

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 631 505**

51 Int. Cl.:

**G01R 21/10** (2006.01)

**G01R 19/04** (2006.01)

**H04B 17/327** (2015.01)

**G01R 17/16** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **17.08.2009 PCT/EP2009/060620**

87 Fecha y número de publicación internacional: **25.02.2010 WO10020614**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **17.08.2009 E 09781909 (8)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **19.04.2017 EP 2313789**

54 Título: **Detección del valor cuadrático medio verdadero con un circuito puente de transistores por debajo del umbral**

30 Prioridad:  
**18.08.2008 US 193230**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**31.08.2017**

73 Titular/es:  
**TELEFONAKTIEBOLAGET LM ERICSSON (PUBL)**  
**(100.0%)**  
**164 83 Stockholm, SE**

72 Inventor/es:  
**ARNBORG, TORHEL**

74 Agente/Representante:  
**ELZABURU, S.L.P**

ES 2 631 505 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

Detección del valor cuadrático medio verdadero con un circuito puente de transistores por debajo del umbral

- 5 La presente invención se refiere en general a detectores de potencia, y más particularmente se refiere a la detección del nivel de potencia o del nivel del valor cuadrático medio verdadero de una señal de radio frecuencia (RF).

## ANTECEDENTES

10 Los detectores de radiofrecuencia, que incluyen dispositivos que pueden detectar el nivel de tensión, el nivel de corriente o el nivel de potencia de una señal de radiofrecuencia (RF), se utilizan en aplicaciones de radio para diversos fines. Por ejemplo, un detector de RF puede ser utilizado para medir la potencia de salida de un amplificador de potencia de transmisor, o para estimar la intensidad de señal de una señal recibida. Un detector de la envolvente simple puede comprender tan sólo un diodo y un condensador, o un rectificador de puente de cuatro diodos. Un diodo utilizado para aplicaciones de detección de potencia es habitualmente un diodo de unión (tal como un diodo Schottky), fabricado con tecnología de proceso CMOS estándar. Estos diodos de unión presentan grandes caídas de tensión directa y parámetros de funcionamiento mal controlados, que limitan el margen dinámico y la precisión de los detectores basados en diodos.

20 Los detectores de RF se pueden fabricar asimismo explotando la característica cuadrática de funcionamiento de un transistor, tal como un MOSFET. Un enfoque explota la relación cuadrática entre la tensión de entrada y la corriente de salida de un único FET ligeramente saturado, seguido por un filtro de paso bajo. El documento US 3 321 707 A da a conocer una disposición para compensar errores atribuibles a corriente a través de un circuito de tensión de un vatímetro. El circuito de US 3 321 707 A comprende un par de puentes de diodos compuestos de rectificadores de diodos emparejados, seleccionados para proporcionar una relación sustancialmente de ley cuadrática entre las tensiones suministradas a través de las entradas y sus correspondientes corrientes de salida. Los detectores de potencia basados en amplificadores ligeramente saturados tienen un margen dinámico más amplio que un simple detector basado en diodos, pero consumen más superficie. Estos detectores de potencia tienen asimismo un límite de frecuencia superior relativamente bajo.

30 Otro enfoque bien conocido es utilizar un par asimétrico de transistores como detector de señal de rectificación. Los detectores de potencia de pares asimétricos son menos sensibles a la temperatura que los diseños de un solo diodo o de un solo transistor, pero tienen una tensión de equilibrio de CC incorporada fundamental que limita el margen dinámico. Para mejorar el margen dinámico, los circuitos de indicador de intensidad de señal recibida (RSSI, received-signal-strength indicator) utilizan a menudo pares de transistores asimétricos acoplados a una serie de amplificadores limitadores. Otros circuitos extienden el margen dinámico de un detector utilizando un amplificador de ganancia variable, con bucles de retroalimentación, para amplificar la señal de RF de tal modo que caiga dentro del margen dinámico limitado del detector. Por supuesto, cualquiera de estos enfoques para mejorar el margen dinámico requiere circuitos más grandes y más complicados, y una atención más exigente para diseñar los detalles, especialmente cuando la frecuencia de funcionamiento deseada se aproxima a la frecuencia de corte de la tecnología de semiconductores disponible.

45 Los circuitos detectores de rectificador de corriente o rectificador de tensión simples están seguidos generalmente por un filtro, para proporcionar una salida de CC suave (o de baja frecuencia). La salida de un filtro de este tipo es proporcional al valor medio de la señal de entrada de CA. Para formas de onda de perfil conocido, tal como una onda sinusoidal, esta salida proporciona toda la información que se necesita, dado que la relación entre el valor medio y otros parámetros, tales como el valor máximo o el valor cuadrático medio (RMS), es conocida. Sin embargo, en algunas aplicaciones se puede desear una medición directa de la potencia RMS, incluso para formas de onda complejas en las que la relación entre el nivel medio y el nivel RMS es desconocida. Algunos circuitos detectores de potencia que dependen de la característica cuadrática de un transistor permiten detección RMS. Por ejemplo, el detector de par asimétrico discutido anteriormente lleva a cabo de manera efectiva una operación de elevar al cuadrado, en base a una tensión de entrada detectada, junto con una operación de rectificación, proporcionando de ese modo una salida proporcional a la potencia de la señal de entrada. El valor RMS se puede obtener tomando la raíz cuadrada de la potencia media. Los detectores que proporcionan una salida proporcional al nivel RMS de la señal de entrada son conocidos como detectores de RMS verdadero.

## SUMARIO

55 Un circuito puente de transistores por debajo del umbral, que puede ser utilizado en un circuito detector de RMS verdadero de intervalo extendido, comprende cuatro ramas, comprendiendo cada rama un transistor configurado para funcionar en la región por debajo del umbral sobre un intervalo predeterminado de niveles de señal de entrada. En algunas realizaciones, los transistores tienen una tensión umbral baja o despreciable, y la puerta del transistor está acoplada en CC a la puerta del transistor en la rama opuesta. En otras realizaciones, los transistores son polarizados activamente para funcionar en un punto de funcionamiento deseado en la zona por debajo del umbral para el intervalo deseado de niveles de señal de entrada, y la puerta de cada transistor está acoplada en CA a la puerta del transistor de la rama opuesta. En cada una de estas realizaciones, una señal de radiofrecuencia de entrada aplicada a un primer par de esquinas enfrentadas del circuito puente proporciona una señal de salida del

puente al par restante de esquinas enfrentadas que tiene un componente de baja frecuencia sustancialmente proporcional al cuadrado de la amplitud de la envolvente de la señal de radiofrecuencia de entrada.

En algunas realizaciones, un circuito detector que incluye un circuito puente de transistores por debajo del umbral comprende además un circuito convertidor de CC en radiofrecuencia, configurado para convertir la señal de salida del puente en una segunda señal de radiofrecuencia que tiene una amplitud proporcional al nivel de señal de salida del puente y un amplificador de radiofrecuencia sustancialmente lineal configurado para amplificar la segunda señal de radiofrecuencia con una ganancia predeterminada. Estas realizaciones comprenden además un circuito rectificador configurado para convertir la segunda señal de radiofrecuencia amplificada en una señal detectada de baja frecuencia, proporcional a la envolvente de la segunda señal de radiofrecuencia amplificada.

En varias de estas realizaciones, el circuito convertidor de CC a radiofrecuencia comprende un circuito mezclador de frecuencias configurado para mezclar la señal de salida del puente con una señal de oscilador local con el fin de obtener la segunda señal de radiofrecuencia, teniendo la señal de oscilador local una frecuencia central que es diferente de la frecuencia central de la señal de radiofrecuencia de entrada. Otras realizaciones incluyen un amplificador imitador configurado para amplificar la señal de radiofrecuencia de entrada con el fin de obtener una señal de radiofrecuencia limitada en amplitud, y el circuito convertidor de CC en radiofrecuencia comprende un circuito mezclador de radiofrecuencias configurado para mezclar la señal de salida del puente con la señal de radiofrecuencia limitada en amplitud con el fin de obtener la segunda señal de radiofrecuencia. Algunas realizaciones de un circuito detector que incluye un circuito puente de transistores por debajo del umbral incluyen además un convertidor analógico a digital configurado para convertir la señal detectada de baja frecuencia en una señal de nivel de potencia muestreada, y un circuito de procesamiento digital configurado para calcular la raíz cuadrada de la señal de nivel de potencia muestreada con el fin de obtener una señal de valor cuadrático medio verdadero muestreada.

