

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 395 974**

51 Int. Cl.:

H03H 9/70 (2006.01)

H03H 9/54 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **06.03.2007 E 07757969 (6)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **21.11.2012 EP 1992023**

54 Título: **Duplexor y banco de filtros, que comprende un resonador acústico sintonizable conmutable que utiliza material BST**

30 Prioridad:

07.03.2006 US 780229 P

02.08.2006 US 835253 P

05.03.2007 US 682252

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

18.02.2013

73 Titular/es:

AGILE RF, INC. (100.0%)

93 CASTILIAN DRIVE

GOLETA, CA 93117, US

72 Inventor/es:

CARDONA, ALBERT, HUMIRANG y

YORK, ROBERT, ARMSTRONG

74 Agente/Representante:

UNGRÍA LÓPEZ, Javier

ES 2 395 974 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

Duplexor y banco de filtros, que comprende un resonador acústico sintonizable conmutable que utiliza material BST

5 Antecedentes de la invención**1. Campo de la invención**

La presente invención se refiere en general a las aplicaciones de resonadores acústicos en los circuitos electrónicos.

10

2. Descripción de la técnica relacionada

Los condensadores son un componente básico de los circuitos electrónicos. Un diseño para los condensadores es la configuración de placas paralelas, en las que se intercala un dieléctrico entre dos electrodos. La figura 1 es un diagrama de bloques que ilustra una configuración de placas paralelas metal-aislante-metal (MIM) típica de un condensador de película delgada 100. El condensador 100 está formado como una pila vertical formada por un electrodo de metal de base 110b soportada por un sustrato 130, un dieléctrico 120, y un electrodo superior de metal 110a. Las dimensiones laterales, junto con la constante dieléctrica y el grosor del dieléctrico 120, determinan el valor de la capacitancia.

15

20

Los materiales en la familia del titanato de estroncio bario (BST) tienen características que están bien adaptadas para su uso como el dieléctrico 120 en tales condensadores 100. El BST generalmente tiene una alta constante dieléctrica de manera que las capacitancias grandes se pueden realizar en un área relativamente pequeña. Además, el BST tiene una permisividad que depende del campo eléctrico aplicado. En otras palabras, el BST de película delgada tiene la notable propiedad de que la constante dieléctrica puede ser cambiada de forma apreciable por un campo DC aplicado, permitiendo condensadores de voltaje variables muy simples (varactores), con la flexibilidad añadida de que su capacitancia se puede ajustar cambiando un voltaje de polarización a través del condensador. Además, el voltaje de polarización típicamente se puede aplicar en cualquier dirección a través de un condensador de BST dado que la permisividad película es generalmente simétrica sobre la polarización cero. Es decir, el BST típicamente no presenta una dirección preferida para el campo eléctrico. Una ventaja adicional es que las corrientes eléctricas que fluyen a través de los condensadores de BST son relativamente pequeñas en comparación con otros tipos de varactores semiconductores.

25

30

Tales características eléctricas de los condensadores BST permiten otros usos beneficiosos potenciales de los condensadores de BST en circuitos electrónicos.

35

El documento WO 2006/0044707 describe un resonador sintonizable con una capa de sustrato que soporta una estructura con un primer electrodo. En conexión con el primer electrodo está dispuesta una capa de un material que puede ser llevado a resonar. El resonador comprende además un segundo electrodo dispuesto en relación a dicho material que puede ser llevado a resonar, y el material que puede ser llevado a resonar es un material ferroeléctrico. El material ferroeléctrico se pone en resonancia mediante la aplicación de un campo eléctrico (DC, AC) entre el primero y el segundo electrodo, lográndose la sintonización mediante la variación del campo eléctrico.

40

Sumario de la invención

45

De acuerdo con un primer aspecto de la presente invención, se proporciona un duplexor según la reivindicación 1.

De acuerdo con un segundo aspecto de la presente invención, se proporciona un banco de filtros de conmutación según la reivindicación 10.

50

En las realizaciones de la presente invención, se utiliza un resonador acústico que comprende un primer electrodo, un segundo electrodo, y una capa dieléctrica de titanato de bario estroncio (BST) dispuesta entre el primer electrodo y el segundo electrodo, donde el resonador acústico es activado como un resonador con una frecuencia resonante si un voltaje de polarización DC (corriente continua) se aplica a través de la capa dieléctrica de BST. El resonador acústico también se desconecta si no se aplica un voltaje de polarización de DC a través de la capa dieléctrica de BST. Además, la frecuencia de resonancia del resonador acústico se puede ajustar sobre la base de un nivel del voltaje de polarización DC, con la frecuencia de resonancia aumentando a medida que el nivel de voltaje de polarización DC aumenta.

55

En una realización, el resonador acústico está formado sobre un sustrato de zafiro. En otra realización, el resonador acústico está formado sobre un espacio de aire dispuesto entre el segundo electrodo y un sustrato. En todavía otra realización, el resonador acústico está formado sobre un reflector acústico dispuesto entre el segundo electrodo y un sustrato, donde está comprendido el reflector acústico de una pluralidad de capas alternas de platino (Pt) y dióxido de silicio (SiO₂) y reduce la amortiguación de la resonancia del resonador acústico causado por el sustrato. En todavía otra realización de la presente invención, el resonador acústico incluye una primera parte formada sobre un sustrato y una segunda parte formada sobre un espacio de aire.

60

65

5 El resonador acústico basado en BST utilizado en la presente invención se puede conectar o desconectar simplemente en función de si un voltaje de polarización DC se aplica o no, y su frecuencia de resonancia se puede ajustar en función del nivel del voltaje de polarización de DC. Según la invención, el resonador acústico de BST se utiliza basado en un banco de filtros, de conmutación y un duplexor para transmitir y recibir una señal de frecuencia de radio a través de una antena.

Breve descripción de los dibujos

10 Las enseñanzas de las realizaciones de la presente invención se pueden entender fácilmente considerando la siguiente descripción detallada en conjunción con los dibujos adjuntos.

La figura 1 es un diagrama de bloques que ilustra una configuración de placas paralelas metal-aislante-metal (MIM) típica de un condensador de película delgada de BST.

15 La figura 2 es un gráfico que ilustra las mediciones de transmisión de RF del condensador de BST de la figura 1 como una función de la frecuencia de la señal de RF.

20 La figura 3 es un gráfico que ilustra las mediciones de transmisión de RF del condensador de BST de la figura 1 como una función de la frecuencia de la señal de RF en diferentes voltajes de polarización de DC.

La figura 4 es un diagrama de un circuito equivalente que modela un transductor piezoeléctrico.

25 La figura 5 ilustra la estructura de un BST de base FBAR (Resonador Acústico de Película Gruesa) que puede ser utilizado en el duplexor y el banco de filtros de acuerdo con la presente invención.

La figura 6 ilustra la estructura de otro BST de base FBAR, que se puede utilizar en el duplexor y el banco de filtros de acuerdo con la presente invención.

30 La figura 7A ilustra la estructura de otro BST de base FBAR, que se puede utilizar en el duplexor y el banco de filtros de acuerdo con la presente invención.

La figura 7B ilustra las diversas estructuras del reflector acústico que se puede utilizar con el BST de base FBAR de la figura 7A.

35 La figura 8 ilustra la estructura de todavía otro dispositivo BST de base FBAR, que se puede utilizar en el duplexor y el banco de filtros de acuerdo con la presente invención.

40 La figura 9 ilustra el comportamiento simulado de un único dispositivo BST de base FBAR en configuraciones en serie y de derivación.

La figura 10A ilustra un circuito de filtro de paso de banda implementado usando los dispositivos FBAR de base BST, que no forma parte de la presente invención.

45 La figura 10B es un gráfico que ilustra las mediciones de RF de transmisión, como una función de la frecuencia de la señal de RF, el circuito de filtro de paso de banda de la figura 10A implementado usando los dispositivos FBAR de base BST.

50 La figura 10C es un gráfico que ilustra cómo las mediciones de transmisión de RF de la banda de paso del filtro del circuito de la figura 10A implementadas utilizando los dispositivos de BST de base FBAR cambian dependiendo de diferentes voltajes de polarización de DC.

La figura 11 ilustra un duplexor implementado usando los dispositivos FBAR de base BST de acuerdo con una realización de la presente invención.

55 La figura 12A ilustra un banco de conmutación de filtro convencional.

La figura 12B ilustra un banco de filtros de conmutación implementado usando los dispositivos FBAR de base BST de acuerdo con otra realización de la presente invención.

60 Descripción detallada de realizaciones

65 Las figuras (Fig.) y la siguiente descripción se refieren a ejemplos ilustrativos que no son de la presente invención así como realizaciones preferidas de la presente invención a modo de ilustración solamente. Cabe señalar que a partir de la discusión siguiente, realizaciones alternativas de las estructuras y procedimientos descritos aquí serán fácilmente reconocidos como alternativas viables que se pueden emplear sin apartarse de los principios de la invención reivindicada.

