

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 528 820**

51 Int. Cl.:

H03C 3/40

(2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **30.11.2006 E 06830213 (2)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **19.11.2014 EP 1955436**

54 Título: **Método y aparato para modulación**

30 Prioridad:

02.12.2005 US 292488

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

12.02.2015

73 Titular/es:

**TELEFONAKTIEBOLAGET L - M ERICSSON
(PUBL) (100.0%)
164 83 Stockholm, SE**

72 Inventor/es:

**MATTISSON, SVEN y
NILSSON, MAGNUS**

74 Agente/Representante:

DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto

ES 2 528 820 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

Método y aparato para modulación

5 ANTECEDENTES DE LA INVENCION

La presente invención se refiere en general a la modulación de señal, tal como para la generación de señales de radiofrecuencia, y se refiere en particular a formas de onda de modulación y a sus circuitos de modulación correspondientes

10 Los transmisores utilizados en dispositivos y sistemas de comunicación emplean comúnmente circuitos de modulación para convertir a una frecuencia mayor señales de información de banda de base a una frecuencia (de portadora) deseada. Más particularmente, tales dispositivos y sistemas imponen información de transmisión sobre señales portadoras, que habitualmente se generan a frecuencias del canal de transmisión deseadas o asignadas, modulando fase, frecuencia, amplitud, o alguna combinación de las mismas, de la señal portadora, de acuerdo con
15 una o más señales de información de banda de base que representan la información de transmisión deseada.

La modulación en cuadratura, también denominada modulación "IQ", utiliza dos señales portadoras, una portadora en fase y una portadora en cuadratura que está desfasada de la portadora en fase 90 grados. Las dos portadoras generalmente son moduladas mediante correspondientes señales de información de banda de base en fase y en
20 cuadratura, y a continuación combinadas para amplificación y transmisión sobre un canal de comunicación. La modulación IQ encuentra un amplio uso en una variedad de sistemas de comunicación inalámbricos, tales como en redes de comunicación celulares basadas en Acceso Múltiple por División de Código de Banda Extendida (WCDMA – Wideband Code Division Multiple Access, en inglés) o en los estándares de cdma2000.

25 El documento WO 95/10136 A1 describe un oscilador local compacto. Circuitos de banda lateral única están configurados para producir señales en cuadratura con un alto grado de precisión de manera que se generan dos señales de igual amplitud que tienen una precisa diferencia de fase de 90°. La precisión de red está substancialmente no afectada por desequilibrios de fase o de amplitud dentro de o introducidos en la red.

30 El documento US 2005/255806 A1 describe un modulador de frecuencia sub-armónica de orden 2N y un transmisor de conversión directa que utiliza los mismos. El transmisor de conversión directa incluye una unidad de modulación digital, una unidad de conversión D/A, una unidad de corrección de DC y de filtro de paso bajo, un oscilador local, una unidad de generación de señal en polifase, una unidad de modulación de frecuencia I/Q sub-armónica de orden
35 2N, una unidad de amplificación de potencia y una antena. La unidad de modulación digital modula digitalmente una señal de banda de base y a continuación produce las señales de las componentes I y Q. La unidad de conversión D/A convierte las señales de las componentes I y Q en señales de componentes I y Q analógicas. La unidad de corrección de DC y de filtro de paso bajo ajusta las interfaces de DC de las señales de las componentes I y Q analógicas, pasa las componentes de baja frecuencia de las señales de las componentes I y Q analógicas y genera las componentes I y Q de una señal de banda de base. El oscilador local genera una señal de onda sinusoidal con
40 una frecuencia de $FTX/2N$. La unidad de generación de señal de polifase genera una señal de polifase con $2N+1$ fases. La unidad de modulación de frecuencia mezcla las componentes I y Q con la señal de polifase con $2N+1$ fases para generar una señal de salida con una frecuencia de FTX. La unidad de amplificación de potencia amplifica la salida de la unidad de modulación de frecuencia hasta un nivel requerido. La antena radia la señal de salida de la
45 unidad de amplificación de potencia.

Ejemplos de las operaciones de mezcla y modulación pueden encontrarse, por ejemplo, en el documento U.S. 6.711.397 B1 de Petrov, en el que un oscilador local proporciona formas de onda de ciclo de trabajo del 25% para su uso en la conversión del receptor a una frecuencia menor. Puede hacerse referencia al documento U.S. 2005/0239430 como otro ejemplo de conversión a una frecuencia menor con osciladores locales de ciclo de trabajo del 25%. Además, en un ejemplo de conversión a una frecuencia mayor, el documento U.S. 6.385.439 B1 de Hellberg utiliza formas de onda de oscilador de ciclo de trabajo del 25% en un mezclador de conversión a una frecuencia mayor aparentemente con énfasis en la linealidad y la constancia en la carga.

COMPENDIO DE LA INVENCION

55 De acuerdo con los métodos y aparato descritos en esta memoria, una realización de un circuito de modulación comprende un circuito de oscilador local configurado para generar una o más señales de oscilador local a una frecuencia deseada y con un ciclo de trabajo aproximadamente del veinticinco por ciento, y un modulador configurado para generar una o más señales moduladas en respuesta a las una o más señales de oscilador local y a las una o más señales de información de banda de base. El circuito de modulación puede ser utilizado, por ejemplo,
60 en un dispositivo de comunicación inalámbrico, tal como un radioteléfono celular.

En una realización, el modulador comprende un circuito de etapa de transconductancia configurado para generar una o más señales de corriente en respuesta a las una o más señales de información de banda de base, y un
65 circuito de etapa de mezclador configurado para generar una o más señales de salida del mezclador en respuesta a las una o más señales de corriente y a las una o más señales del oscilador local. En otra realización, el circuito de etapa de mezclador y el circuito de etapa de transconductancia son efectivamente combinados. La configuración del

modulador resultante ofrece varias ventajas, que, a modo de ejemplo no limitativo, incluyen requisitos de menor amplitud de activación y mayor impulso de tensión de salida.

Una realización del circuito de mezcla y de transconductancia combinadas anteriormente descrito incluye un circuito de transistor para cada señal de información de banda de base que sirve como una entrada de modulación al modulador. Cada uno de tales circuitos de transistor comprende un primer transistor accionado por la señal de información de banda de base y, que acopla un nodo de salida de modulador a un correspondiente elemento de transconductancia, y un segundo transistor accionado por una de las una o más señales de oscilador local y que acopla el correspondiente elemento de transconductancia a una tierra de señal o nodo de referencia.

Con estas variaciones de modulador en mente, una realización de un método de mejorar la operación del modulador se basa en generar señales de oscilador local en un ciclo de trabajo del o aproximadamente del 25%. Un método tal comprende generar una o más señales de oscilador local a la frecuencia deseada y con un ciclo de trabajo del o aproximadamente del veinticinco por ciento, y accionar las correspondientes entradas de oscilador local de un modulador con las una o más señales de oscilador local. El modulador puede emplear circuitos de etapa de transconductancia y de mezcla separadas, o puede emplear un circuito de etapa de mezcla y de transconductancia combinadas.

Por supuesto, la presente invención no está limitada a las características y ventajas anteriores. Características y ventajas adicionales resultarán evidentes para los expertos en la materia con la lectura de la descripción detallada, y a la vista de los dibujos que se acompañan.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

La Figura 1 es un diagrama de bloques de una realización de un circuito de modulación.

La Figura 2 es un diagrama esquemático de una realización del modulador ilustrado en el circuito de modulación de la Figura 1,

La Figura 3 es un grupo de formas de onda que ilustran las señales de oscilador local, las señales de información de banda de base y la señal de salida modulada de la Figura 2, por ejemplo,

La Figura 4 es un gráfico de forma de onda que ilustra una realización de la generación de señales de oscilador local que tienen un ciclo de trabajo del veinticinco por ciento.

La Figura 5 es un gráfico que relaciona el ciclo de trabajo de la señal de oscilador local con la relación de señal a ruido.

La Figura 6 es un diagrama esquemático de otra realización del modulador ilustrado en el circuito de modulación de la Figura 1.

La Figura 7 es un grupo de formas de onda que ilustran las señales de oscilador local, las señales de información de banda de base y la señal de salida modulada de la Figura 6, por ejemplo.

La Figura 8 es un diagrama esquemático de otra realización del modulador ilustrado en el circuito de modulación de la Figura 1.

La Figura 9 es un diagrama de bloques de una realización de un dispositivo de comunicación inalámbrico que incluye una realización del circuito de modulación de la Figura 1.

DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LA INVENCION

La Figura 1 ilustra una realización de un circuito de modulación 10, tal como podría ser implementado en un dispositivo o sistema de comunicación inalámbrico. En la realización ilustrada, el circuito de modulación 10 incluye o está asociado con un circuito de oscilador local 12 que está configurado para generar una o más señales de oscilador local a una frecuencia deseada y con un ciclo de trabajo del o aproximadamente del veinticinco por ciento (en comparación con el ciclo de trabajo del cincuenta por ciento convencional utilizado para tales señales). El circuito de modulación 10 incluye además un modulador 14, que está configurado para generar una o más señales moduladas en respuesta a las una o más señales de oscilador local y a una o más señales de información de banda de base. En el diagrama, las señales moduladas, es decir, la señal o señales de portadora modulada o moduladas proporcionadas por el modulador 14, están etiquetadas como "señal o señales de salida del modulador", y pueden comprender una señal de salida del mezclador de un solo extremo o un par diferencial de señales de salida del mezclador. En cualquier caso, la señal de salida del modulador es introducida a un circuito de amplificador de potencia (PA – Power Amplifier, en inglés) 16 que está configurado para amplificarla para su transmisión.

Mirando al modulador 14 con más detalle, se ve que la realización de modulador ilustrada comprende un circuito de etapa de transconductancia 18 que está configurado para generar una o más señales de corriente (diferenciales) en respuesta a las una o más señales de información de banda de base, y comprende además un circuito de etapa de mezclador 20 que está configurado para generar una o más señales de salida de mezclador en respuesta a las una o más señales de corriente y a las una o más señales de oscilador local. Debe observarse que las señales de salida de mezclador son generadas por el circuito de etapa de mezclador 20 a través de un circuito de carga del mezclador, realizaciones del cual se detallan más adelante en esta memoria.

Además, debe observarse que las una o más señales de información de banda de base están representadas como pares diferenciales de señales en fase y en cuadratura, etiquetadas V_{Ip}/V_{In} para denotar las componentes de señal positiva y negativa o complementaria. Asimismo, las una o más señales de oscilador local están representadas

como pares diferenciales de señales de oscilador local en fase y en cuadratura, etiquetadas LOIp/LOIn, para la componente en fase, y etiquetadas LOQp/LOQn, para la componente en cuadratura.

5 La Figura 2 proporciona una ilustración esquemática para una realización del modulador 14 mostrado en la Figura 1. En particular, la disposición de circuito ilustrada está adaptada para los pares diferenciales de las señales del oscilador de banda de base y local en fase y en cuadratura descritas anteriormente, y así comprende dos mezcladores doblemente equilibrados, en los que las corrientes de salida del mezclador (Ic1 e Ic2) son añadidas en la carga.

10 Con más detalle, se ve que el circuito de etapa de transconductancia 18 comprende un transistor M1 accionado por una componente del par de señales de información de banda de base diferenciales VIp/VIn. El transistor M1, que está asociado con un elemento de transconductancia correspondiente (mostrado como R1), convierte la señal de información de banda de base de entrada en una señal en modo de corriente acoplada al par de transistores M2/M3 del circuito de etapa de mezclador 20. El par de transistores M2/M3 es accionado por el par de señales de oscilador local diferenciales LOIp/LOIn. La otra componente del par diferencial VIp/VIn activa un transistor M4, que de manera similar está asociado con un elemento de transconductancia (R2) correspondiente, y el par de transistores M5/M6 en el circuito de etapa de mezclador 20.

20 Con esta disposición, la modulación de corriente diferencial generada por las señales de información de banda de base VIp/VIn son convertidas a una frecuencia superior por los pares de transistores M2/M3 y M5/M6 del circuito de etapa de mezclador 20 a la frecuencia de la señal de oscilador local LOIp/LOIn. Una disposición y operación similar aplica para la señal de información de banda de base en cuadratura VQp/VQn y para la señal del oscilador local en cuadratura LOQp/LOQn, mediante los transistores M7 y M10, y sus correspondientes elementos de transconductancia R3 y R4, y sus correspondientes pares de transistores de etapa de mezclador M8/M9 y M11/M12.

25 Tal operación produce una corriente diferencial Ic1 e Ic2 que representa una señal de frecuencia de portadora que tiene modulaciones correspondientes a las señales de información de banda de base VIp/VIn y VQp/VQn. La corriente diferencial acciona el circuito de carga del mezclador 22, el cual, en la realización ilustrada, comprende los inductores L1 y L2, un condensador C1, y un resistor R5. Mediante operación del circuito de carga del mezclador 22, la corriente diferencial Ic1 e Ic2 produce una señal de portadora modulada en modo de tensión a la entrada del amplificador de potencia 16, que la amplifica para su transmisión. Debe observarse, también, que el circuito de carga del mezclador 22 generalmente está resonantemente ajustado para suprimir armónicos de la frecuencia del oscilador local f_{LO} .

35 Ventajosamente, el circuito del oscilador local 12 está configurado para proporcionar las señales del oscilador local, LOIp/LOIn y LOQp/LOQn, como formas de onda de conmutación a la frecuencia deseada y con ciclo de trabajo del o aproximadamente del veinticinco por ciento. La Figura 3 ilustra una realización de formas de onda de señal del oscilador local, y además representa correspondientes formas de onda de la señal de información de banda de base y de la salida del amplificador de potencia, para una configuración dada del correspondiente circuito modulador 14 y del circuito del amplificador de potencia 16. Debe observarse que se comprenderá que la escala ilustrada en la Figura 3 es representativa en lugar de limitativa.

45 Con eso en mente, la forma de onda de más debajo de la Figura 3 representa la componente LOIp del par de forma de onda diferencial, LOIp/LOIn. Su amplitud representada es 2 Voltios de pico a pico, pero resultará evidente que la amplitud de activación y las tensiones de desfase relativas utilizadas para las señales LOI (y LOQ) serán objeto de diseño, y depende de varias consideraciones, tales como la configuración del modulador 14, las tensiones de umbral del transistor implicadas, las tensiones del suministro de potencia y de desviación utilizadas, el intervalo de temperatura de operación deseado, etcétera.

50 En cualquier caso, continuando lógicamente hacia arriba en el diagrama de forma de onda, la siguiente forma de onda representada representa la forma de onda diferencial (LOIp – LOIn), y se ve que la generación de ciclo del trabajo del veinticinco por ciento de LOIp y LOIn produce una forma de onda diferencial que tiene una forma cuadrada en escalones característica. Para la generación de pico a pico de 2 V de LOIp y de LOIn, la componente diferencial (LOIp – LOIn) tendrá una amplitud efectiva de -2 V a 2 V. Resultará evidente que un conjunto similar de patrones de forma de onda aplica a la señal de banda de base en cuadratura LOQp/LOQn.

55 Continuando con el diagrama, las siguientes dos formas de onda representadas representan las señales de información de banda de base diferenciales (VIp – VIn) y (VQp – VQn). Finalmente, la forma de onda de más arriba representa la señal de salida modulada de manera correspondiente, VRF_SALIDA, generada por el circuito de amplificador de potencia 16.

60 Con los detalles anteriores en mente, se pueden apreciar al menos algunas de las ventajas de operar el modulador 14 a o aproximadamente a un ciclo de trabajo del veinticinco por ciento, en comparación con la operación convencional a o aproximadamente a ciclos de trabajo del cincuenta por ciento. Operar con ciclo de trabajo del veinticinco por ciento, tal como se representa para una o más realizaciones mediante los ciclos de trabajo de veinticinco por ciento de las formas de onda del oscilador local representadas en la Figura 4, reduce la ganancia de

conversión del circuito de modulación 10 en tres, 3 dB, pero hacer eso también reduce a la mitad el consumo de corriente del modulador 14 y reduce a la mitad el ruido de ese circuito. Reducir a la mitad el consumo de corriente reduce la potencia de salida en 3 dB, pero la correspondiente reducción de ruido significa que la relación de señal a ruido (SRN – Signal to Noise Ratio, en inglés) de la señal de salida del mezclador sigue siendo la misma. Alternativamente, se podría operar el modulador 14 a un ciclo de trabajo del veinticinco por ciento pero con un consumo de corriente comparable a la operación a un ciclo de trabajo del cincuenta por ciento, y por ello mejorar la potencia de salida y la SNR en 3 dB.