Se dan a conocer asimismo diversos procedimientos, que corresponden en general a los circuitos dados a conocer en la presente memoria. En una realización a modo de ejemplo, un procedimiento de detección del nivel de señal de una señal de radiofrecuencia comprende aplicar una señal de radiofrecuencia de entrada a un primer par de esquinas enfrentadas de un circuito puente de transistores por debajo del umbral, comprendiendo cada una de las cuatro ramas un transistor configurado para funcionar en la región por debajo del umbral sobre un intervalo predeterminado de niveles de señal de entrada. El procedimiento comprende además detectar un nivel de señal para la señal de radiofrecuencia de entrada en base a la señal de salida del puente tomada en el par restante de esquinas enfrentadas del circuito puente, teniendo la señal de salida del puente un componente de baja frecuencia sustancialmente proporcional al cuadrado de la amplitud de la envolvente de la señal de radiofrecuencia de entrada.

Por supuesto, la presente invención no se limita a las características y ventajas anteriores. Los expertos en la materia reconocerán características y ventajas adicionales tras la lectura de la siguiente descripción detallada, y tras la revisión de los dibujos adjuntos.

#### BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

La figura 1 es un diagrama esquemático de un circuito detector que comprende un circuito puente de transistores por debajo del umbral, según algunas realizaciones de la invención.

La figura 2 es un diagrama esquemático que muestra otra realización de un circuito puente de transistores por debajo del umbral.

La figura 3 es un diagrama de bloques de un circuito detector de potencia a modo de ejemplo.

La figura 4 es un diagrama de bloques que muestra una realización de un circuito detector del RMS verdadero, según algunas realizaciones de la invención.

La figura 5 es un diagrama esquemático que muestra una realización a modo de ejemplo de un circuito convertidor de CC a RF.

La figura 6 es un diagrama esquemático que muestra un circuito rectificador de RF a modo de ejemplo.

La figura 7 es un diagrama de flujo de proceso que muestra un procedimiento a modo de ejemplo para detectar el nivel de señal de una señal de radiofrecuencia.

La figura 8 muestra flujos de corriente en un modelo de un circuito puente de transistores por debajo del umbral.

#### Descripción detallada

La figura 1 es un diagrama esquemático de un circuito puente 100 de transistores por debajo del umbral, según algunas realizaciones de la presente invención. El circuito puente 100 comprende cuatro ramas, comprendiendo cada rama un transistor configurado para funcionar en la región por debajo del umbral sobre un intervalo predeterminado de niveles de señal de entrada. La puerta de cada transistor T101 a T104 está acoplada por CC a la puerta del transistor de la rama opuesta. Por lo tanto, la puerta G101 está acoplada a G104, y la puerta G102 está acoplada a G103. Tal como se explicará en mayor detalle a continuación, una señal de radiofrecuencia (RF) de entrada aplicada a un primer par de esquinas enfrentadas del circuito puente 100, en los terminales  $V_{ENTRADA+}$  y  $V_{ENTRADA-}$ , produce una señal de salida del puente en el par restante de esquinas enfrentadas, que tiene un componente de baja frecuencia sustancialmente proporcional al cuadrado de la amplitud de la envolvente de la señal de RF de entrada.

Los expertos en el diseño de circuitos de radiofrecuencia reconocerán que el circuito puente de transistores por debajo del umbral tiene una topología que es algo similar a la de un mezclador pasivo, pero sin pares complementarios. Sin embargo, el principio de funcionamiento de este circuito, tal como se describirá en detalle a continuación, es muy diferente. El circuito puente de transistores por debajo del umbral rectifica de manera efectiva una señal de radiofrecuencia (RF) de entrada y genera una señal de CC de salida variable en el tiempo, que es proporcional al cuadrado de la señal de entrada. ("Señal de CC" tal como se utiliza en este contexto, significa simplemente una señal de baja frecuencia que sigue el nivel de la señal de RF de entrada. Por lo tanto, en este contexto, "CC" incluye señales de casi CC, y no indica que la señal sea absolutamente constante y no variable.) Por lo tanto, se lleva a cabo la parte más difícil de las operaciones necesarias para obtener un valor RMS para la señal de RF de entrada, es decir:

$$U_{RMS}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt \quad (1)$$

Cuando la tensión de entrada aplicada entre los terminales  $V_{ENTRADA+}$  y  $V_{ENTRADA-}$  del circuito puente de transistores por debajo del umbral de la figura 1 es positiva, los transistores de efecto campo T101 y T104 conducen, y fluye una corriente a través de la salida del puente, por medio de la carga a Z100. Cuando la tensión de entrada cambia de signo, los transistores T102 y T103 se activan. Por lo tanto, existe un proceso de rectificación en el que la carga Z100 recibe corriente en respuesta a la señal de radiofrecuencia de entrada, de tal modo que el flujo de corriente a través de la carga del circuito es unidireccional. Cuando el circuito de la figura 1 se utiliza como un circuito detector, los transistores T101-104 funcionan en la región por debajo del umbral sobre un intervalo predeterminado de niveles de señal de entrada, teniendo como resultado una corriente de salida que es proporcional al cuadrado de la amplitud de la envolvente de la señal de RF de entrada aplicada a  $V_{ENTRADA+}$  y  $V_{ENTRADA-}$ .

En algunas realizaciones, obtener una respuesta de corriente adecuada desde el circuito puente por debajo del umbral sobre un intervalo esperado de niveles de señal de entrada se puede garantizar utilizando transistores de tensión de umbral baja o cero, que están disponibles en muchos procesos CMOS modernos. Se muestra una solución alternativa en el circuito de la figura 2, donde cada transistor del circuito puente 200 de transistores por debajo del umbral está polarizado activamente, utilizando resistencias R201-R208. En el circuito de la figura 1, la puerta de cada transistor está acoplada en CC a la puerta del transistor de la rama opuesta del puente. En el circuito de la figura 2, la puerta de cada transistor está acoplada en CA a la puerta del transistor en la rama opuesta del puente, por medio de condensadores de acoplamiento C201-208.

El enfoque de polarización mostrado en la figura 2 hace posible utilizar transistores con tensiones umbral estándar, optimizando al mismo tiempo la extensión del funcionamiento por debajo del umbral que se desee. Los expertos en la materia apreciarán que se pueden utilizar diversas configuraciones de polarización para polarizar los transistores de un puente de transistores por debajo del umbral a un punto de funcionamiento deseado por debajo del umbral; por lo tanto, el circuito representado en la figura 2 está destinado a ser tan solo ilustrativo, y no limitativo. Además, aunque los diagramas esquemáticos de la figura 1 y la figura 2 muestran MOSFET de canal n en modo mejorado, los expertos en la materia apreciarán que se pueden montar circuitos similares, con funcionamiento equivalente, utilizando transistores de tipos diferentes.

En cualquier caso, en el circuito de la figura 2, los transistores T101 y T103, así como T102 y T104, conducirán simultáneamente. Sin embargo, la corriente a través de la carga Z200 sigue siendo unidireccional, con un componente de baja frecuencia (es decir, próximo a CC) que es sustancialmente proporcional al cuadrado de la amplitud de la envolvente de la señal de radiofrecuencia de entrada. Esto se puede entender mediante el análisis del circuito de la figura 8, que, explotando la simetría de los circuitos de las figuras 1 y 2, modeliza las corrientes del circuito puente de transistores por debajo del umbral.