Referencia se hará ahora en detalle a varias realizaciones de la(s) presente(s) invención(es), ejemplos de las cuales se ilustran en las figuras adjuntas. Se hace notar que siempre que sea factible, números de referencia iguales o similares se pueden usar en las figuras y puede indicar una funcionalidad similar o igual. Las figuras muestran realizaciones de la presente invención con fines de ilustración solamente. Un experto en la técnica reconocerá fácilmente a partir de la siguiente descripción que realizaciones alternativas de las estructuras y procedimientos ilustrados en este documento pueden ser empleadas sin apartarse de los principios de la invención descrita en la presente memoria.

Los condensadores de BST pueden ser configurados para mostrar las características de un resonador acústico si el condensador de BST se controla adecuadamente. Cuando el voltaje de polarización de DC a los condensadores de BST se incrementa, se observan caídas resonantes en el coeficiente de reflexión. La frecuencia y la profundidad de la resonancia varían con los espesores del área del dispositivo y del electrodo, así como el voltaje de polarización de DC. Tal resonancia en los varactores de BST es consistente con un de resonancia acústica en modo espesor. El BST (y el titanato de estroncio) muestra una piezoelectricidad de campo inducido, de forma que bajo la polarización de las películas delgadas de BST pueden acoplar una gran energía eléctrica a las vibraciones acústicas. Esto se llama a veces comportamiento "electro-restrictivo" para distinguir el efecto de un material piezoeléctrico puro que también exhibe el efecto inverso (donde una deformación mecánica conduce a una polarización eléctrica). En el contexto de varactores de BST, esta resonancia no es especialmente deseable, ya que es de hecho un mecanismo de pérdida que reduce el factor Q global del dispositivo. Por ejemplo, como la señal de RF pasa a través de un condensador de BST polarizado, parte de su energía es convertida en energía mecánica que luego oscila hacia adelante y hacia atrás dentro de la estructura MIM formando una resonancia de onda estacionaria. Esta onda estacionaria continuará extrayendo energía fuera de la señal de RF, siempre y cuando el campo eléctrico de DC permanezca. En consecuencia, este efecto resulta en la pérdida de transmisión en los condensadores de BST.

La figura 2 es un gráfico que ilustra las mediciones de transmisión de RF, del condensador 100 utilizando la capa dieléctrica de BST 120, como una función de la frecuencia del voltaje de la señal de RF. Dos curvas 210, 220 se muestran, correspondientes a diferentes voltajes de DC aplicada. En el voltaje aplicado cero de DC, la curva 210 muestra un buen comportamiento de respuesta plana, sin pérdida significativa transmisión. En contraste, en un voltaje de DC aplicado de 20 V, la curva 220 muestra una resonancia grande y la pérdida de transmisión que aparece a una frecuencia de resonancia específica de alrededor de 3,7 GHz causada por el efecto piezoeléctrico del material de BST 120.

Tales efectos piezoeléctricos del material dieléctrico de BST 120, si se controla cuidadosamente, puede ser usado para implementar componentes eléctricos útiles. Es beneficioso controlar los efectos piezoeléctricos del material dieléctrico utilizado BST en varactores útiles para implementar los componentes electrónicos.

La figura 3 es un gráfico que ilustra las mediciones de transmisión de RF del condensador de BST de la figura 1 como una función de la frecuencia de la señal de RF en diferentes voltajes de polarización de DC. La curva 310 muestra las mediciones de polarización DC bajo cero ($V = 0$, off). En el voltaje de polarización DC cero, el varactor de base BST muestra una respuesta plana de buen comportamiento, sin pérdida significativa de transmisión, como se ilustra en la curva 310. En contraste, en un voltaje de DC aplicado de 40 V, la curva 315 muestra una gran anti-resonancia y pérdida de transmisión que aparece en alrededor de 2,55 GHz. También, en los voltajes aplicados de 10V, 20V, 30V y 40V, las curvas 320 muestran una gran resonancia y la pérdida de transmisión que aparece a una frecuencia determinada. A dicha frecuencia de resonancia, el varactor de BST está en el estado de alta impedancia, anti-resonancia que conduce a una muesca profunda en la respuesta de frecuencia. Las frecuencias específicas en las que se produce la anti-resonancia aumentan a medida que aumenta el voltaje de polarización y la pérdida de transmisión con la frecuencia también aumenta a medida que los voltajes de polarización de DC aumentan. En el estado apagado, la pérdida de inserción es una función de la reactancia capacitiva del dispositivo varactor de BST. Al aumentar el área del dispositivo, es posible mejorar la pérdida de inserción del estado de desconexión y crear un filtro de muesca más atractivo con un factor Q más cargado. Por lo tanto, el varactor de BST se puede utilizar como un resonador conmutable que se enciende con voltaje de polarización de DC no-cero pero apagado con voltaje de polarización de DC cero. Además, la frecuencia anti-resonante y las pérdidas de transmisión a través del varactor de BST también se pueden controlar utilizando diferentes niveles del voltaje de polarización de DC. En esencia, las funciones del varactor de BST como un dispositivo FBAR conmutable y regulable (Resonador Acústico de Película Gruesa).

La figura 4 es un diagrama de un circuito equivalente que modela un transductor piezoeléctrico (resonador acústico). Dicho circuito equivalente también se puede usar para modelar las características piezo-eléctricas del varactor de BST. El transductor puede ser representado por el modelo KLM (Krimholtz, Leedhom, y Matthaei). El modelo KLM utiliza un circuito de línea de transmisión equivalente para modelar el problema acústico unidimensional de onda. En el modelo de KLM se describe en la figura 4, V es el voltaje aplicado al resonador acústico, I es la corriente aplicada al resonador acústico, C_c es la capacitancia sujeto, Z_a es la impedancia que mira en el resonador acústico, $1:n$ es la relación de vueltas de un transformador que convierte la señal eléctrica en resonancia acústica, v_1 y v_2 son las velocidades de las películas en las superficies del resonador acústico, F_1 y F_2 son las fuerzas acústicas en las superficies del resonador acústico, Z_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión acústica, e y es la constante de propagación de la línea de transmisión acústica. En el modelo de KLM, cada capa acústica (incluyendo

electrodos, dieléctricos, sustratos, etc.) se especifica por una densidad de masa ρ_m y una velocidad de la onda acústica v_p , desde la que parámetros de línea de transmisión equivalentes (la característica de impedancia Z_0 y la constante de propagación β) se puede calcular como sigue:

$$Z_0 = A\rho_m v_p \quad \beta = \frac{\omega}{v_p}$$

5 donde A es el área del dispositivo activa (área de electrodo) y ω es la frecuencia de resonancia. La pérdida acústica en cada capa se especifica por una viscosidad mecánica η , de tal manera que el factor de atenuación α viene dado por

$$\alpha = \frac{\eta\omega}{2\rho_m v_p}$$

10 y cada capa está definida por una constante de propagación compleja $\gamma = \alpha + j\beta$. Además de estos parámetros, la capa piezoeléctrica (BST en la presente invención) se caracteriza además por una constante de voltaje piezoeléctrico d_m [C/N], que relaciona el campo eléctrico aplicado al voltaje mecánico resultante (deformación). Se puede demostrar que los parámetros del circuito equivalente restantes en el modelo de KLM están dados por:

$$n = \frac{j\omega}{2h} \frac{Z_0}{\sinh(\gamma\ell/2)} \quad Z_a = \frac{h^2}{\omega^2} \frac{\sinh\gamma\ell}{Z_0}$$

20 Donde

$$h = \frac{c_m d_m}{\epsilon^s} \quad \epsilon^s = \epsilon - c_m d_m^2$$

e / es la longitud de la línea de transmisión acústica, y c_m es la constante de rigidez, relacionada con la densidad de

25 masa y la velocidad acústica como $c_m = \rho_m v_p^2$. Debe tenerse en cuenta que ϵ es la permisividad del material sin tensión mecánica, y ϵ^s es la permisividad que se mediría si el material se sujetara para evitar la deformación. Dado que la constante de voltaje piezoeléctrico aparece a menudo en combinación con otros parámetros, los materiales piezoeléctricos se caracterizan a menudo por una constante de acoplamiento piezoeléctrico adimensional K^2 , o la constante de acoplamiento electromecánico, relacionada por

$$K^2 = \frac{c_m d_m^2}{\epsilon^s} \quad k_t^2 = \frac{K^2}{K^2 + 1}$$

30 Estas fórmulas son convenientes para cálculos complejos relacionados con las estructuras de varias capas.

La figura 5 ilustra la estructura de un BST de base FBAR 500 que se puede utilizar en el duplexor y el banco de filtros de acuerdo con la presente invención. El dispositivo BST de base FBAR 500 incluye una capa de BST (por ejemplo, $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$) 520 dispuesta entre un electrodo superior 510a y un electrodo inferior 510b soportados por un sustrato 530 (por ejemplo, zafiro). El material de sustrato 530 no está limitado a materiales de zafiro y otros, tales como silicio pueden ser utilizados adecuadamente. El electrodo superior 510a, la capa de BST 520, el electrodo inferior 510b, y el sustrato 530 tienen un espesor de t_1 , t_2 , t_3 , y t_4 , respectivamente. Como se explicó anteriormente, el dispositivo BST de base FBAR 500 ilustra las características de un dispositivo FBAR bajo voltaje de polarización DC no cero. Un voltaje V_g 540 (incluyendo un componente de DC y un componente de AC) se aplica a los electrodos 510a, 510b a través de la impedancia de entrada Z_g . Un voltaje de DC genera un campo eléctrico de 1 MV/cm a través del que el dispositivo FBAR 500 puede cambiar la constante dieléctrica del material de BST 520 por los factores de 2 a 3, lo que conduce a respuestas en frecuencia diferentes del dispositivo FBAR 500 como se ilustra en la figura 4. Sin embargo, bajo el voltaje de polarización DC cero, el dispositivo FBAR 500 pierde las características de un FBAR, y tiene características similares a un condensador de película fina simple.