La comprensión de los detalles anteriores comienza con una representación de la serie de Fourier generalizada de las formas de onda de la señal del oscilador local representadas en la Figura 4, por ejemplo, que viene dada como

$$s(t) = \frac{\tau}{T} + 2 \frac{\tau}{T} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{sen}\left(\frac{n\omega_{LO}\tau}{2}\right)}{n\omega_{LO}\frac{\tau}{2}} \cos(n\omega_{LO}t) \quad (\text{Ec. 1})$$

donde $T = \frac{2\pi}{\omega_{LO}}$. Expresar el término del ciclo de trabajo como $\eta = \frac{\tau}{T}$ permite, por ejemplo, que la forma de onda LOIp(t) de la Figura 4 sea expresada de manera general como

$$s_p(t) = \eta + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{sen}(n\pi\eta)}{n\pi} \cos(n\omega_{LO}t) \quad (\text{Ec. 2})$$

Así, LOIn(t), que está desfasada 180 grados con LOIp(t), puede expresarse de manera general como

$$s_n(t) = \eta + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{sen}(n\pi\eta)}{n\pi} \cos(n\omega_{LO}t + n\pi) \quad (\text{Ec. 3})$$

La señal diferencial será entonces

$$s_{\text{dif}}(t) = s_p(t) - s_n(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\text{sen}((2n+1)\pi\eta)}{2n+1} \cos((2n+1)\omega_{LO}t) \quad (\text{Ec. 4})$$

Para un ciclo de trabajo del cincuenta por ciento, es decir, $\eta = 1/2$ (Ec. 4) produce

$$s_{\text{dif}}(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\text{sen}((2n+1)\pi/2)}{2n+1} \cos((2n+1)\omega_{LO}t) \quad (\text{Ec. 5})$$

Para un ciclo de trabajo del veinticinco por ciento, es decir, $\eta = 1/4$ (Ec. 4) produce

$$s_{\text{dif}}(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\text{sen}((2n+1)\pi/4)}{2n+1} \cos((2n+1)\omega_{LO}t) \quad (\text{Ec. 6})$$

Con el término de ciclo de trabajo del cincuenta por ciento de (Ec. 5) en mente, la conversión de corriente del modulador 14 (a partir de las salidas diferenciales de la etapa de transconductancia 18 a las corrientes de carga Ic1 e Ic2) puede ser inferida como

$$I_{\text{salida}} = \frac{I_{c1} - I_{c2}}{2} = I_{\text{ent, dif}} \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\text{sen}((2n+1)\pi/2)}{2n+1} \cos((2n+1)\omega_{LO}t) \quad (\text{Ec. 7})$$

Donde $I_{\text{entrada, dif}}$ es la entrada de corriente diferencial a la etapa de mezclador 20, que es la misma que la corriente de salida diferencial de la etapa de transconductancia 18.

Ahora, para el término de ciclo de trabajo del veinticinco por ciento de (Ec. 6) en mente, la corriente de salida es

$$I_{\text{salida}} = \frac{I_{c1} - I_{c2}}{2} = I_{\text{ent, dif}} \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\text{sen}((2n+1)\pi/4)}{2n+1} \cos((2n+1)\omega_{LO}t) \quad (\text{Ec. 8})$$

Asumiendo que el circuito de carga del mezclador 22 es resonante a la frecuencia del oscilador local, f_{LO} , la amplitud del tono fundamental ($n = 0$) en la corriente de carga $I_{\text{ent, dif}} \frac{\sqrt{2}}{\pi}$ para la operación de ciclo de trabajo del veinticinco por ciento. En comparación, la amplitud del tono fundamental ($n = 0$) en la corriente de carga de (Ec. 7), que, asumiendo el uso convencional de los ciclos de trabajo del cincuenta por ciento en las señales del oscilador local, es $I_{\text{entrada, dif}} \frac{2}{\pi}$. Con estas expresiones en mente, se ve que el modulador 14 puede ser operado a un ciclo de trabajo del veinticinco

por ciento con una reducción de 3 dB en la potencia pero sin ninguna degradación en la SNR debido a la correspondiente reducción de la corriente y del ruido.

La Figura 5 representa $\frac{\text{sen}^2(\pi\eta)}{\eta}$ como función del ciclo de trabajo μ y además ilustra una o más de las ventajas de la operación del modulador 14 a un ciclo de trabajo del veinticinco por ciento. Más particularmente, a partir del tono fundamental de (Ec. 4), se ve que la potencia de salida del modulador es proporcional a $\text{sen}^2(\pi\eta)$, donde, a su vez, $\frac{\text{sen}^2(\pi\eta)}{\eta}$ es proporcional a la SRN. Debe observarse, también, que la potencia de ruido es directamente dependiente del ciclo de trabajo μ . Además, se ve que la relación representada se maximiza aproximadamente a 0,37. No obstante, una relación de ciclo de trabajo de 0,37 es inviable, o al menos es claramente más compleja de generar que un ciclo de trabajo del 0,25. De hecho, un ciclo de trabajo del 0,25 puede ser generado de manera fiable y limpia por el circuito de oscilador local 12 a partir de una señal de reloj de la frecuencia deseada, o a algún múltiplo de la misma, utilizando biestables y puertas de retardo digitales, por ejemplo. Además, se puede utilizar un contador de Johnson, un Oscilador Controlado en Tensión (VCO – Voltage Controlled Oscillator, en inglés) en cuadratura, o un circuito de dividir por dos en combinación con lógica de soporte.

Independientemente de los detalles de generación realizados en el circuito de oscilador local 12, se ve que la relación representada tiene el mismo valor a un ciclo de trabajo de 0,25 que el que tiene en el ciclo de trabajo de 0,5 utilizado de manera convencional. Esta constancia en la SNR en comparación con la operación convencional a ciclos de trabajo del cincuenta por ciento aparece porque las fuentes de corriente de transconductancia del modulador están activas para la mitad del tiempo, y la potencia de ruido total transferida a la carga del circuito de mezclador 22 se reduce por lo tanto a la mitad.

Las mismas o similares señales de ciclo de trabajo al veinticinco por ciento pueden ser aplicadas a la realización del modulador 14 representado en la Figura 6, y resultará evidente que esta realización del modulador 14 puede ser sustituida en el circuito de modulación 10 de la Figura 1. Por supuesto, resultará también evidente que el modulador 14 representado en la Figura 6 tiene ventajas sobre la realización del modulador 14 representado en la Figura 2 que no dependen de proporcionarle señales del oscilador local que tienen un ciclo de trabajo del veinticinco por ciento. No obstante, ofrece un excelente rendimiento cuando se utiliza en ese contexto.

De manera más detallada, el modulador 14 representado en la Figura 6 incluye un circuito de etapa de mezclador y de transconductancia combinados 28 que proporciona, entre otras cosas, una mayor capacidad de conmutación de tensión de salida del modulador 14. Una mayor conmutación de tensión de salida aumenta la potencia de salida del modulador 14 para la misma potencia de entrada, es decir, mejora su eficiencia.

Una característica notable de la etapa de mezclador y de transconductancia combinadas 28 representada en la Figura 6 es que los transistores de conmutación accionados por las señales del oscilador local son movidas a la parte inferior de los transistores de transconductancia accionados por las señales de información de banda de base. Más particularmente, la etapa de mezclador y de transconductancia combinados 28 incluye un circuito de transistor para cada señal de información de banda de base que sirve como una entrada de modulación al modulador 14. Cada circuito de transistor comprende un primer transistor accionado por la señal de información de banda de base y que acopla un nodo de salida del modulador a un correspondiente elemento de transconductancia, y un segundo transistor accionado por una o más de las señales del oscilador local y que acopla el correspondiente elemento de transconductancia al nodo de tierra de la señal.

Esta disposición se ve claramente, por ejemplo, donde el transistor M14 representa el primer transistor de uno de los circuitos de transistor, el resistor R6 representa el correspondiente elemento de transconductancia, y el transistor M15 representa el segundo transistor del mismo circuito de transistor. Además, se ve que el transistor M14 está accionado por una de las señales de información de banda de base representada como la componente positiva del par de señales de banda de base diferenciales VIp y VIn – y ese transistor M14 acopla uno de los nodos de salida del modulador 30 y 32 a un extremo del elemento de transconductancia R6. El otro extremo de R6 es acoplado a una tierra de la señal o al nodo de referencia 34 a través del transistor M15, que es accionado por una de las señales del oscilador local – representada como la componente positiva del par de señales del oscilador local diferenciales LOIp y LOIn. Una operación similar es proporcionada por los transistores de transconductancia M16 – M28 (pares), y sus correspondientes elementos de transconductancia R7 – R13 y transistores de conmutación M15 – M29 (impares). Debe observarse, también, que los transistores de conmutación M15 – M29 (impares) pueden estar situados en los drenajes o puertas de los transistores de transconductancia M14 – M28 (pares).