En general, la corriente por debajo del umbral de un transistor de efecto campo MOS se puede describir mediante

$$I_{DS} = I_0 \left[ 1 - \exp\left(\frac{V_{DS}}{V_{t\acute{e}rmica}}\right) \right] \cdot \exp\left(\frac{V_{GS} - V_T}{\eta V_{t\acute{e}rmica}}\right) \quad (2)$$

donde  $I_0$  es la corriente por debajo del umbral a  $V_{GS} = V_T$ ,  $V_{t\acute{e}rmica}$  es la tensión térmica,  $\eta$  es el factor de pendiente por debajo del umbral (en relación inversa con la oscilación por debajo del umbral) y  $V_T$  es la tensión umbral del transistor. La dependencia de la tensión del drenaje de la ecuación (2), que se puede obtener a partir de física básica de semiconductores, refleja un tipo de corriente de difusión que se origina en una acción bipolar en el transistor MOS, y es consistente con modelos de simulación verificados experimentalmente para procesos de semiconductor utilizados actualmente.

Las corrientes por debajo del umbral en el puente de transistores se pueden modelizar tal como se muestra en la figura 8, donde se puede mostrar que la corriente a través de T801 es:

$$I_1 = I_0 \left[ 1 - \exp\left(\frac{V_{ENTRADA}}{2V_{t\acute{e}rmica}}\right) \right] \cdot \exp\left(\frac{\frac{1}{2}V_{ENTRADA} - V_T}{\eta V_{t\acute{e}rmica}}\right), \quad (3)$$

donde  $V_{ENTRADA}$  es la amplitud de la tensión de entrada entre  $V_{ENTRADA+}$  y  $V_{ENTRADA-}$ . De manera similar, se puede demostrar que la corriente a través de T802 es

$$I_2 = I_0 \left[ 1 - \exp\left(\frac{V_{ENTRADA}}{2V_{t\acute{e}rmica}}\right) \right] \cdot \exp\left(\frac{-V_T}{\eta V_{t\acute{e}rmica}}\right) \quad (4)$$

Suponiendo que la tensión de entrada es menor que la tensión térmica, las corrientes se pueden expandir utilizando una serie de Taylor, y la corriente total a través de la carga Z800 se puede expresar como:

$$I_{SALIDA} = I_2 - I_1 = I_0 \cdot \exp\left(\frac{-V_T}{\eta V_{t\acute{e}rmica}}\right) \cdot \frac{V_{ENTRADA}^2}{4V_T V_{t\acute{e}rmica}} \quad (5)$$

Los expertos en la materia apreciarán que existe una diferencia significativa entre esta corriente, que se representa en la ecuación (5), y la corriente que surge de la no linealidad en un solo dispositivo semiconductor, tal como un solo diodo o transistor. Tal como se puede ver a partir del análisis anterior, la operación de resta entre las corrientes en T801 y T802 cancela los términos constantes y lineales, eliminando por lo tanto las tensiones de equilibrio que surgen en otros detectores en base a no linealidades cuadráticas. Esto tiene como resultado que la región útil de funcionamiento para el circuito puente de transistores por debajo del umbral es considerablemente mayor que para detectores cuadráticos convencionales.

Los expertos en la materia apreciarán asimismo que la señal de salida del puente discutida anteriormente es muy pequeña, debido al funcionamiento por debajo del umbral de los transistores del puente. En algunas realizaciones de la invención, la señal se amplifica por lo tanto hasta niveles útiles convirtiendo la señal de salida del puente de baja frecuencia de nuevo en una señal de RF, y amplificando a continuación la nueva señal de RF utilizando amplificadores acoplados en CA. Este enfoque evita problemas de polarización de CC que podrían surgir de amplificar directamente la señal de salida del puente de CC.

En la figura 3 se proporciona un diagrama de bloques que muestra este enfoque general. Un circuito puente 300 de transistores por debajo del umbral, que puede ser cualquiera de los circuitos mostrados en las figuras 1 ó 2, o equivalentes de los mismos, está seguido por un circuito convertidor de CC a RF 310, que convierte la señal de salida del puente desde una señal de baja frecuencia (casi CC) a una segunda señal de RF, que tiene una amplitud proporcional al nivel de señal de salida del puente. La salida de la segunda señal de RF desde el convertidor de CC a RF 310 es amplificada por el amplificador 320, que es un amplificador de RF lineal convencional. La ganancia del amplificador 320 se selecciona para amplificar la señal de salida del puente procedente del puente 300 a un nivel más adecuado para la detección convencional mediante el circuito rectificador de RF 330, que convierte la salida de señal amplificada procedente del amplificador 320 en una señal de baja frecuencia (casi CC) que es proporcional a la envolvente de la segunda señal de radiofrecuencia amplificada. Por consiguiente, la ganancia y la configuración precisas del amplificador 320 dependen del intervalo previsto para la señal de salida del puente, dado un intervalo de funcionamiento de entrada deseado. En algunos casos, puede ser necesaria más de una etapa de ganancia en el amplificador 320 para conseguir la ganancia deseada.

Tal como se discutirá en mayor detalle a continuación, el convertidor de CC a RF 310 en el circuito detector de la figura 3 puede comprender un circuito mezclador configurado de tal modo que la señal de salida del puente de CC (o casi CC) se mezcle con una señal del oscilador local (LO, local oscillator) a una segunda radiofrecuencia para obtener una salida de RF, también a la segunda radiofrecuencia. En esta configuración, el nivel de la salida de RF está determinado por el nivel de señal de salida del puente. En la configuración de la figura 3, la señal de LO se genera a partir de la señal de RF de entrada, aplicando la señal de RF de entrada a un amplificador limitador 340. La salida del amplificador limitador 340 está limitada en tensión, de tal modo que la amplitud de salida no varía apreciablemente sobre el intervalo previsto de niveles de señal de RF de entrada. Esto garantiza que el nivel de salida del convertidor 310 de CC a RF depende directamente del nivel de señal de salida del puente, y no está afectado por variaciones en el nivel de señal de LO.

La misma señal limitada en amplitud se utiliza asimismo en la figura 3 para proporcionar una entrada de conmutación al rectificador de RF 330. En la figura 6 se da a conocer una realización a modo de ejemplo de un circuito rectificador 330, y se discute a continuación.

5 Un enfoque alternativo para accionar un convertidor 310 de CC a RF y un circuito rectificador de RF 330 se muestra en la figura 4. En esta configuración del circuito detector, la señal de LO que acciona el convertidor 310 de CC a RF y el rectificador 330 es proporcionada por el circuito de oscilador local 410 que puede comprender, por ejemplo, un oscilador en anillo convencional u otra fuente de señal de radiofrecuencia. Una ventaja de esta configuración es que la frecuencia de la segunda señal de radiofrecuencia,  $f_2$ , se puede seleccionar para que sea diferente de la frecuencia de la señal de RF de entrada. En algunas realizaciones,  $f_2$  puede ser considerablemente menor que las frecuencias de señal de entrada, simplificando potencialmente el diseño del convertidor 310 de CC a RF, del amplificador lineal 320 y/o del rectificador de RF 330.

15 La figura 4 muestra dos etapas adicionales que se pueden incluir en circuitos detectores, según algunas realizaciones de la presente invención. En particular, el rectificador de RF 330 está seguido por un convertidor analógico a digital (A/D) 420, que convierte la salida de baja frecuencia del rectificador de RF 330 en una señal digital muestreada. Dada la operación de elevar al cuadrado del puente de transistores por debajo del umbral 300, la salida del A/D 420 es en la práctica una señal de nivel de potencia muestreada, proporcional al nivel de potencia de la señal de RF de entrada. Esta señal de nivel de potencia muestreada es convertida en un valor RMS "verdadero" utilizando un circuito de raíz cuadrada 430, que puede comprender una tabla de consulta accesible para un multiprocesador programado adecuadamente, u otros medios convencionales para calcular un valor de raíz cuadrada.