La figura 6 ilustra la estructura de otro BST de base FBAR 600, que puede ser utilizado en el duplexor y el banco de filtros de acuerdo con la presente invención. El FBAR 600 está fabricado sobre un sustrato de zafiro 530, e incluye electrodos superior e inferior 510a, 510b y una capa de BST 520 dispuesta entre los electrodos superior e inferior 510a, 510b. El material de sustrato 530 no está limitado a materiales de zafiro y otros, tales como silicio pueden ser utilizados adecuadamente. Tener en cuenta que el dispositivo FBAR 600 está formado sobre aire 620 de tal manera que hay un espacio de aire 620 entre el electrodo del fondo 510b y el sustrato de zafiro 530. El espacio de aire 620

reduce la amortiguación de la resonancia causada por el sustrato 530. La polarización DC 650 se aplica al electrodo superior 510a, y el electrodo inferior 510b está conectado a tierra de DC 651. La señal de RF 652 es introducida en el electrodo superior 510a, pasa a través de la capa de BST 520, y sale 654 desde el electrodo inferior 510b.

5 La figura 7A ilustra la estructura de otro BST de base FBAR 700, que puede ser utilizado en el duplexor y el banco de filtros de acuerdo con la presente invención. El FBAR 700 se fabrica sobre un sustrato de zafiro 530, e incluye electrodos superior e inferior 510a, 510b y una capa de BST 520 dispuesta entre los electrodos superior e inferior 510a, 510b. El material de sustrato 530 no está limitado a materiales de zafiro y otros, tales como silicio pueden ser utilizados adecuadamente. Tener en cuenta que el dispositivo FBAR 700 en la figura 7A se fabrica sobre un reflector acústico 705 que está dispuesto en el sustrato de zafiro 530. El reflector acústico 705 (también referido como un "espejo acústico") funciona para reducir la amortiguación de la resonancia causada por el sustrato 530, como se explicará con más detalle con referencia a la figura 7B. La polarización DC 780 se aplica al electrodo superior 510a, y el electrodo inferior 510b está conectado a tierra de DC 781. La señal de RF 782 es introducida en el electrodo superior 510a, pasa a través de la capa de BST 520, y sale 784 desde el electrodo inferior 510b.

15 La figura 7B ilustra las diversas estructuras del reflector acústico 705 que se puede utilizar en el BST de base FBAR 700 de la figura 7A. El reflector acústico 705 se compone de capas de un cuarto de longitud de onda alternando con materiales de alta impedancia y baja acústica. La impedancia acústica está relacionada con la densidad de masa y velocidad del sonido de los materiales. Para un dispositivo de base BST, las capas de platino (Pt) son altamente deseables porque el Pt es refractario (pueden resistir las altas temperaturas de deposición de BST), resistente a la oxidación, y tiene una función de trabajo grande, formando una gran barrera Schottky en la interfase para reducir las fugas. El Pt también tiene una densidad de masa extremadamente grande, lo que hace muy atractivo como la capa de alta impedancia en una pila de espejo acústico. En el extremo opuesto del espectro, el SiO_2 es un muy atractivo y de uso común, como una capa de baja impedancia. La figura 7B muestra la mejora en el coeficiente de reflexión de tres pilas de espejo acústico simples 750, 760, 770. El reflector acústico 750 tiene un electrodo de Pt sencillo dispuesto sobre un sustrato de zafiro, que muestra un coeficiente de reflexión como en el gráfico 752. El reflector acústico 760 tiene una bicapa de espejo de Pt/ SiO_2 dispuesta sobre un sustrato de zafiro, que muestra un coeficiente de reflexión como en el gráfico 762. El reflector acústico 770 tiene 4 capas de espejo de Pt/ SiO_2 dispuestas sobre un sustrato de zafiro, que muestra un coeficiente de reflexión como en el gráfico 772. En estos dos últimos casos (espejos acústicos 760, 770) los espesores de capa fueron elegidos para ser un cuarto de longitud de onda a 2,5GHz. Se puede observar el coeficiente de reflexión mejora a medida que el reflector acústico que tiene múltiples capas Pt/ SiO_2 como en el espejo acústico 760, 770.

35 La figura 8 ilustra la estructura de otro dispositivo BST de base FBAR 800, que puede ser utilizado en el duplexor y el banco de filtros de acuerdo con la presente invención. El FBAR 800 se fabrica sobre un sustrato de zafiro 830, e incluye electrodos superior e inferior 510a, 510b y una capa de BST 520 dispuesta entre los electrodos superior e inferior 510a, 510b. El material de sustrato 530 no está limitado al zafiro y otros materiales, tales como silicio, pueden ser utilizados adecuadamente. Debe tenerse en cuenta que el sustrato de zafiro 830 tiene un par de partes cónicas (cónica a medida que estén más lejos del electrodo inferior 510b) con un espacio de aire 820 dispuesto entre el par de partes cónicas del sustrato de zafiro 830. Por lo tanto, el dispositivo FBAR 800 en la figura 8 está dispuesto en parte en el sustrato de zafiro 830 y en parte en el espacio de aire 820. El espacio de aire 820 se crea mediante la molienda del sustrato 530. El espacio de aire 820 también reduce la amortiguación de la resonancia del dispositivo FBAR 800 que de otro modo sería causada por el sustrato 530. La vía 860 proporciona un conductor para la conexión eléctrica a los electrodos de fondo 510b. La polarización DC 850 se aplica al electrodo superior 510a, y el electrodo inferior 510b está conectado a tierra de DC 851. La señal de RF 852 es introducida en el electrodo superior 510a, pasa a través de la capa de BST 520, y sale 854 desde el electrodo inferior 510b.

La figura 9 ilustra el comportamiento simulado de un único dispositivo FBAR de base BST en configuraciones en serie 900 y en derivación 950. Una manera clara de explotar el acoplamiento piezoeléctrico dependiente del voltaje de los dispositivos FBAR de base BST es mediante el diseño de los circuitos para maximizar el diferencial de impedancia entre los estados "apagado" (polarización cero) y "encendido" (polarización máximo). La configuración en serie 900 incluye el dispositivo FBAR 902 en serie con una impedancia de entrada 904 (Z_0) que recibe una entrada de señal de entrada de RF 908 y una impedancia de salida 906 (Z_0) para la señal de salida de RF. En el gráfico de pérdida de transmisión 920 para la configuración en serie 900, se puede ver que la anti-resonancia ocurre alrededor de 2,55 GHz cuando una polarización de DC de 40 V se aplica al dispositivo FBAR 902, mientras que no anti-resonancia se produce cuando no se aplica polarización DC (0 voltios). La configuración de derivación 950 incluye una impedancia de entrada 918 (Z_0) que recibe una señal de entrada de RF 918, y el dispositivo FBAR 912 en paralelo con la impedancia de salida 916 (Z_0) Para la señal de salida de RF. En el gráfico de pérdida de transmisión 940 para la configuración de derivación 950, se puede ver que la anti-resonancia también se produce alrededor de 2,55 GHz cuando una polarización de DC de 40 V se aplica al dispositivo FBAR 912, mientras que no anti-resonancia se produce cuando no se aplica polarización DC (0 voltios). Tener en cuenta que las simulaciones en la figura 9 incluyen las pérdidas eléctricas asociadas con la tangente de la pérdida de material y la resistencia en serie de los electrodos, así como de amortiguación mecánica y las pérdidas acústicas en los electrodos y los sustratos de los dispositivos FBAR 902, 912. Otras mejoras en el rendimiento se pueden conseguir mediante el uso de pilas de espejo acústicas más avanzadas y películas de BST de mayor calidad. Las películas de BST son generalmente diseñadas para una alta capacidad de ajuste a expensas de las tangentes de pérdida superior; en

esta solicitud, las condiciones de composición y de deposición de BST puede ser optimizado puramente en las tangentes de pérdidas bajas, ya que una capacidad de ajuste capacitiva grande no es necesaria para el buen funcionamiento de estos dispositivos.