En cualquier caso, para configuraciones de señal diferenciales, el circuito de mezclador y de transconductancia combinados 28 generalmente incluye un par de los circuitos de transistor ilustrados para cada señal diferencial en el par de señal diferencial. Aunque esta configuración dobla de manera efectiva el número de fuentes de corriente en comparación con el circuito de etapa de transconductancia 18 ilustrado para la realización del modulador de la Figura 2, los niveles de corriente relativos son reducidos a la mitad y la SNR de este modo se mantiene. Además, como se ha observado anteriormente, la disposición de circuito ilustrada proporciona un mayor impulso de la tensión

de salida. Más particularmente, se ve que en la Figura 2, los transistores de conmutación - los transistores accionados por las señales del oscilador local - aparecen entre la carga del mezclador y los transistores de transconductancia - los transistores accionados por las señales de información de banda de base. Esa disposición de circuito significa que los transistores de conmutación, es decir, los transistores M2, M3, M5, M6, M8, M9, M11 y M12 de la Figura 2, consumen algunos cientos de milivoltios del margen de la tensión de salida. En contraste, los transistores de conmutación M15 - M29 (impares) de la Figura 6 están incluidos debajo de los elementos de transconductancia (resistores R6 - R13) y, de este modo, son subsumidos de manera efectiva en esas resistencias.

La Figura 7 ilustra una realización de las señales del oscilador local y de banda de base que pueden ser utilizadas con el modulador 14 de la Figura 6. Como con las formas de onda de la Figura 3 y la Figura 7 ilustra en orden de abajo arriba, la señal LOIp, la señal diferencial LOIp - LOIn, la señal diferencial VIp - VIn, la señal diferencial VQp - VQn y la señal VRF_SALIDA. Por supuesto, resultará evidente para los expertos en la materia que los niveles de señal ilustrados son proporcionados sólo a modo de ejemplo no limitativo.

No obstante, debe observarse que situar los transistores de conmutación M15 - M29 (impares) en la parte inferior de los transistores de transconductancia M14 - M28 (pares) ofrece, entre otras cosas, la ventaja de utilizar menores amplitudes para las señales del oscilador local. Para comprender esto, se puede hacer referencia a los transistores de conmutación de la Figura 2, que se muestran en el circuito de la etapa de mezclador 20 como los transistores M2/M3, M5/M6, M8/M9 y M11/M12. Las tensiones de activación aplicadas a las puertas de esos transistores deben exceder la tensión de umbral de puerta a fuente en un margen suficiente para asegurar un encendido completo de los transistores. Debido a que la tensión de puerta a fuente de esos transistores está referenciada a la tensión que aparece en los respectivos nodos de fuente de la etapa de transconductancia 18, las tensiones de activación de LOIp/LOIn y LOQp/LOQn aplicadas deben ser mayores que las tensiones de activación aplicadas para el circuito de etapa de mezclador y de transconductancia combinados 28 de la Figura 6. Esto es, la tensión de puerta a fuente de los transistores de conmutación M15 - M29 (impares) en la Figura 6 está referenciada a un nodo de tierra 34 de señal, lo que significa que estos transistores pueden ser completamente conectados utilizando una amplitud comparativamente menor para las señales de oscilador local, independientes del ciclo de trabajo.

Con estas y otras ventajas en mente, la Figura 8 ilustra otra realización del modulador 14, en la que un circuito de etapa de mezclador y de transconductancia combinados 40 está configurado para una operación de un solo extremo. Aquí, un primer circuito de transistor comprende un primer transistor M30, que acopla un nodo de salida de modulador común 36 a un elemento de transconductancia R15 correspondiente. A su vez, ese elemento de transconductancia es acoplado a un nodo de referencia de señal común 38 a través de un segundo transistor M31. El transistor M30 es accionado por una componente del par de señales de información de banda de base diferenciales VIp / VIn, y el transistor M31 es accionado por una componente del par de señales de oscilador local diferenciales LOIp/LOIn. Los transistores M32/M33, M34/M35, M36/M37, y sus correspondientes elementos de transconductancia R16, R17 y R18, proporcionan una funcionalidad similar para las componentes restantes de las señales diferenciales VIp/VIn, VQp/VQn, LOIp/LOIn y LOQp/LOQn.

El circuito de carga del mezclador 22 complementa la configuración de un solo extremo del circuito de etapa de mezclador y de transconductancia combinados 40 proporcionando una conexión de un solo extremo entre una tensión de suministro (VCC) y el nodo de salida del modulador común 36. Aunque resultará evidente que el circuito de carga del mezclador 22 puede ser configurado de manera diferente, la realización ilustrada proporciona un circuito RLC paralelo que incluye C3, L5 y R19.

Resultará también evidente que el circuito de modulación 10 puede ser utilizado en una variedad de aplicaciones que implican la generación y transmisión de señales moduladas, tal como en los tipos de transmisores receptores de radiofrecuencia utilizados en las estaciones de base y estaciones de telefonía móvil para la comunicación inalámbrica. Por ejemplo, la Figura 9 ilustra una realización de un dispositivo de comunicación inalámbrico 50 que incluye una realización del circuito de modulación 10 descrito en esta memoria. Debe observarse, no obstante, que varios elementos del circuito de modulación 10 pueden ser distribuidos dentro del dispositivo de comunicación 50, en lugar de estar completamente integrados entre sí.

En la realización ilustrada, el dispositivo de comunicación inalámbrico 50, que puede ser, por ejemplo, un radioteléfono celular, un PDA, un localizador inalámbrico, etc. comprende una antena de transmisión / recepción 52, un interruptor / duplexador 54, un receptor 56, un transmisor 58, circuitos de procesamiento de banda de base 60, circuitos de control de sistema 62, circuitos de entrada / salida (interfaz) 64 y circuitos de interfaz de usuario 66. Como se comprenderá, los circuitos de interfaz de usuario 66 variarán de acuerdo con la función prevista del dispositivo 50, y así pueden incluir una pantalla de visualización, un teclado, un micrófono y un altavoz.

Independientemente de esto, los circuitos de procesamiento de banda de base 60, que pueden comprender uno o más microprocesadores generales o de propósito especial e instrucciones de programa correspondientes, pueden ser configurados para generar señales de información de banda de base, por ejemplo señales en cuadratura - para entrada al modulador 14 del transmisor 58. A su vez, el circuito del oscilador local 12, que puede operar bajo órdenes / control por parte de los circuitos de procesamiento de banda de base 60, puede estar configurado para generar señales de oscilador local para entrada al modulador 14, quien así proporciona al circuito del amplificador de

potencia 16 del transmisor 58 una o más señales portadoras para transmisión que están moduladas de acuerdo con las señales de información de banda de base.

5 Con la gama de aplicaciones y de realizaciones anterior en mente, resultará evidente que la presente invención no está limitada por la descripción anterior, ni está limitada por los dibujos que se acompañan. Por el contrario, la presente invención está limitada sólo por las reivindicaciones que siguen y por sus equivalentes legales.

REIVINDICACIONES

1. Un circuito de modulación para su uso en un transmisor de radiofrecuencia, comprendiendo el citado circuito de modulación:

5 un circuito de oscilador local (12) configurado para generar pares diferenciales de señales de oscilador local en fase y en cuadratura a una frecuencia deseada; y un modulador (14) que comprende un circuito de etapa de transconductancia (18) para recibir pares diferenciales de señales de banda de base en fase y en cuadratura y generar correspondientes señales de corriente; 10 un circuito de etapa de mezclador (20) que comprende transistores de conmutación para recibir los pares diferenciales de señales de oscilador local en fase y en cuadratura; donde el circuito de etapa de mezclador (20) comprende un mezclador en fase doblemente equilibrado y un mezclador en cuadratura doblemente equilibrado; y 15 las salidas del mezclador en fase y del mezclador en cuadratura están combinadas para generar una única señal modulada diferencial **caracterizado porque** los transistores de conmutación (M2, M3, M5, M6, M8, M9, M11, M12) del circuito de etapa de mezclador (20) están dispuestos para ser accionados por los pares diferenciales de señales de oscilador local en fase y de fase en cuadratura (LOIp, LOIn, LOQp, LOQn) con un ciclo de trabajo del o aproximadamente del veinticinco por ciento para convertir a una frecuencia superior las correspondientes señales de corriente.