25 La figura 5 proporciona un esquema a modo de ejemplo para un convertidor 310 de CC a RF, según algunas realizaciones. Sin embargo, los expertos en la materia apreciarán que pueden ser utilizados otros circuitos para convertir una corriente de entrada de bajo nivel, baja frecuencia, en una señal de RF que tenga una amplitud proporcional al nivel de señal de entrada.

30 El convertidor 310 de CC a RF mostrado en la figura 5 comprende cuatro pares complementarios de transistores, T501-T504 y T501C-T504C, dispuestos en una topología de mezclador pasivo. Tal como se ha indicado anteriormente, se puede generar una señal de RF saturada a partir de la señal de entrada de RF original, y utilizarse como señal de conmutación en el convertidor, para convertir la señal de salida del puente en una señal de RF a través de la carga Z500. En la figura 5, la señal de conmutación está designada como  $RF_{LIMITADA}$ . Alternativamente, se puede generar una señal de oscilador local distinta a otra frecuencia (a menudo inferior), utilizando un simple oscilador en anillo. La elección de la frecuencia es generalmente un compromiso entre la velocidad de la tecnología y el tamaño de los condensadores de acoplamiento de CA.

40 La figura 6 da a conocer un esquema a modo de ejemplo para un circuito rectificador de RF 330, según algunas realizaciones. De nuevo, los expertos en la materia apreciarán que se pueden utilizar algunos otros circuitos, en este caso para convertir una señal de RF en una señal de salida de CC (o de variación lenta) con una amplitud proporcional al nivel de señal de RF.

45 El circuito rectificador de RF 330 a modo de ejemplo, mostrado en la figura 6, comprende asimismo cuatro pares complementarios de transistores, T601-T604 y T601C-T604C, una vez más dispuestos en una topología de mezclador pasivo. La señal de conmutación, aplicada a las puertas de los pares de transistores complementarios, es la misma señal utilizada en el convertidor 310 de CC a RF, en este caso designada  $RF_{LIMITADA}$ . En los circuitos detectores mostrados en la figura 3 y la figura 4, la señal de conmutación es la misma señal aplicada al convertidor 310 de CC a RF, aunque en algunas realizaciones puede ser utilizada una señal diferente, preferentemente a la misma frecuencia que la señal utilizada para accionar el convertidor 310 de CC a RF.

50 Teniendo presentes los anteriores circuitos a modo de ejemplo y sus variantes, en el diagrama de flujo de proceso de la figura 7 se muestra un procedimiento general de detección del nivel de señal de una señal de radiofrecuencia. El flujo de proceso se inicia en el bloque 710, con la aplicación de una señal de RF de entrada a un primer par de esquinas enfrentadas de un circuito puente de transistores por debajo del umbral. Tal como se ha discutido anteriormente en el contexto de las figuras 1 y 2, cada una de las cuatro ramas del circuito puente por debajo del umbral comprende un transistor configurado para funcionar en la región por debajo del umbral, sobre un intervalo predeterminado de niveles de señal de entrada. Como resultado, la señal de salida del puente en el par restante de las esquinas enfrentadas del puente tiene un componente de baja frecuencia que es sustancialmente proporcional al cuadrado de la amplitud de la envolvente de la señal de radiofrecuencia de entrada. En otras palabras, la salida de señal del puente está dominada por un componente de amplitud al cuadrado -cualquier dependencia lineal o de polarización de CC sobre el nivel de señal de radiofrecuencia de entrada se elimina sustancialmente.

65 Tal como se ha discutido anteriormente, la señal de salida del puente es relativamente débil, debido a que los transistores del circuito puente se hacen funcionar en modo por debajo del umbral. Por consiguiente, la salida del puente es convertida en una segunda señal de RF, tal como se muestra en el bloque 720, de tal modo que puede ser amplificada a un nivel más adecuado para detección lineal. Esta amplificación, realizada utilizando un

- amplificador de radiofrecuencia sustancialmente lineal, se muestra en el bloque 730. Tal como se ha comentado anteriormente con respecto a las figuras 3 y 4, se pueden utilizar diversos circuitos para convertir la señal de salida del puente en una señal de RF. En algunas realizaciones, esta conversión se lleva a cabo con un circuito mezclador, accionado mediante una señal de conmutación generada amplificando la señal de RF de entrada con un
- 5 amplificador limitador, para obtener una radiofrecuencia limitada en amplitud. Esta señal de conmutación, que generalmente es insensible a variaciones de amplitud en el nivel de señal de entrada de RF, se mezcla con la señal de salida del puente para obtener la segunda señal de RF para amplificación.
- 10 En otras realizaciones, la conversión de CC a RF mostrada en el bloque 720 se lleva a cabo utilizando un circuito mezclador accionado por una señal de oscilador local generada por separado, que tiene una frecuencia central que difiere de la frecuencia central de la señal de radiofrecuencia de entrada. En algunas de estas realizaciones, la frecuencia de la segunda señal de radio-frecuencia puede ser sustancialmente menor que la de la señal de radiofrecuencia de entrada.
- 15 Después de la amplificación, tal como se muestra en el bloque 730, la segunda señal de RF se convierte a una señal de baja frecuencia (CC o casi CC), tal como se muestra en el bloque 740. De nuevo, esta conversión se puede llevar a cabo utilizando un circuito mezclador, que puede ser accionado mediante la misma señal de conmutación utilizada en la conversión de la señal de salida del puente en la segunda señal de RF. El resultado de esta conversión es una señal detectada de baja frecuencia que es proporcional a la amplitud de la segunda señal de RF, y por lo tanto
- 20 proporcional al nivel de potencia de la señal de RF de entrada. Finalmente, la señal detectada es convertida en una señal de nivel de potencia muestreada, utilizando un convertidor A/D, y se calcula una señal RMS tomando la raíz cuadrada de la señal de nivel de potencia muestreada. Por lo tanto, la señal de RMS verdadero resultante es sustancialmente proporcional al nivel RMS de la señal de RF de entrada.
- 25 Teniendo presente la anterior gama de variaciones y aplicaciones, se deberá entender que la presente invención no se limita la descripción anterior, ni está limitada por los dibujos adjuntos. Por el contrario, la presente invención está limitada solamente por las siguientes reivindicaciones.