5 Las propiedades de resonancia sintonizable y de conmutación de los dispositivos FBAR de base BST se pueden utilizar en los sistemas de comunicación de módem donde los componentes de frecuencia ágil o reconfigurables se están convirtiendo cada vez en más importantes y necesarios para hacer frente a una multitud de frecuencias de señal y formatos de modulación, incluyendo componentes analógicos del extremo delantero cerca de la antena, tales como filtros, duplexores, redes de coincidencia de amplificadores y antena, etc. Este es un área problema difícil de la electrónica, porque los niveles de potencia de transmisión asociados y oscilaciones del voltaje de RF puede ser bastante grande, aumentando las caídas y los problemas de linealidad, mientras que al mismo tiempo los niveles de señal de recepción son extremadamente bajos, la colocación de una prima en la pérdida de inserción para mantener una relación señal-ruido aceptable. Dado que los dispositivos FBAR de base BST de acuerdo con la presente invención son conmutables y sintonizables, son funcionalmente equivalentes a un filtro de alta selectividad y un interruptor de baja pérdida, donde el interruptor no extrae ninguna potencia de DC. De acuerdo con la presente invención, una matriz de tales filtros implementa un diseño de banco de filtro muy compacto y reconfigurable de alta selectividad. Del mismo modo, BST basados en FBAR se combinan para hacer un duplexor de bajas pérdidas y alta selectividad.

20 La figura 10A ilustra un circuito de filtro de paso de banda implementado usando los dispositivos FBAR de base BST, que no forma parte de la presente invención. La red de filtro "escalera" que se muestra en la figura 10A incluye condensadores 1004, 1006, 1008 y dispositivos FBAR de base BST en 1010, 1012, que reciben una señal de entrada de RF a través de una impedancia de entrada 1002 y genera una señal de salida de RF a través de la impedancia de salida 1014. Los dispositivos FBAR de base BST 1010, 1012 pueden ser de cualquier configuración como se ilustra en las Figuras 5, 6, 7A, o 8. La red de filtro "escalera" que se muestra en la figura 10A es esencialmente una combinación de resonadores de derivación capacitivamente acoplados, y se puede optimizar utilizando técnicas clásicas de filtro.

30 La figura 10B es un gráfico que ilustra los resultados de simulación de transmisión de RF, como una función de la frecuencia de la señal de RF, del circuito de filtro de paso de banda implementado usando los dispositivos FBAR de base BST en la figura 10A. Es evidente que la red de filtro de la figura 10A presenta las características de un filtro de paso de banda de 2-polos cuando una polarización de DC de 40 V se aplica a los dispositivos FBAR 1010, 1012, pero que una respuesta de frecuencia estable se produce cuando la polarización de corriente está apagada (0 voltios). En esta simple red de filtro con sólo dos dispositivos FBAR BST 1010, 1012, se puede conseguir un rango dinámico de más de un 40 dB encendido-apagado, con de menos de 3 dB de pérdida de inserción.

40 La figura 10C es un gráfico que ilustra cómo las mediciones de transmisión de RF del circuito de filtro de paso de banda implementado usando los dispositivos FBAR de base BST como en la figura 10A cambian dependiendo de los diferentes voltajes de polarización de DC aplicados a los dispositivos FBAR de base BST. Cuando el voltaje de polarización de DC aplicado a los dispositivos FBAR de base BST 1010, 1012 es V1, la frecuencia central del filtro de paso de banda se coloca en F1. Al cambiar el voltaje DC aplicado a los dispositivos FBAR de base BST 1010, 1012 a V2, la respuesta del filtro se desplaza hacia arriba y se instala en la nueva frecuencia central F2. Por lo tanto, el filtro de la figura 10A no es solamente conmutable basado en si se aplica un voltaje de polarización DC, pero su respuesta de frecuencia es también sintonizable basado en el nivel del voltaje de polarización de DC. Así, el filtro de la figura 10A esencialmente tiene múltiples bandas de frecuencia. Por ejemplo, un voltaje de polarización DC de V1 aplicado a la red de filtro que permite el funcionamiento de la banda 1 centrado en F1, mientras suprime la banda 2 centrada en V2. Por el contrario, un voltaje de polarización DC de V2 permitiría banda 2 centrada en F2 mientras que deshabilita la Banda 1 centrada en F1.

50 Con bloques de construcción tales como el circuito de filtro en la figura 10A, numerosos componentes funcionales de alto nivel pueden ser realizados. La figura 11 ilustra un duplexor 1100 implementado usando los dispositivos FBAR de base BST de acuerdo con una realización de la presente invención. El duplexor 1100 incluye dos circuitos de filtro FBAR de base BST 1106, 1108, tales como los mostrados en la figura 10A, para enrutar señales entre la antena 1110 y el bloque de transmisión (Tx) 1102 o recibir el bloque (Rx) 1104. Cuando el filtro FBAR de base BST 1106 en el trayecto de transmisión se enciende aplicando un DC voltaje de polarización no-cero (V_{conmutar}) al FBAR de base BST 1106, el filtro BST de base 1108 en el trayecto de recepción se apaga, aislando así el receptor 1104 de la señal de transmisión 1102. Cuando el filtro FBAR de base BST 1108 en el trayecto de recepción se activa aplicando un voltaje de polarización no-cero DC ($-V_{\text{conmutar}}$) el FBAR de base BST 1108, el filtro FBAR de base BST 1106 en el trayecto de transmisión se apaga, aislando así el transmisor 1102 a partir de la recepción de la señal 1104. La gran ventaja aquí es que tanto las funciones de conmutación y filtrado se pueden integrar en un solo dispositivo, que está integrado monolíticamente en un solo chip, y, además, el circuito de control DC no consume corriente. Una funcionalidad de duplexor se puede implementar utilizando filtros con diferentes frecuencias de paso de banda para las trayectorias Tx y Rx, mediante la aplicación de diferentes voltajes de polarización de DC a los filtros FBAR de base BST 1106, 1108.

65

5 Las estructuras de filtro de paso de banda de voltaje seleccionable o de rechazo de banda tal como los mostrados en la figura 10A se pueden combinar en paralelo para implementar bancos de filtros compactos, reconfigurables. La figura 12A ilustra un filtro convencional de conmutación de banco 1200, incluyendo los conmutadores convencionales FBAR 1202, 1204. Los conmutadores convencionales FBAR 1202, 1204 no son conmutables independientemente, y por lo tanto las señales de conmutación de DC (V_{conmutar} y $\sim V_{\text{conmutar}}$) se aplican a los conmutadores 1210, 1212, 1214, 1216 para encender o apagar externamente los filtros FBAR convencionales 1202, 1204.

10 En contraste, la figura 12B ilustra un banco de filtros de conmutación 1250 implementado usando los dispositivos FBAR de base BST de acuerdo con otra realización de la presente invención. El banco de filtros 1250 incluye dos filtros FBAR de base BST 1252, 1254. Tenga en cuenta que los filtros FBAR de base BST 1252, 1254 se conectan directamente por las señales de conmutación DC (V_{conmutar} y $\sim V_{\text{conmutar}}$) debido a que los filtros FBAR de base BST 1252, 1254 son conmutables en función de si una señal de polarización de DC se aplica a los mismos. Por lo tanto, el banco de filtros de conmutación 1250 no requiere interruptores externos para encender o apagar los filtros FBAR de base BST 1252, 1254.

15 Al leer esta descripción, los expertos en la técnica apreciarán todavía adicionales diseños alternativos estructurales y funcionales de un dispositivo FBAR de base BST y en sus aplicaciones a través de los principios descritos de la presente invención. Así, mientras que las realizaciones y aplicaciones particulares de la presente invención se han ilustrado y descrito, se ha de entender que la invención no se limita a la construcción y componentes precisos descritos en este documento.

REIVINDICACIONES

1. Duplexor (1100) que comprende:

5 un primer filtro (1106) que incluye al menos un primer condensador (1004) y por lo menos un primer resonador acústico (1010) acoplado al primer condensador, estando el primer filtro configurado para ser acoplado a una antena (1110), y comprendiendo el primer resonador acústico:

10 un primer electrodo (510a);
 un segundo electrodo (510b); y
 una primera capa dieléctrica de titanato de bario estroncio (BST) (520) dispuesta entre el primer electrodo y el segundo electrodo, en la que una corriente continua (DC) de voltaje de polarización se aplica a través de la primera capa dieléctrica BST para encender el primer resonador acústico con una frecuencia resonante; y

15 un segundo filtro (1108) que incluye al menos un segundo condensador (1004) y al menos un segundo resonador acústico acoplado al segundo condensador, estando el segundo filtro configurado para ser acoplado a la antena (1110), y comprendiendo el segundo resonador acústico:

20 un tercer electrodo;
 un cuarto electrodo; y
 una segunda capa dieléctrica de BST dispuesta entre el tercer electrodo y el cuarto electrodo, en la que no se aplica voltaje de polarización DC a través de la segunda capa dieléctrica BST para apagar el segundo resonador acústico.