2. El circuito de modulación de la reivindicación 1, en el que el mezclador en fase doblemente equilibrado comprende dos pares de transistores de conmutación (M2/M3; M5/M6); el mezclador de fase en cuadratura 25 doblemente equilibrado comprende otros dos pares de transistores de conmutación (M8, M9; M11, M12); el circuito de etapa de transconductancia comprende cuatro transistores de transconductancia (M1; M4; M7; M10), cada uno conectado en serie con un elemento de transconductancia (R1/R2/R3/R4); y en el que cada par de transistores de conmutación está conectado sobre cada transistor de transconductancia correspondiente; y las salidas de los cuatro pares de transistores de conmutación están combinadas para generar la única señal modulada diferencial.

3. El circuito de modulación de la reivindicación 2, en el que el circuito de oscilador local está configurado para generar los diferentes pares de señales de oscilador local en fase y de fase en cuadratura a una amplitud correspondiente a un nivel de tensión por encima de una tensión de encendido de umbral de los transistores de conmutación mediante una cantidad deseada según se referencia a una tierra de señal.

4. Un dispositivo de comunicación inalámbrico que incluye el circuito de modulación de una cualquiera de las reivindicaciones 1 – 3.

5. Un circuito de modulación para su uso en un transmisor de radiofrecuencia, comprendiendo el citado circuito de modulación:

un circuito de oscilador local (12) configurado para generar señales de oscilador local (LOIp/LOIn; LOQp/LOQn) a una frecuencia deseada; un modulador (14) que tiene entradas de señal de modulación para recibir señales de información de banda de base (VIp/VIn; VQp/VQn) y entradas de oscilador local para recibir las señales del oscilador local; 45 **caracterizado porque** el modulador (14) es un circuito de etapa de mezclador y de transconductancia combinados (28) que comprende:

50 cuatro pares de transistores de transconductancia (M14/M16; M18/M20; M22/M28; M24/M26), en los que las puertas de los transistores de transconductancia están acopladas a las entradas de la señal de modulación para recibir las señales de información de banda de base, y cada transistor de transconductancia está conectado en serie a un extremo de un elemento de transconductancia (R6 – R13);

55 cuatro pares de transistores de conmutación (M15/M17; M19/M21; M23/M25; M27/M29), en los que las puertas de los transistores de conmutación están acopladas a las entradas del oscilador local y dispuestas para ser activadas por las señales del oscilador local con un ciclo de trabajo del o aproximadamente del veinticinco por ciento, y cada transistor de conmutación está conectado en serie al otro extremo del elemento de transconductancia (R6 – R13); y en el que 60 las salidas de los cuatro pares de transistores de transconductancia están combinadas para generar una señal modulada diferencial.

6. Un circuito de modulación para su uso en un transmisor de radiofrecuencia, comprendiendo el citado circuito de modulación:

65

un circuito de oscilador local (12) configurado para generar señales de oscilador local (LOIp/LOIn; LOQp/LOQn) a una frecuencia deseada;

un modulador (14) que tiene entradas de señal de modulación para recibir señales de información de banda de base (VIp/VIn; VQp/VQn) y entradas de oscilador local para recibir las señales del oscilador local;

5 **caracterizado porque**
el modulador (14) es un circuito de etapa de mezclador y de transconductancia combinados (40) que comprende:

10 cuatro transistores de transconductancia (M30; M32; M34; M36), cada uno conectado en serie a un extremo de un elemento de transconductancia (R15 – R18), en los que las puertas de los transistores de transconductancia están acopladas a las entradas de la señal de modulación para recibir las señales de información de banda de base;

15 cuatro transistores de conmutación (M31; M33; M35; M37), cada uno conectado en serie a otro extremo del elemento de transconductancia; en los que las puertas de los transistores de conmutación están acopladas a las entradas del oscilador local y dispuestas para ser activadas por las señales del oscilador local con un ciclo de trabajo del o aproximadamente del veinticinco por ciento; y en los que, las salidas de los cuatro transistores de transconductancia están combinadas para generar una señal modulada de un solo extremo.

20 7. El circuito de modulación de la reivindicación 5 ó 6, en el que las señales de información de banda de base comprenden diferentes pares de señales de información de banda de base en fase y en cuadratura; y las señales del oscilador local comprenden pares diferenciales de señales de oscilador local en fase y de fase en cuadratura.

25 8. Un dispositivo de comunicación inalámbrico que incluye el circuito de modulación de la reivindicación 5 ó 6.