**REIVINDICACIONES**

1. Un circuito detector configurado para llevar a cabo todas las etapas del procedimiento según la reivindicación 8, comprendiendo el circuito detector un circuito puente (100, 200, 300) de transistores por debajo del umbral, comprendiendo cada una de las cuatro ramas del circuito puente un transistor configurado para funcionar en una región por debajo del umbral sobre un intervalo predeterminado de niveles de señal de entrada, de tal modo que una señal de radiofrecuencia de entrada aplicada a un primer par de esquinas enfrentadas del circuito puente produce una señal de salida del puente en el par restante de esquinas enfrentadas, teniendo la señal de salida del puente un componente de baja frecuencia sustancialmente proporcional al cuadrado de la amplitud de la envolvente de la señal de radiofrecuencia de entrada.
2. El circuito detector según la reivindicación 1, en el que cada uno de los transistores comprende un transistor de efecto campo que tiene una tensión umbral baja o despreciable, y en el que la puerta de cada transistor de efecto campo está acoplada en CC a la puerta del transistor efecto campo de la rama opuesta.
3. El circuito detector según la reivindicación 1, en el que cada uno de los transistores comprende un transistor de efecto campo polarizado en CC para el funcionamiento por debajo del umbral, y en el que la puerta de cada transistor de efecto campo está acoplada en CA a la puerta del transistor de efecto campo de la rama opuesta.
4. El circuito detector según la reivindicación 1, que comprende además:
- un circuito convertidor (310) de CC a radiofrecuencia configurado para convertir la señal de salida del puente en una segunda señal de radiofrecuencia que tiene una amplitud proporcional al nivel de señal de salida del puente;
  - un amplificador de radiofrecuencia (320) configurado para amplificar la segunda señal de radiofrecuencia con una ganancia predeterminada; y
  - un circuito rectificador (330) configurado para convertir la segunda señal de radiofrecuencia amplificada en una señal detectada de baja frecuencia proporcional a la envolvente de la segunda señal de radiofrecuencia amplificada.
5. El circuito detector según la reivindicación 4, en el que el circuito convertidor (310) de CC a radiofrecuencia comprende un circuito mezclador de frecuencias configurado para mezclar la señal de salida del puente con una señal de oscilador local con el fin de obtener la segunda señal de radiofrecuencia, teniendo la señal de oscilador local una frecuencia central que es diferente de la frecuencia central de la señal de radiofrecuencia de entrada.
6. El circuito detector según la reivindicación 4, que comprende además un amplificador limitador (340) configurado para amplificar la señal de radiofrecuencia de entrada con el fin de obtener una señal de radiofrecuencia limitada en amplitud, en el que el circuito convertidor (310) de CC a radiofrecuencia comprende un circuito mezclador de frecuencias configurado para mezclar la señal de salida del puente con la radiofrecuencia limitada en amplitud con el fin de obtener la segunda señal de radiofrecuencia.
7. El circuito detector según la reivindicación 4, que comprende además:
- un convertidor analógico a digital (420) configurado para convertir la señal detectada de baja frecuencia en una señal de nivel de potencia muestreada; y
  - un circuito de procesamiento digital (430) configurado para calcular la raíz cuadrada de la señal de nivel de potencia muestreada con el fin de obtener una señal de valor cuadrático medio verdadera muestreada.
8. Un procedimiento de detección de un nivel de señal de una señal de radiofrecuencia, comprendiendo el procedimiento:
- aplicar (710) una señal de radiofrecuencia de entrada a un primer par de esquinas enfrentadas de un circuito puente de transistores por debajo del umbral, comprendiendo cada una de las cuatro ramas del puente un transistor configurado para funcionar en la zona por debajo del umbral sobre un intervalo predeterminado de niveles de señal de entrada, de tal modo que una señal de salida del puente en el par restante de esquinas enfrentadas del puente tiene un componente de baja frecuencia sustancialmente proporcional a la amplitud al cuadrado de la envolvente de la señal de radiofrecuencia de entrada; y
  - detectar un nivel de señal para la señal de radiofrecuencia de entrada en base a la señal de salida del puente.
9. El procedimiento según la reivindicación 8, en el que la detección de un nivel de señal en base a la señal de salida del puente comprende:
- convertir (720) la señal de salida del puente en una segunda señal de radiofrecuencia que tiene una amplitud proporcional al nivel de señal de salida del puente;
  - amplificar (730) la segunda señal de radiofrecuencia según una ganancia predeterminada; y

convertir (740) la segunda señal de radiofrecuencia amplificada en una señal detectada de baja frecuencia proporcional a la envolvente de la segunda señal de radiofrecuencia amplificada.

5 10. El procedimiento según la reivindicación 9, en el que convertir (720) la señal de salida del puente en una segunda señal de radiofrecuencia comprende mezclar la señal de salida del puente con una señal de oscilador local para obtener la segunda señal de radiofrecuencia, teniendo la señal de oscilador local una frecuencia central que es diferente de la frecuencia central de la señal de radiofrecuencia de entrada.

10 11. El procedimiento según la reivindicación 9, que comprende además amplificar la señal de radiofrecuencia de entrada, utilizando un amplificador mezclador, para obtener una señal de radiofrecuencia limitada en amplitud, en el que convertir (720) la señal de salida del puente en una segunda señal de radiofrecuencia comprende mezclar la señal de salida del puente con la radiofrecuencia limitada en amplitud para obtener la segunda señal de radiofrecuencia.

15 12. El procedimiento según la reivindicación 9, que comprende además:

20 convertir (750) la señal detectada de baja frecuencia en una señal de nivel de potencia muestreada, utilizando un convertidor analógico a digital; y  
calcular (760) la raíz cuadrada de la señal de nivel de potencia muestreada para obtener una señal de valor cuadrático medio verdadero muestreada.