25 2. Duplexor según la reivindicación 1, en el que el duplexor está configurado de tal manera que la frecuencia resonante está relacionada con un nivel del voltaje de polarización de DC.

30 3. Duplexor según la reivindicación 2, en el que el duplexor está configurado de tal manera que la frecuencia de resonancia se incrementa cuando el nivel de los de voltaje de polarización DC aumenta.

4. Duplexor según la reivindicación 1, en el que el primer resonador acústico se forma sobre un sustrato de zafiro.

35 5. Duplexor según la reivindicación 1, en el que el primer resonador acústico se forma sobre una capa de aire dispuesta entre el segundo electrodo y un sustrato de soporte el primer resonador acústico.

6. Duplexor según la reivindicación 1, en el que el primer resonador acústico se forma sobre un reflector acústico dispuesto entre el segundo electrodo y un sustrato de soporte del primer resonador acústico, reduciendo el reflector acústico la amortiguación de la resonancia acústica del primer resonador causada por el sustrato.

40 7. Duplexor según la reivindicación 6, en el que el reflector acústico comprende una capa de platino (Pt).

8. Duplexor según la reivindicación 6, en el que el reflector acústico comprende una pluralidad de capas alternas de platino (Pt) y dióxido de silicio (SiO₂).

45 9. Duplexor de la reivindicación 1, en el que el primer resonador acústico incluye una primera parte formada sobre un sustrato y una segunda parte formada sobre un espacio de aire.

10. Banco de filtros de conmutación (1250) que comprende:

50 un primer filtro (1252) que incluye al menos un primer condensador (1004) y por lo menos un primer resonador acústico (1010) acoplado al primer condensador, comprendiendo el primero resonador acústico:

55 un primer electrodo (510a);
 un segundo electrodo (510b); y
 una primera capa dieléctrica de titanato de bario estroncio (BST) (520) dispuesta entre el primer electrodo y el segundo electrodo, en la que se aplica una corriente continua (DC) de voltaje de polarización a través de la primera capa dieléctrica BST para encender el primera resonador acústico con una frecuencia resonante; y

60 un segundo filtro (1254) acoplado en paralelo con el primer filtro y que incluye al menos un segundo condensador (1004) y al menos un segundo resonador acústico acoplado al segundo condensador, comprendiendo el segundo resonador acústico:

65 un tercer electrodo;
 un cuarto electrodo; y

una segunda capa dieléctrica de BST dispuesta entre el tercer electrodo y el cuarto electrodo, en el que no se aplica voltaje de polarización DC a través de la segunda capa dieléctrica BST para apagar el segundo resonador acústico.