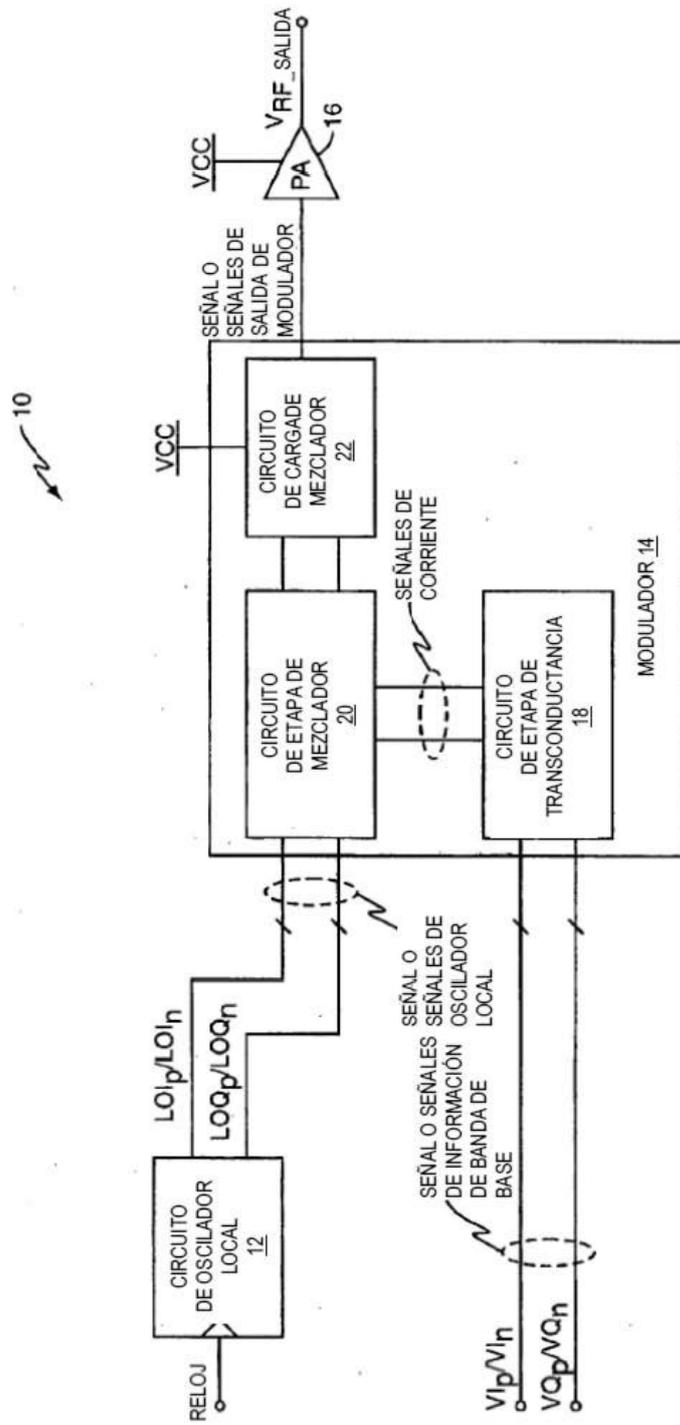


FIG. 1

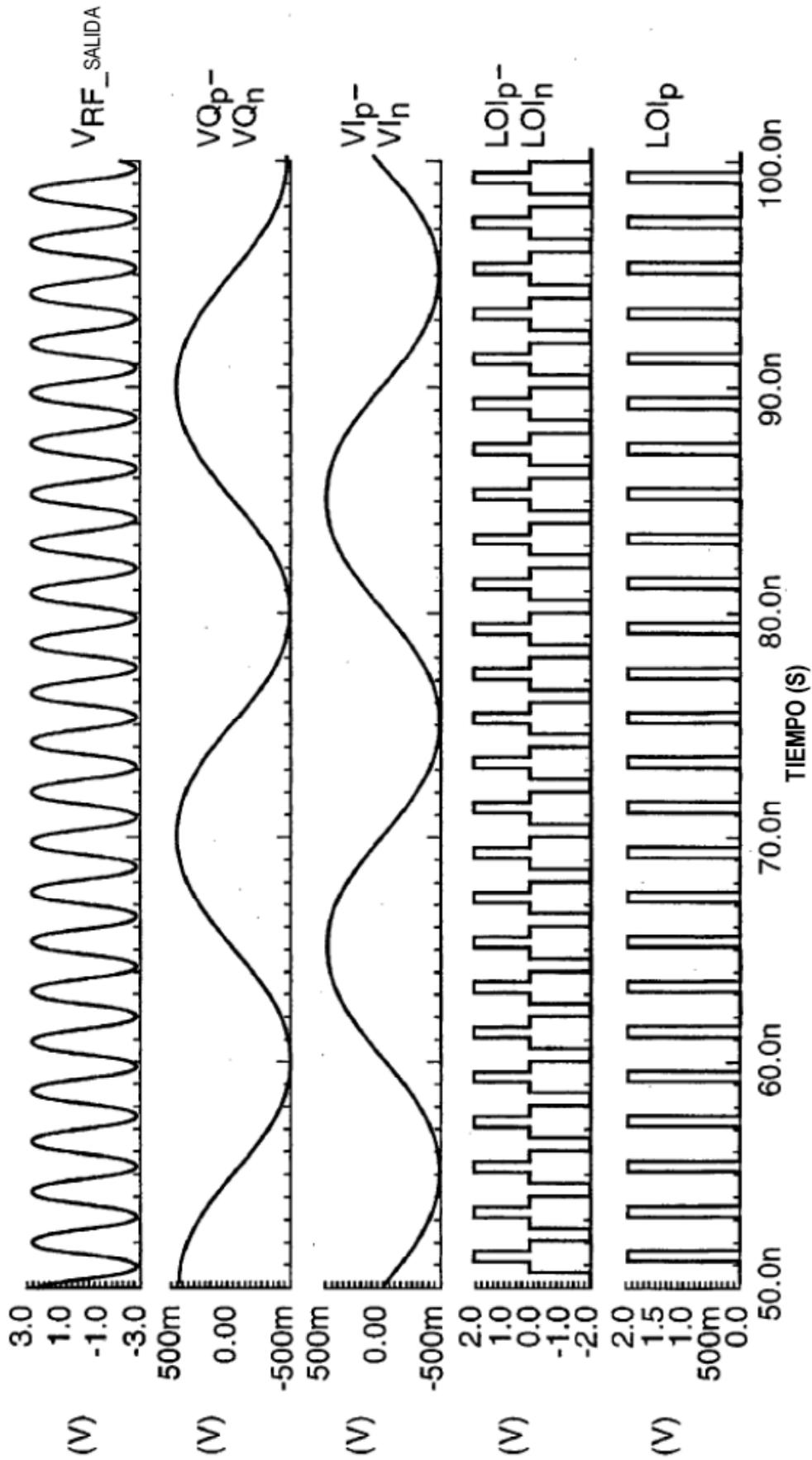


FIG. 3

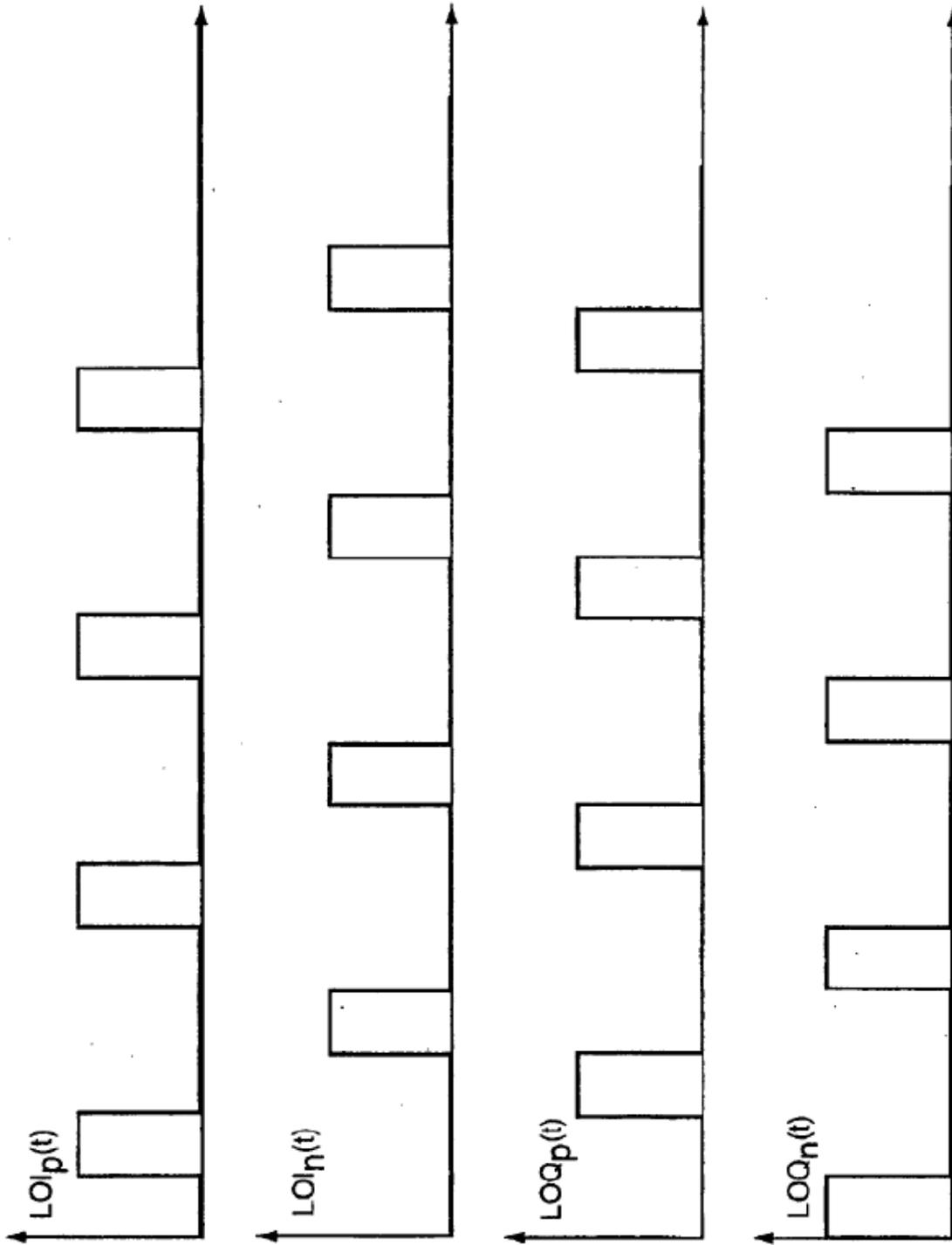