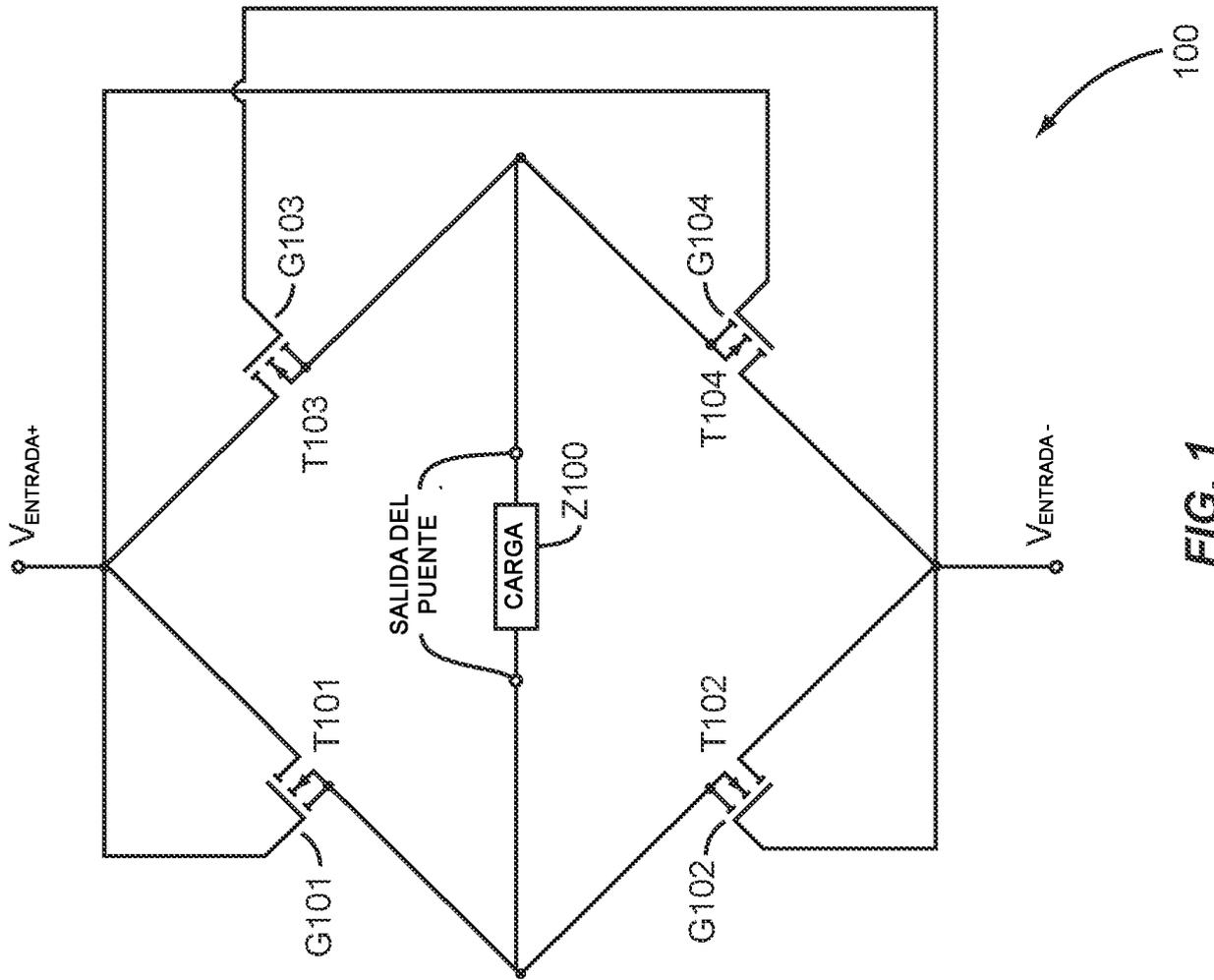


FIG. 1

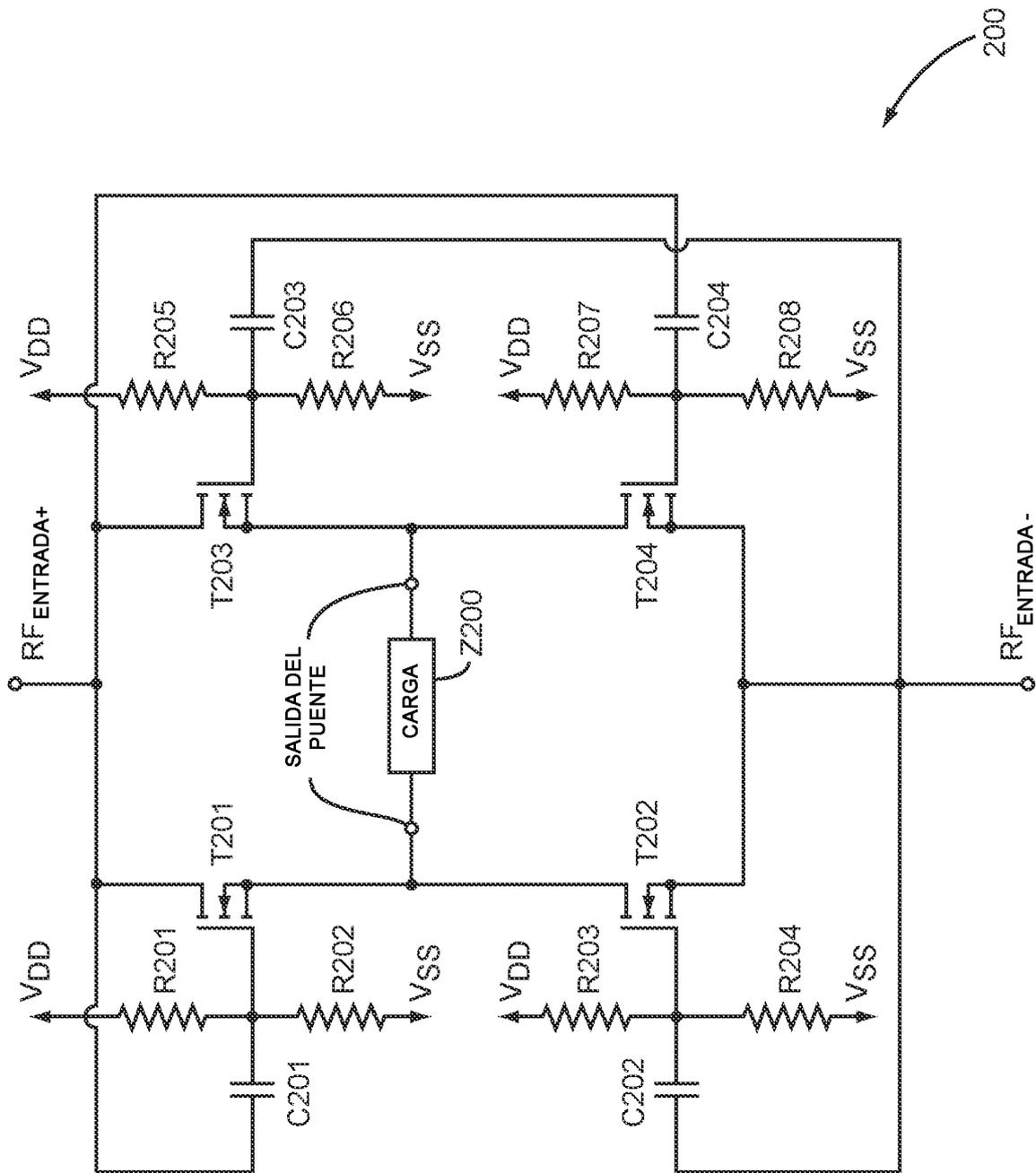


FIG. 2

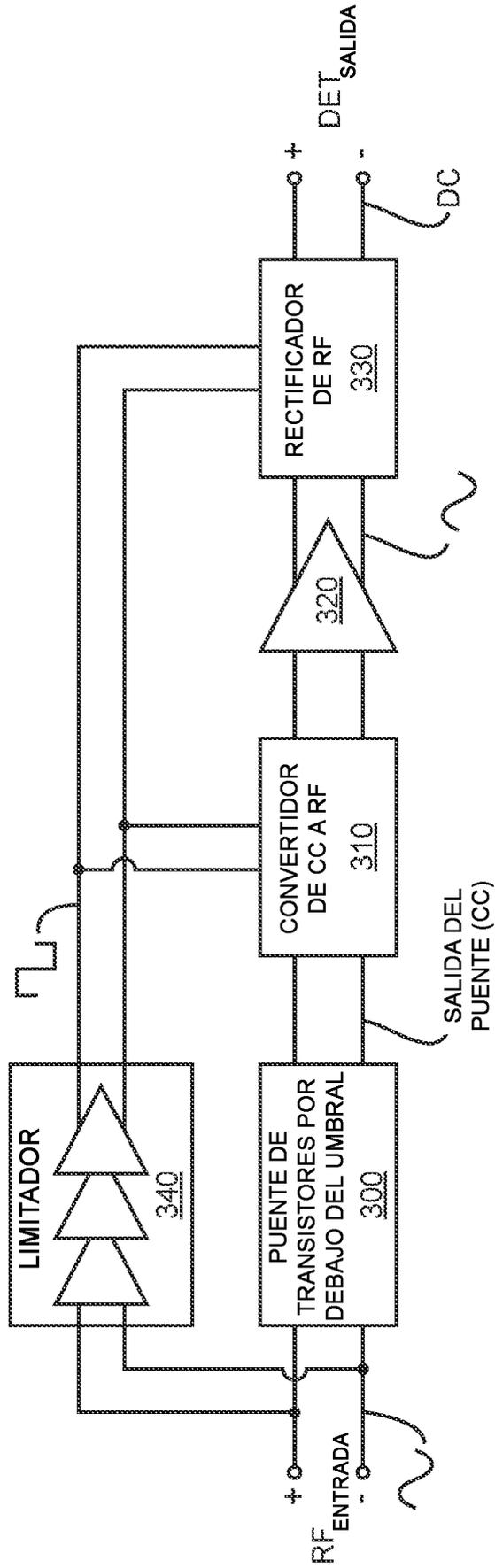