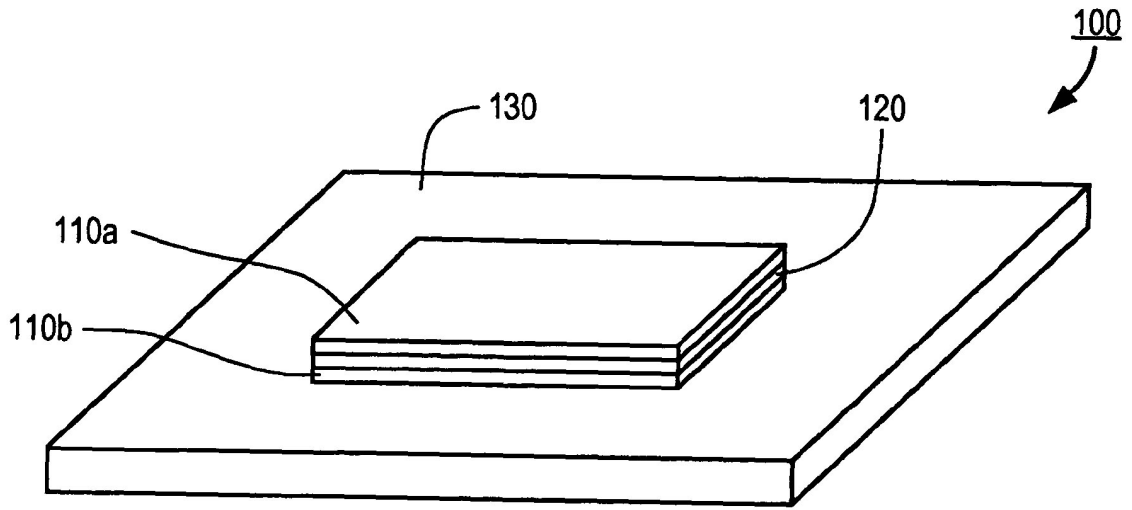


FIG. 1

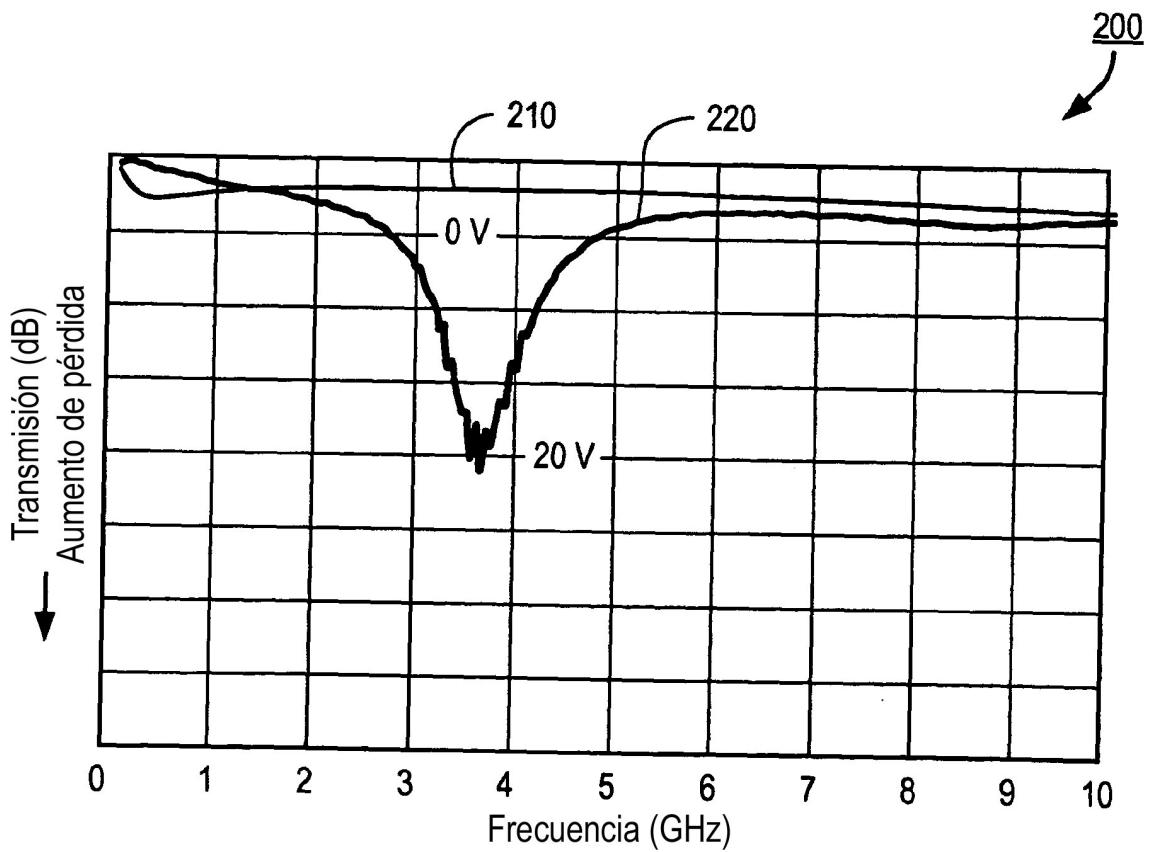


FIG. 2

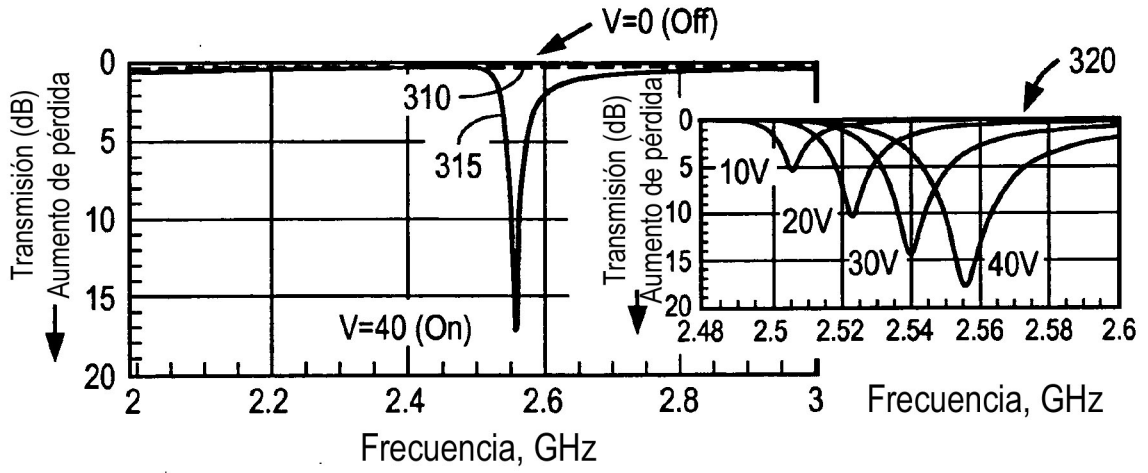


FIG. 3

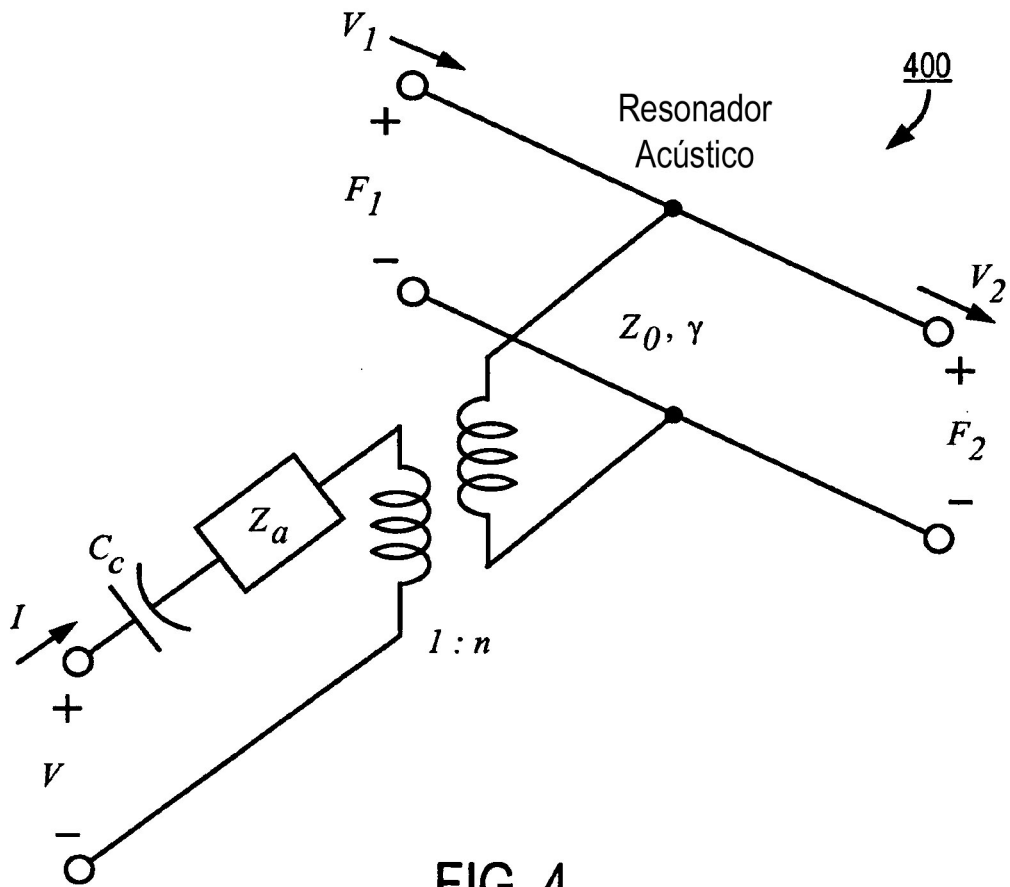


FIG. 4

