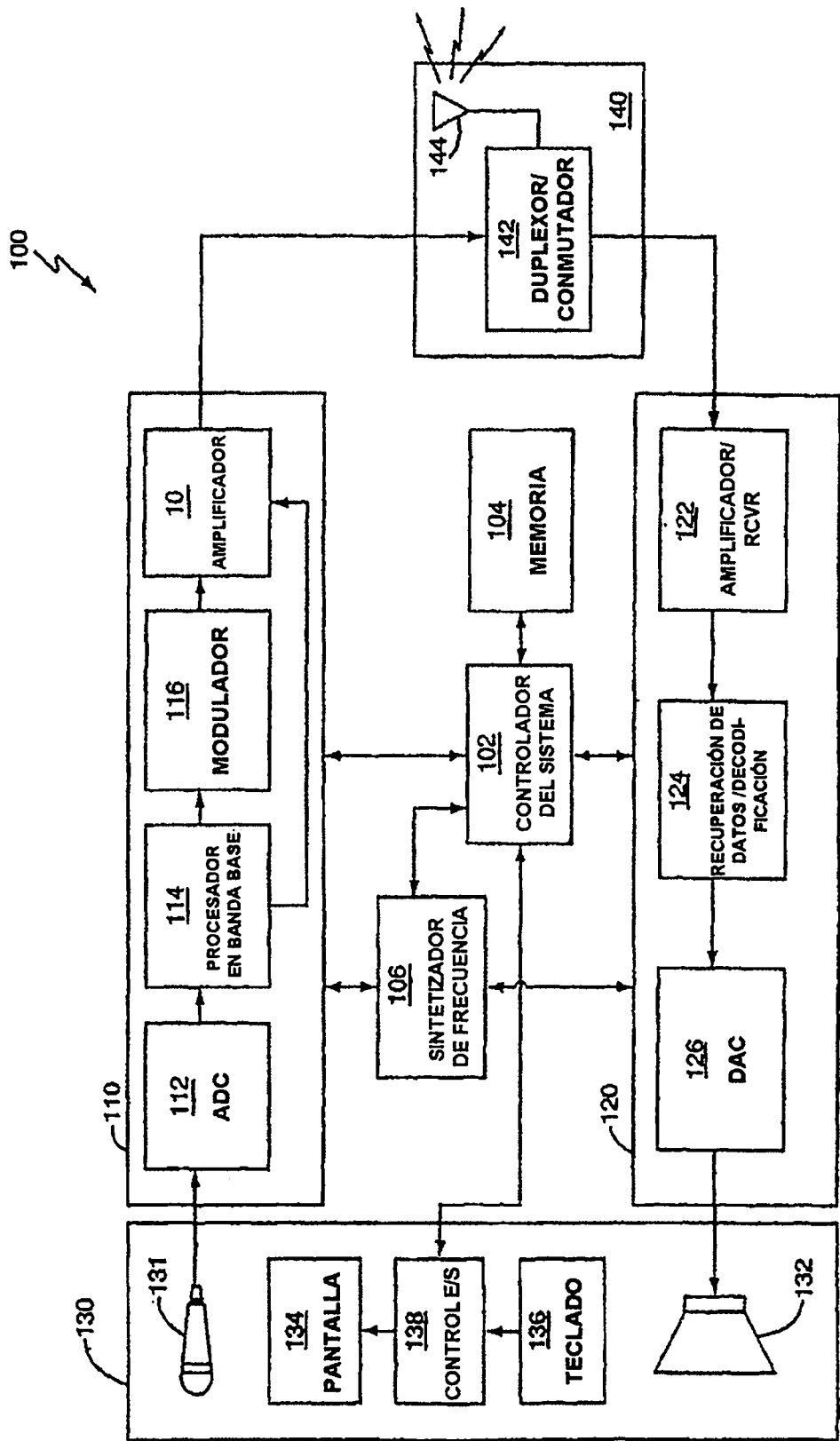


FIG. 11