FIG. 3

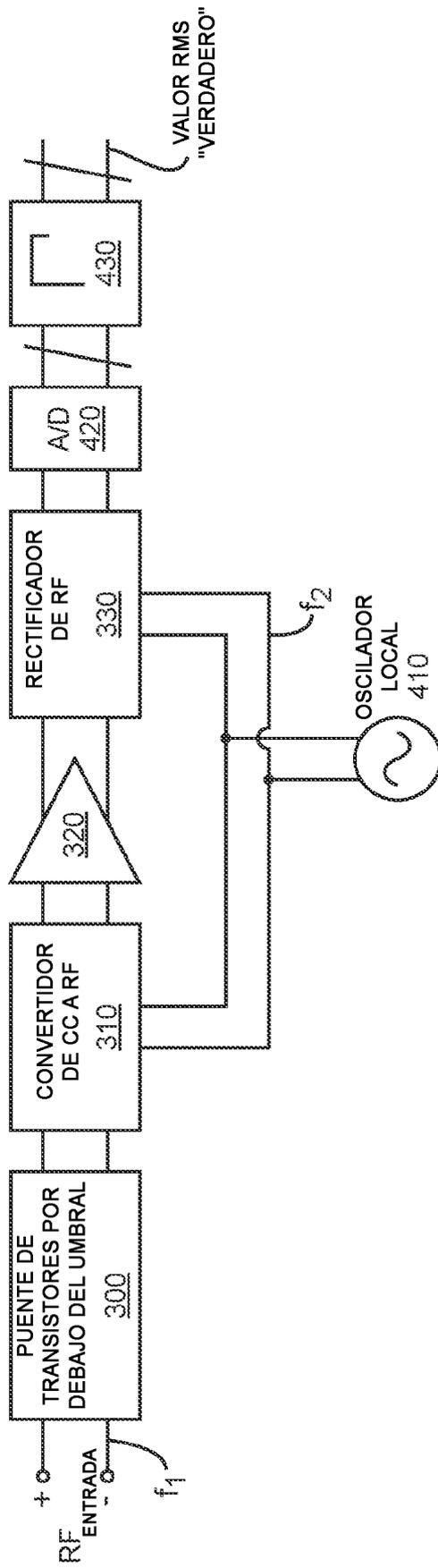


FIG. 4

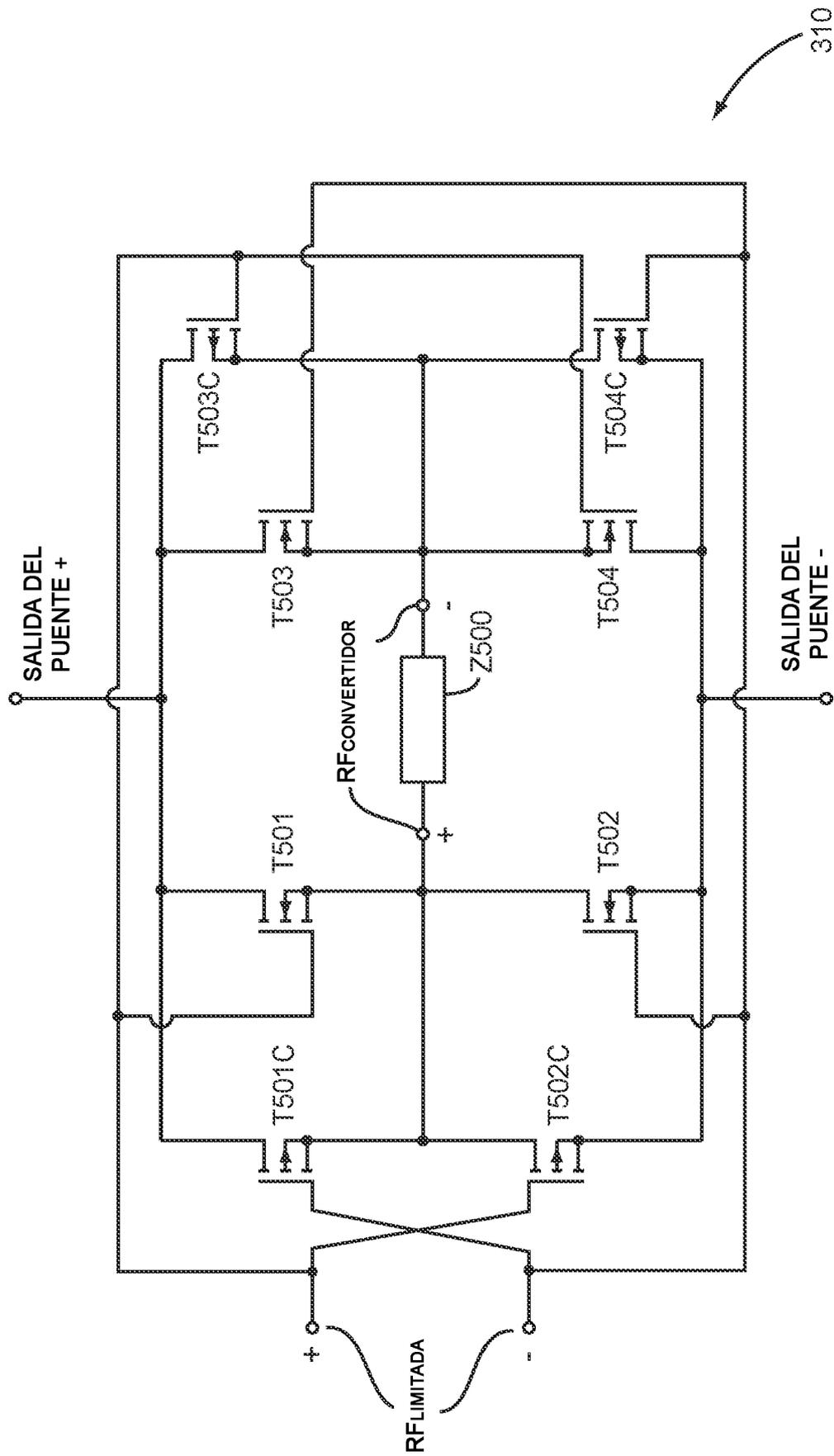


FIG. 5