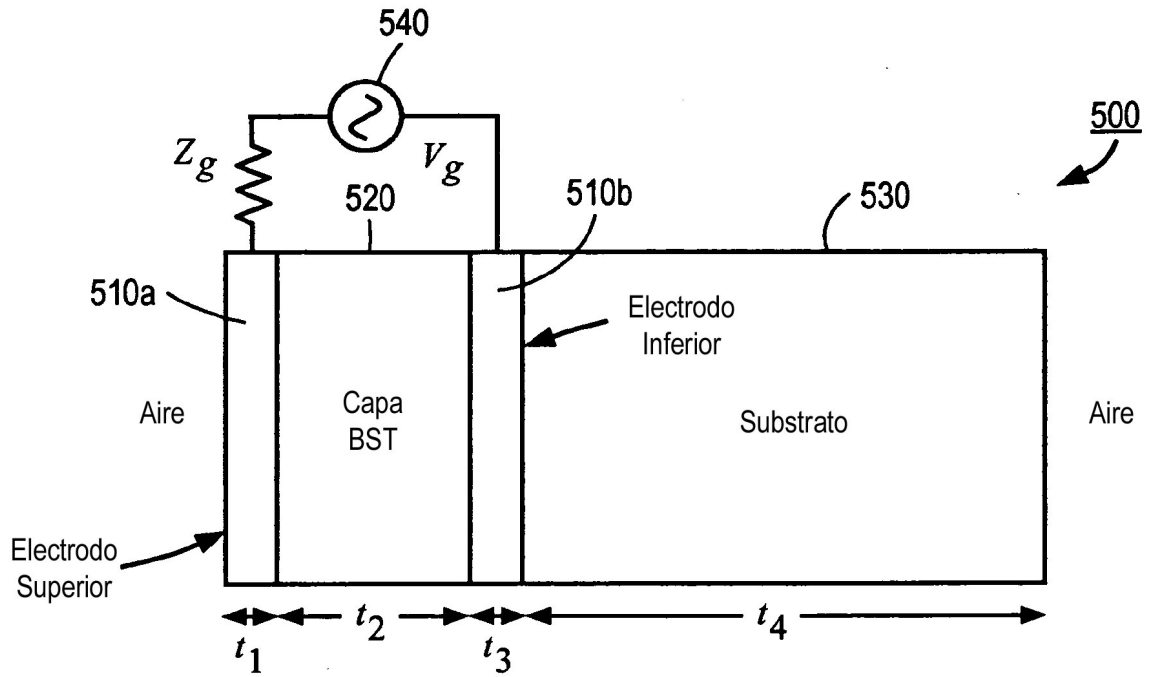


FIG. 5

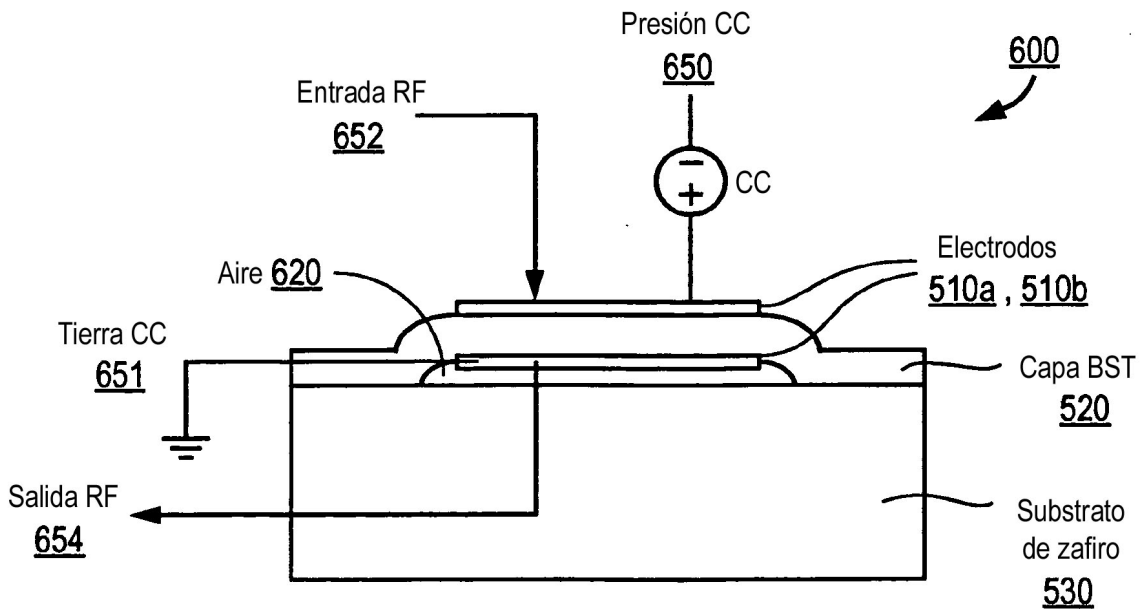


FIG. 6

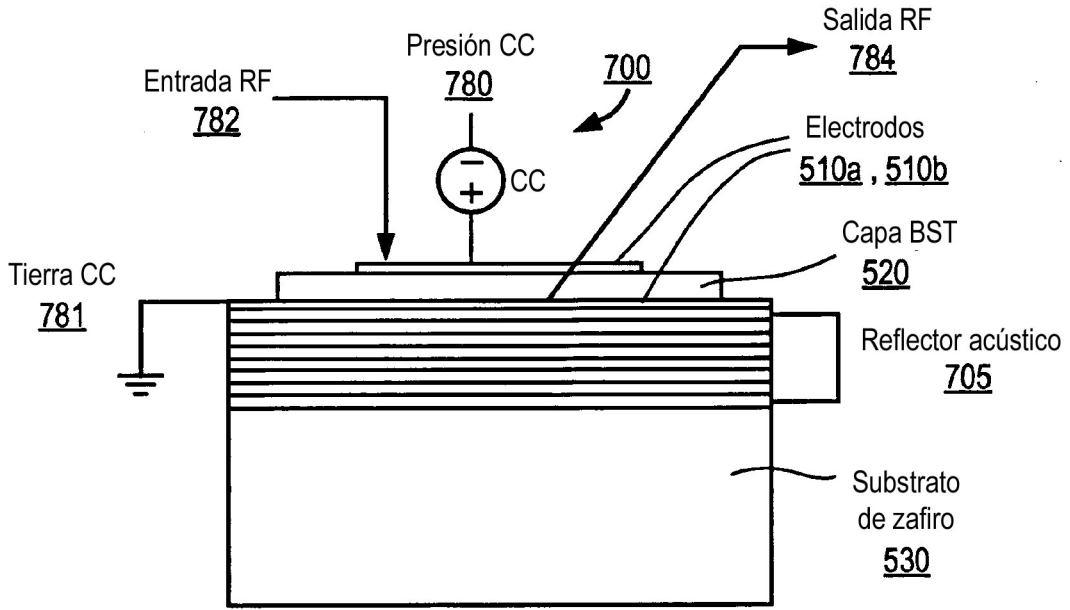


FIG. 7A

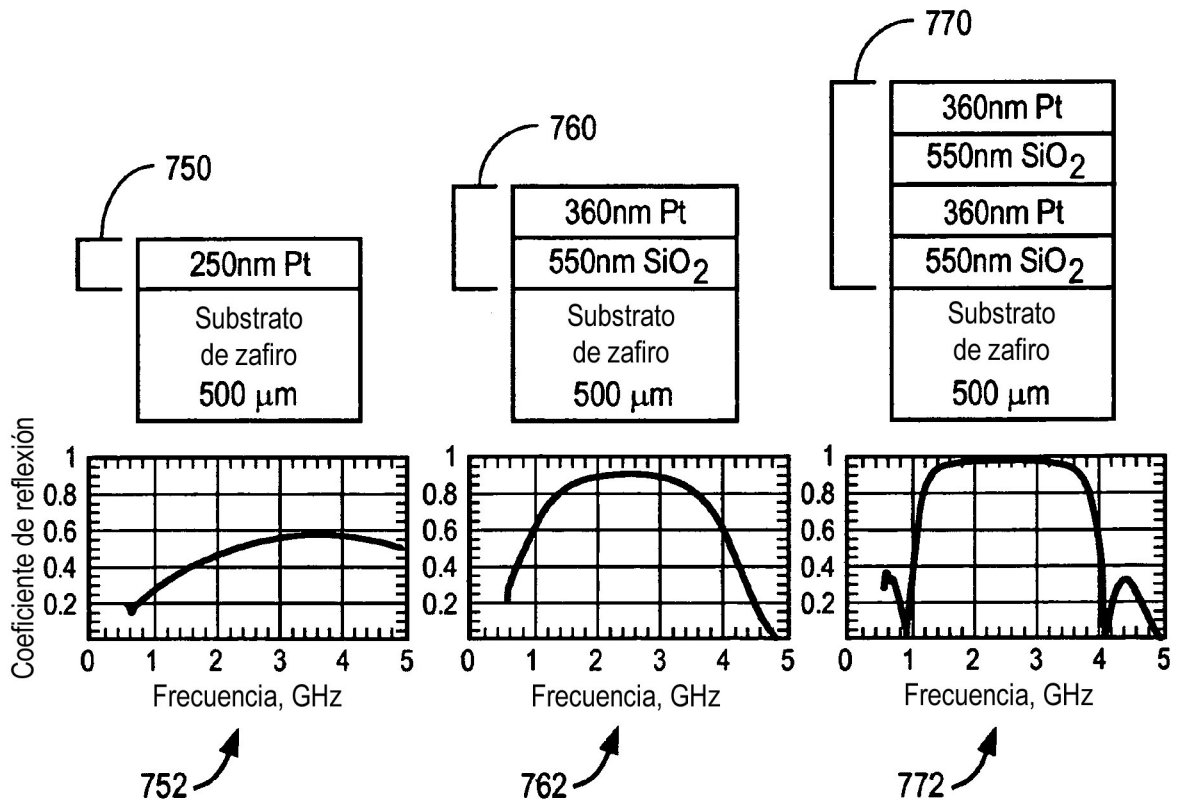


FIG. 7B

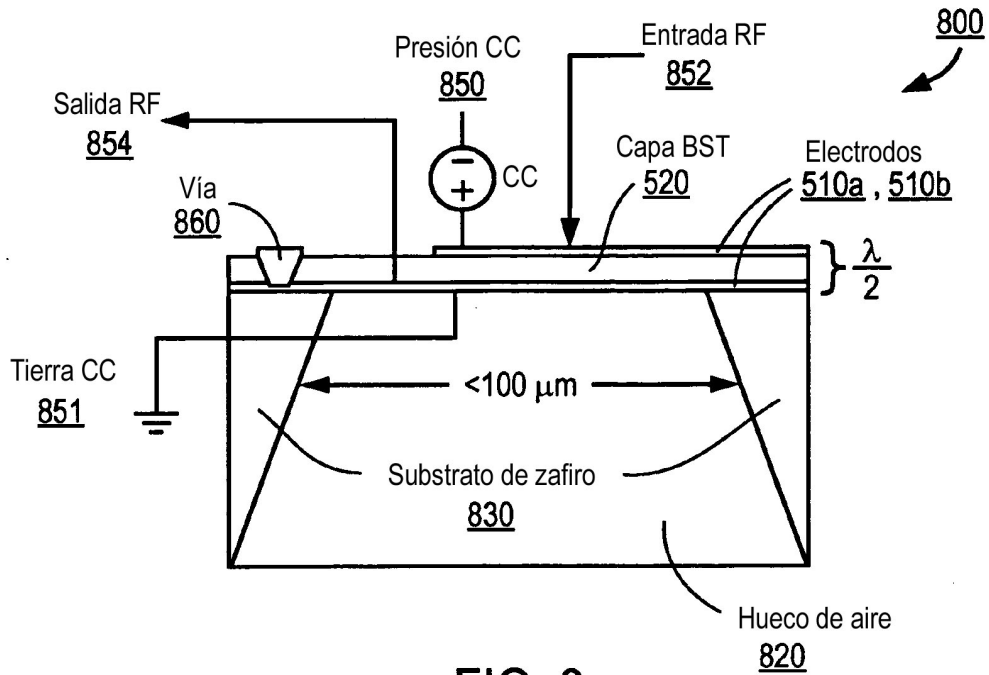