FIG. 4

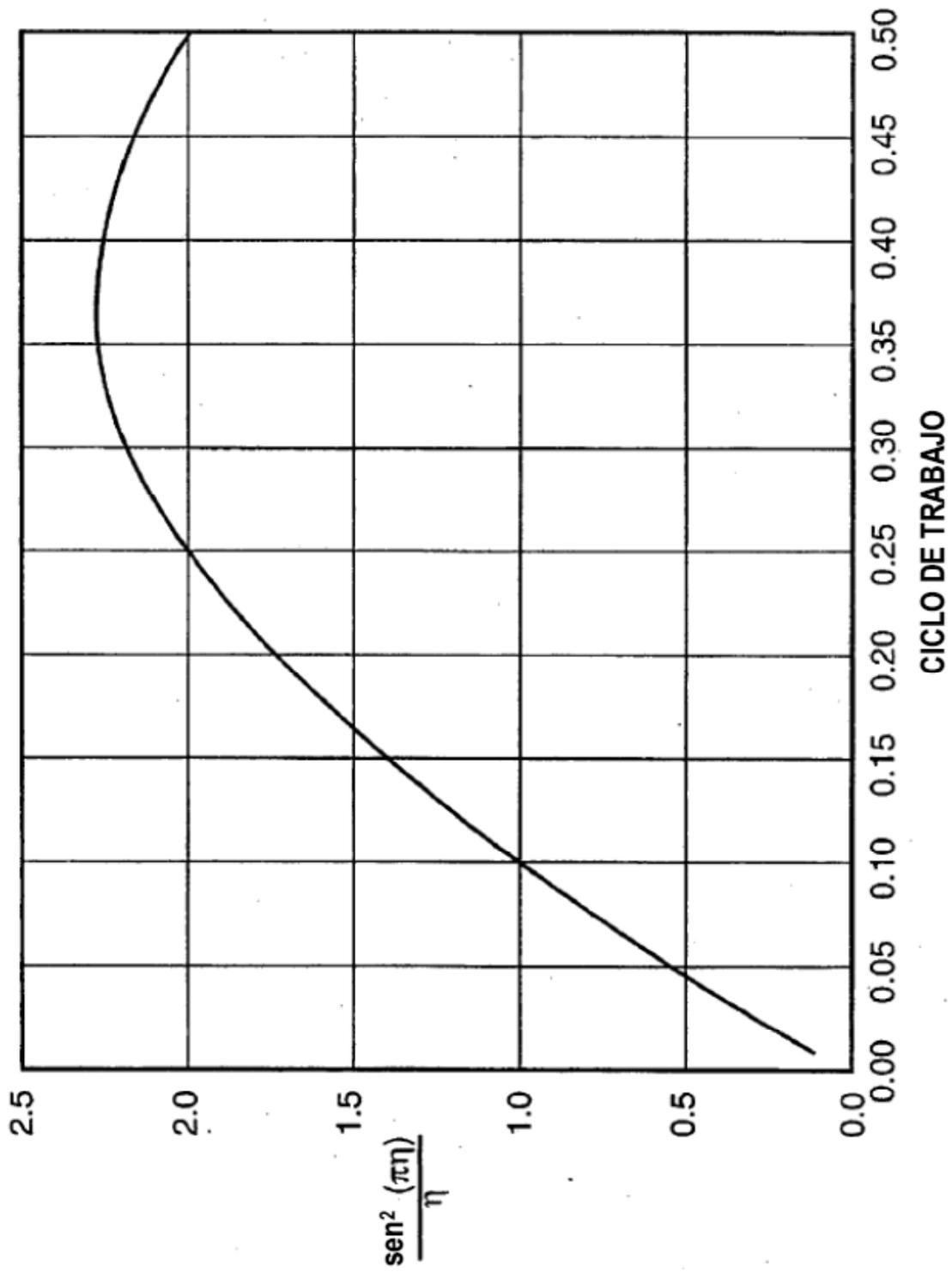


FIG. 5

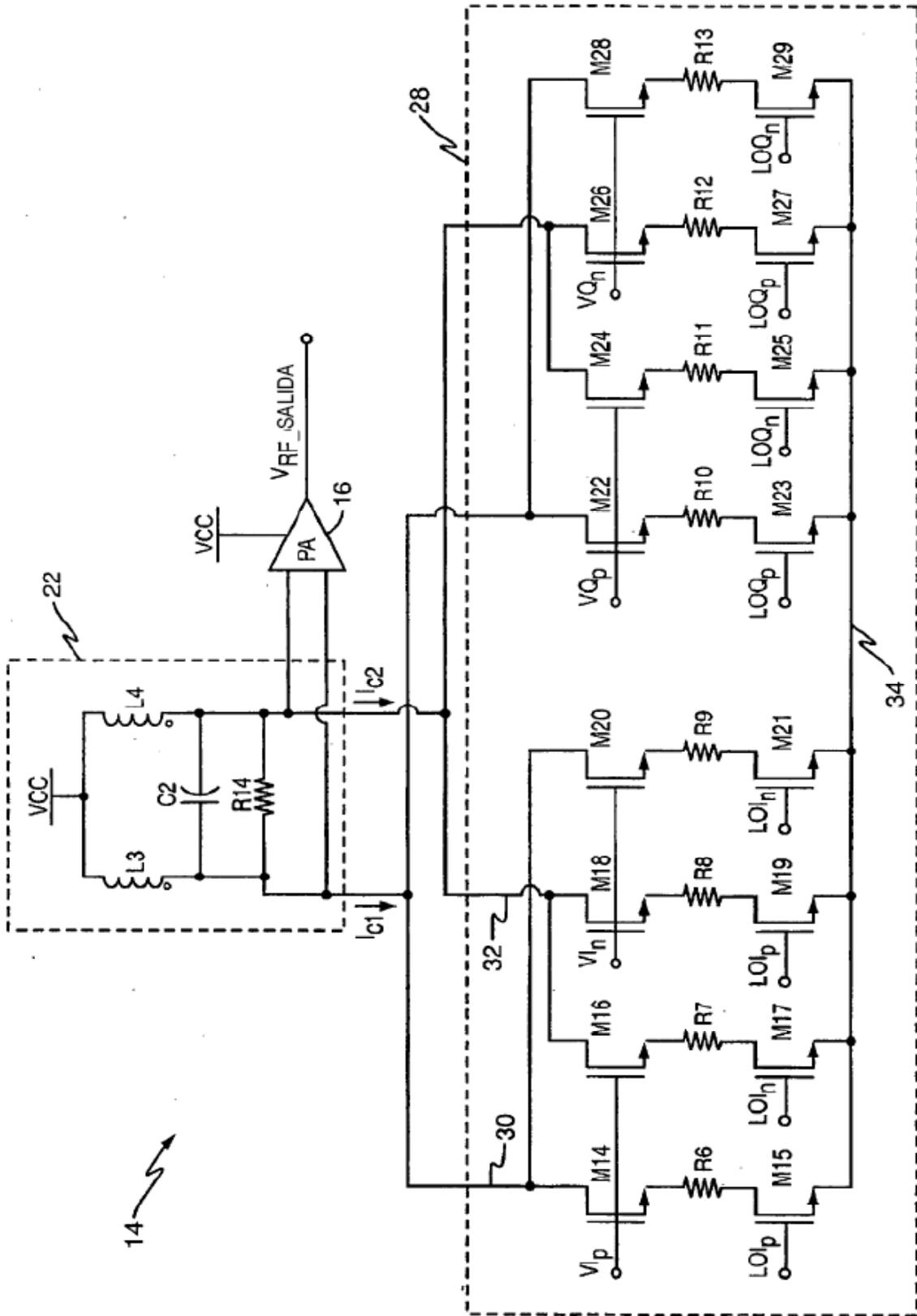


FIG. 6

14