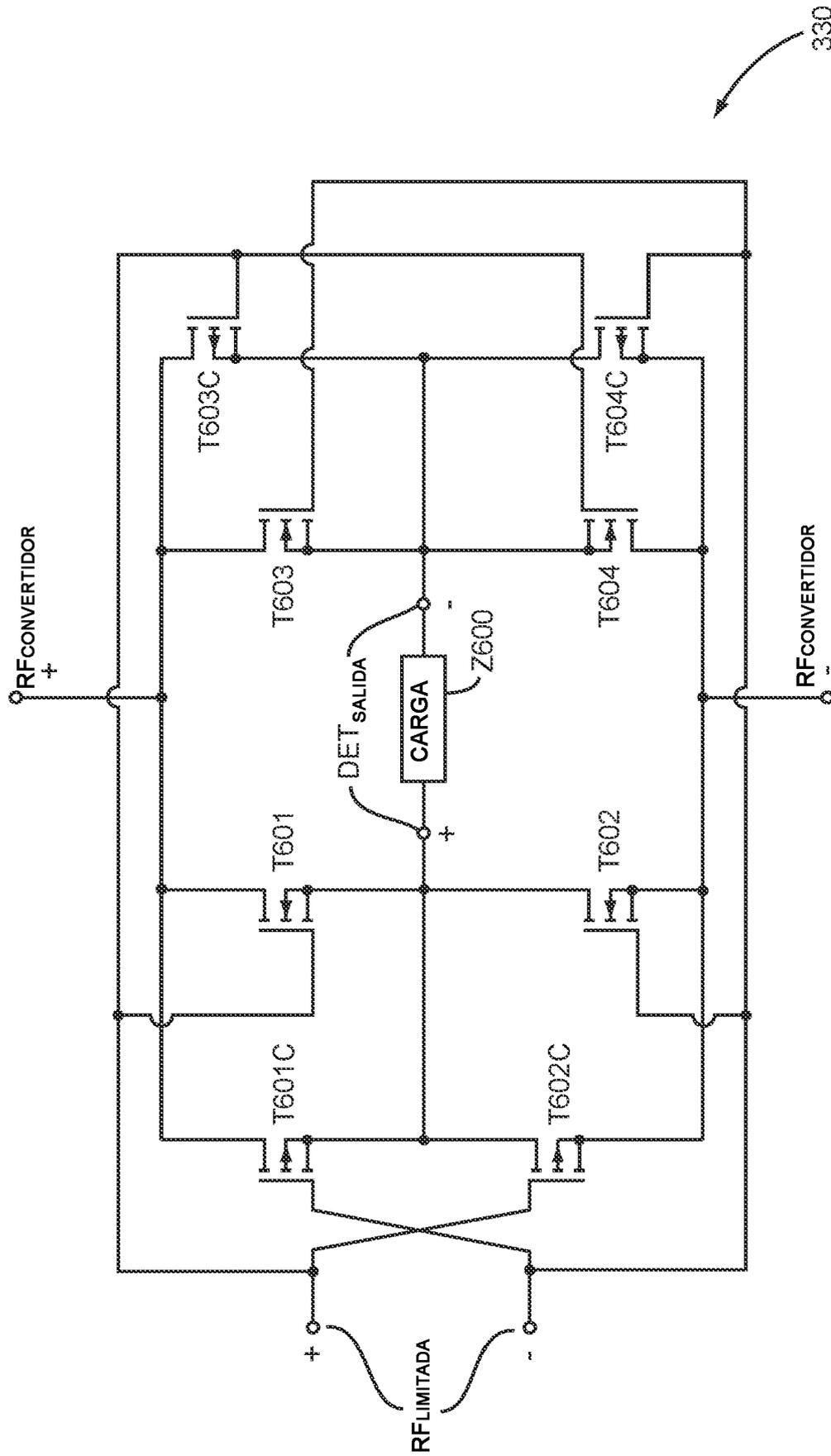
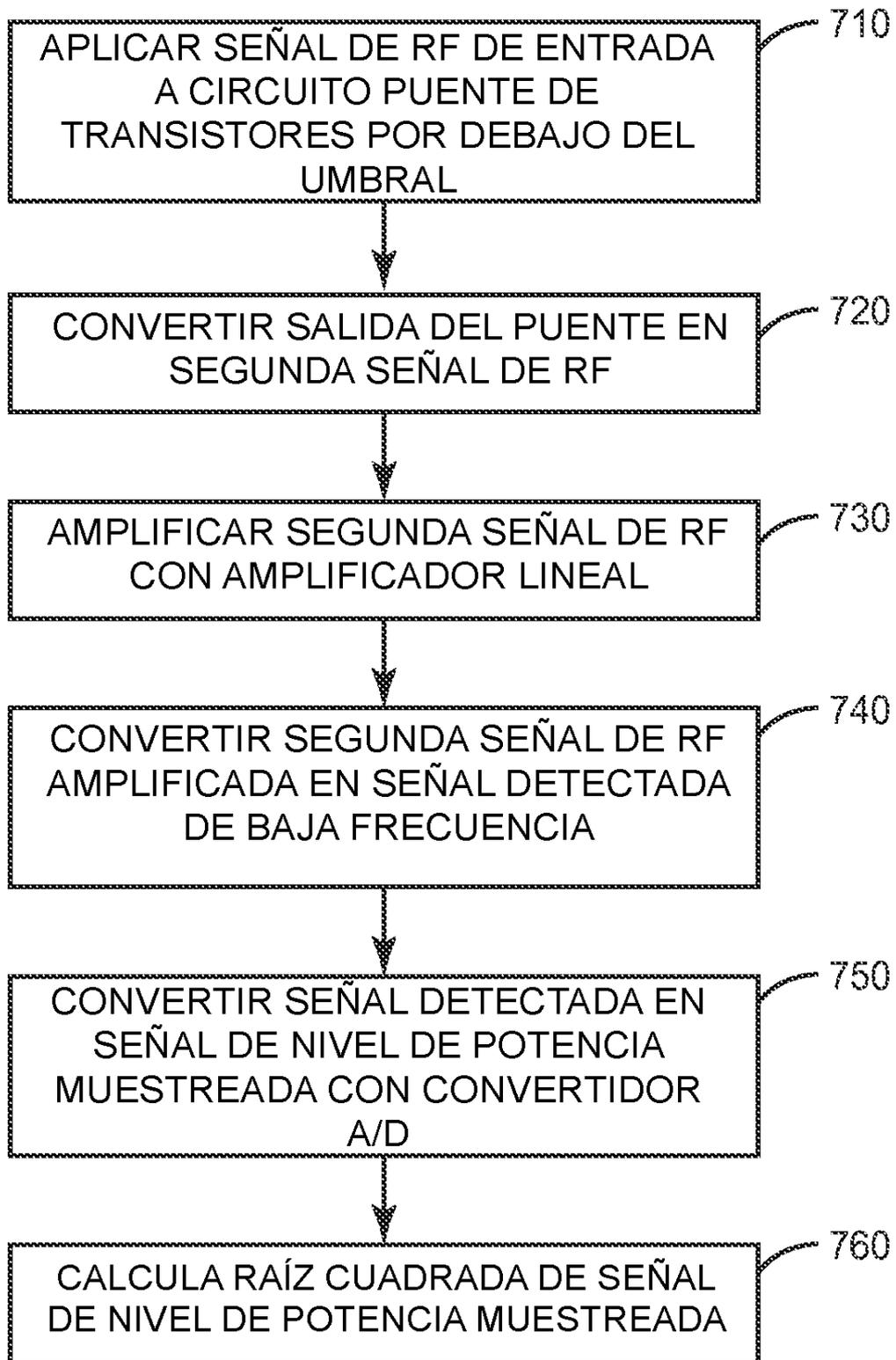


FIG. 6



**FIG. 7**

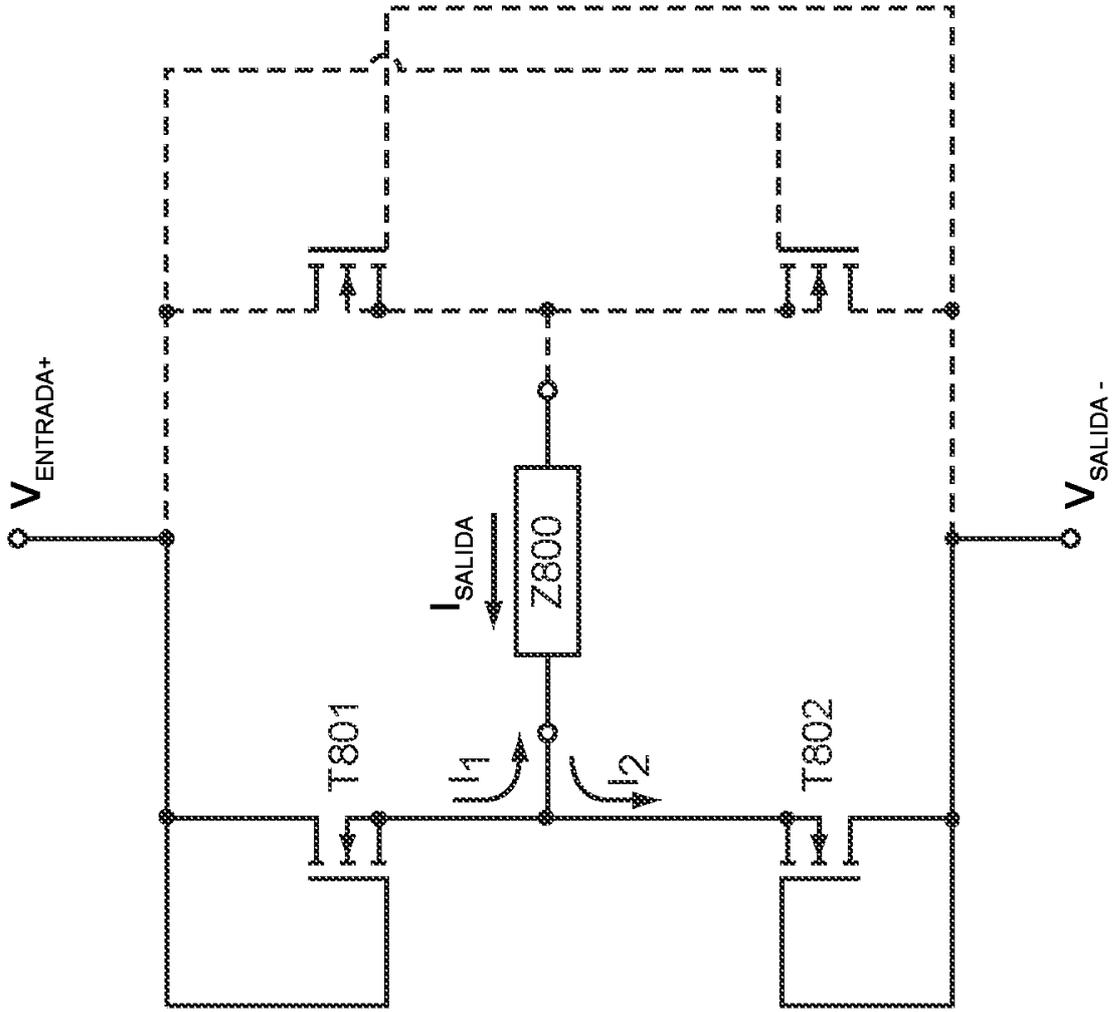


FIG. 8