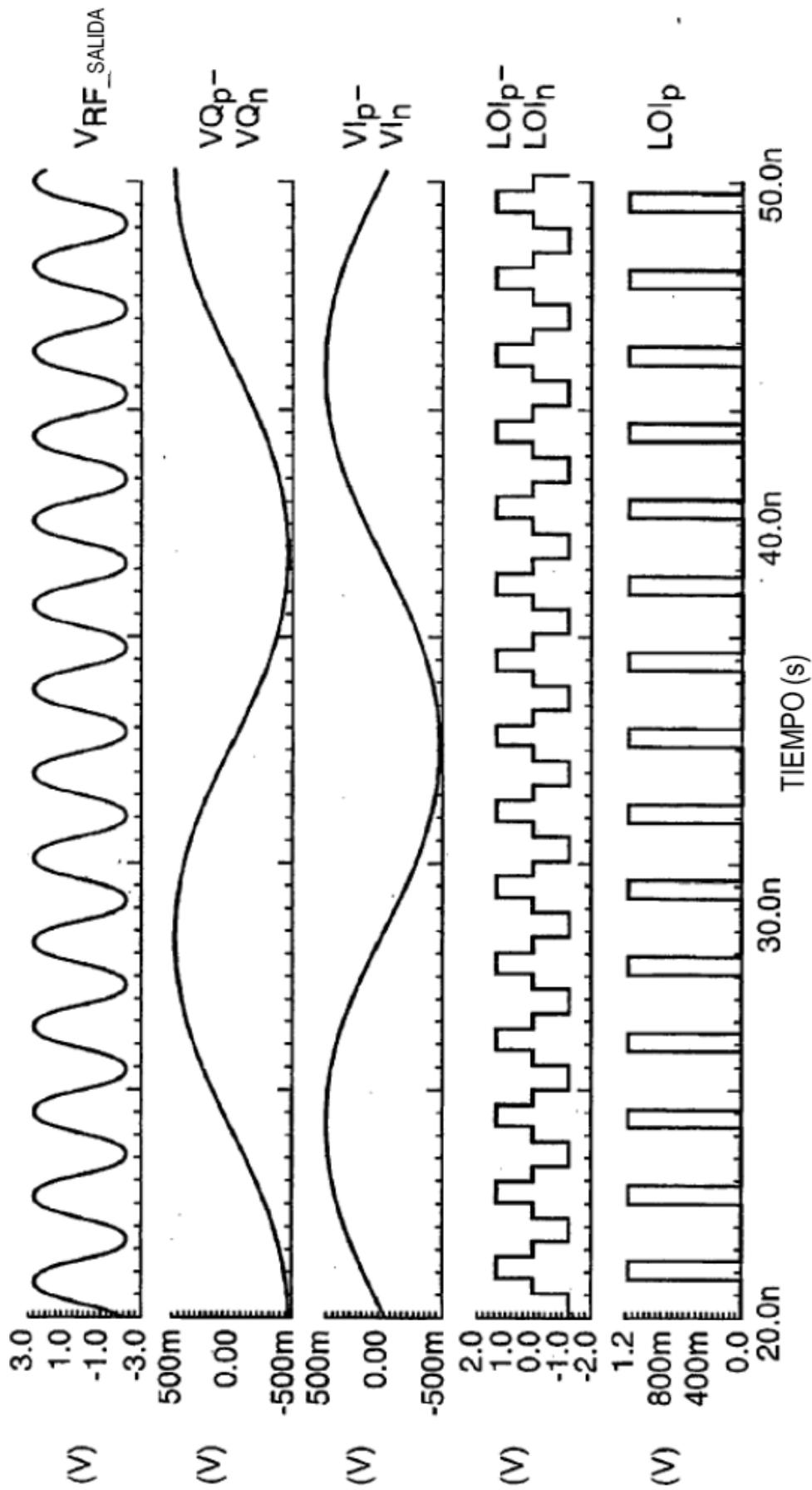


FIG. 7

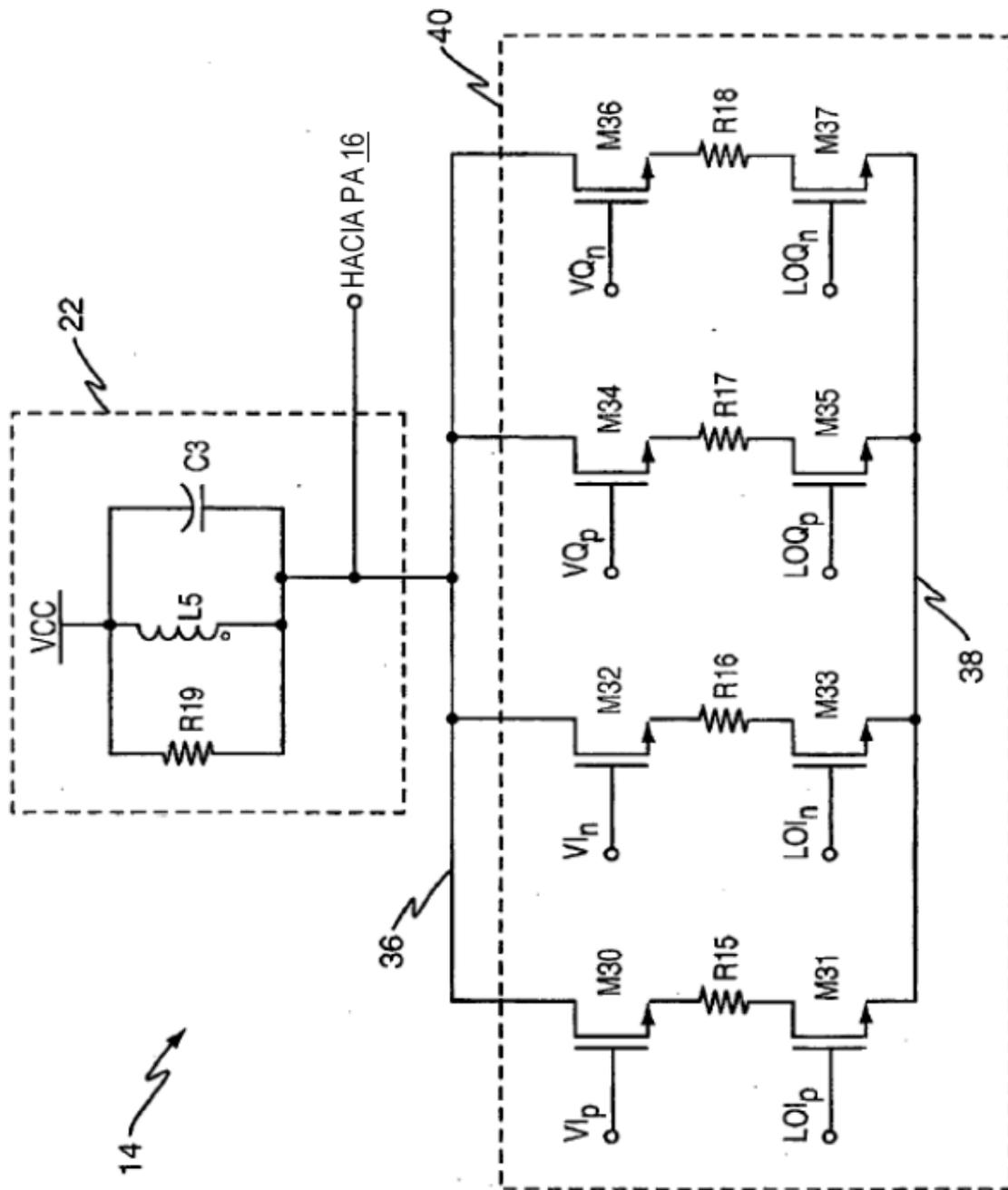


FIG. 8

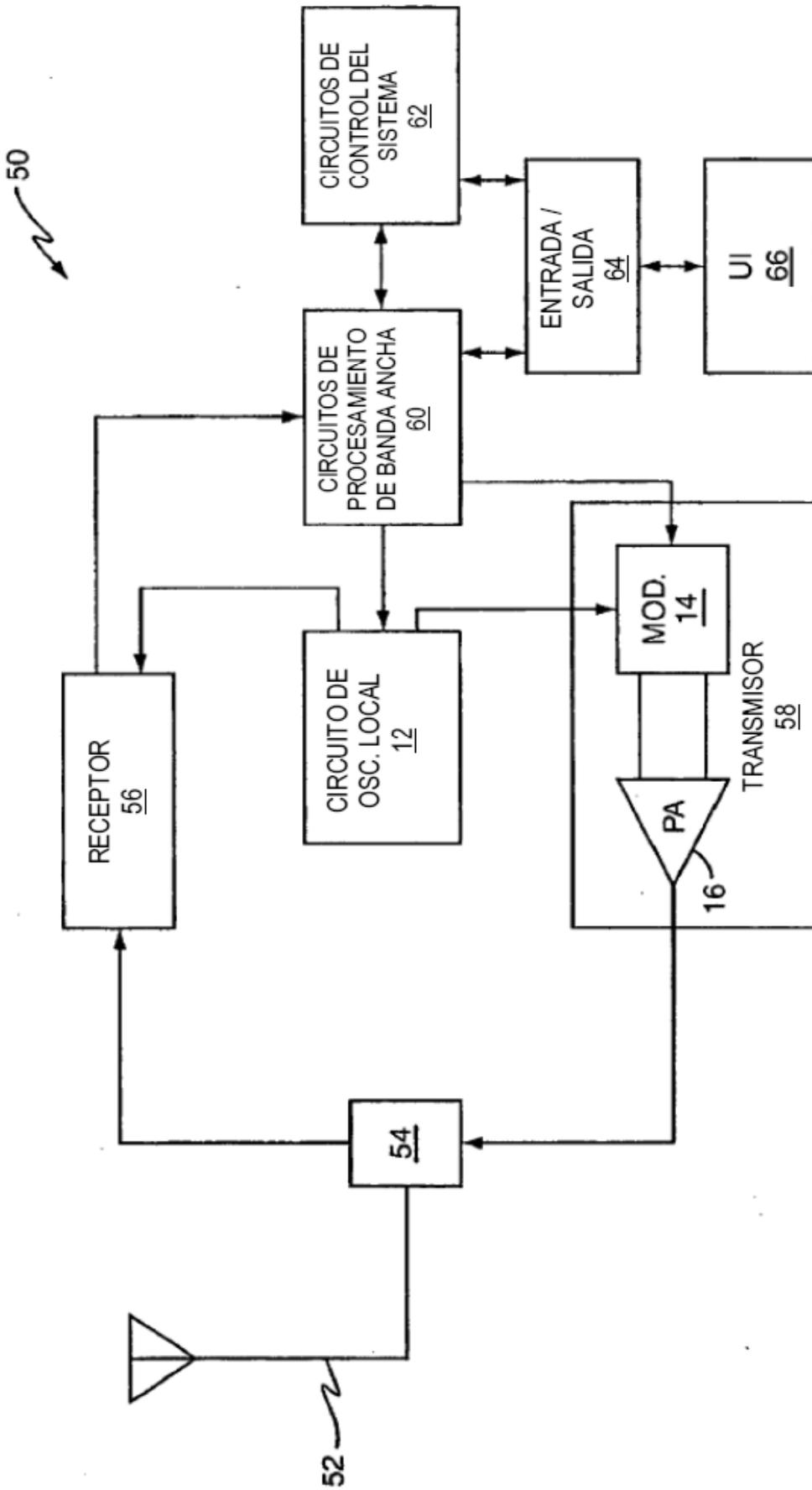


FIG. 9