FIG. 8

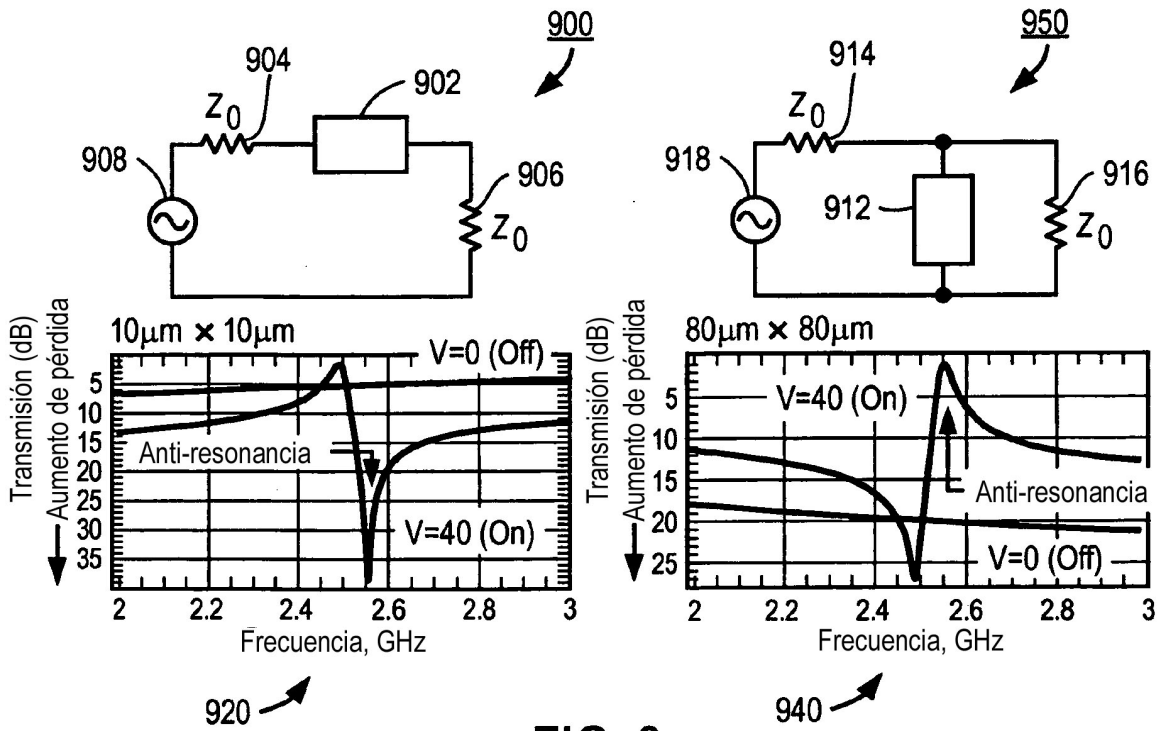


FIG. 9

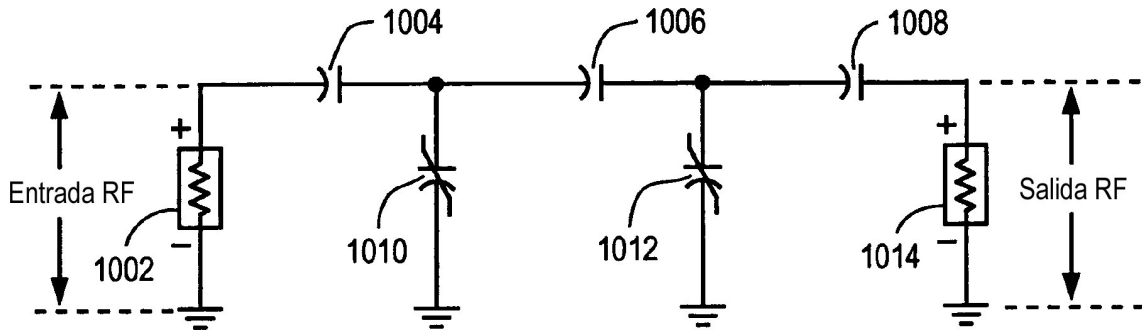


FIG. 10A

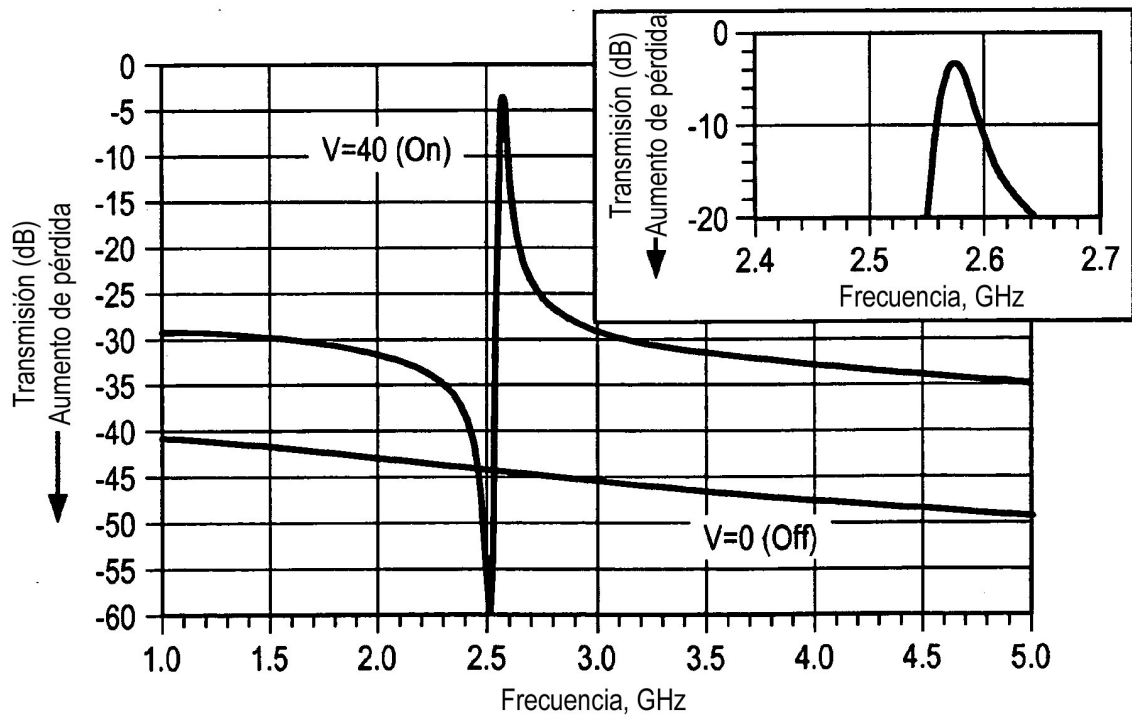


FIG. 10B

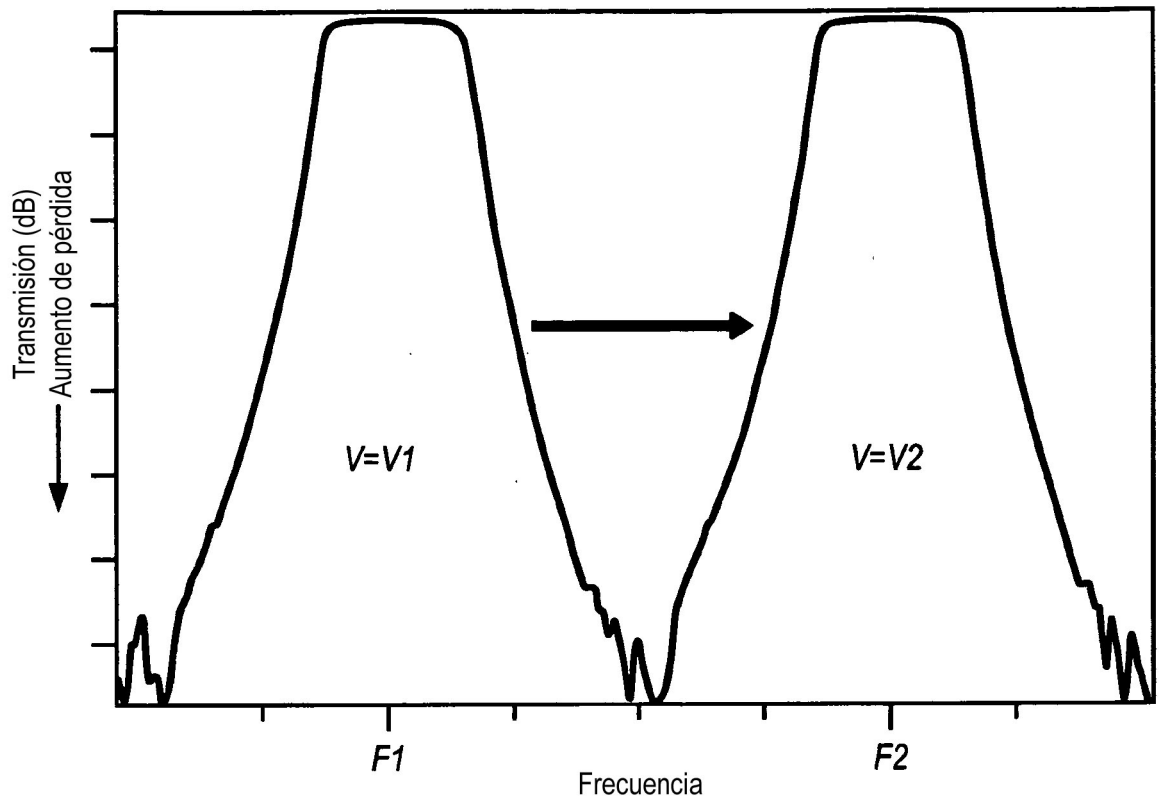


FIG. 10C

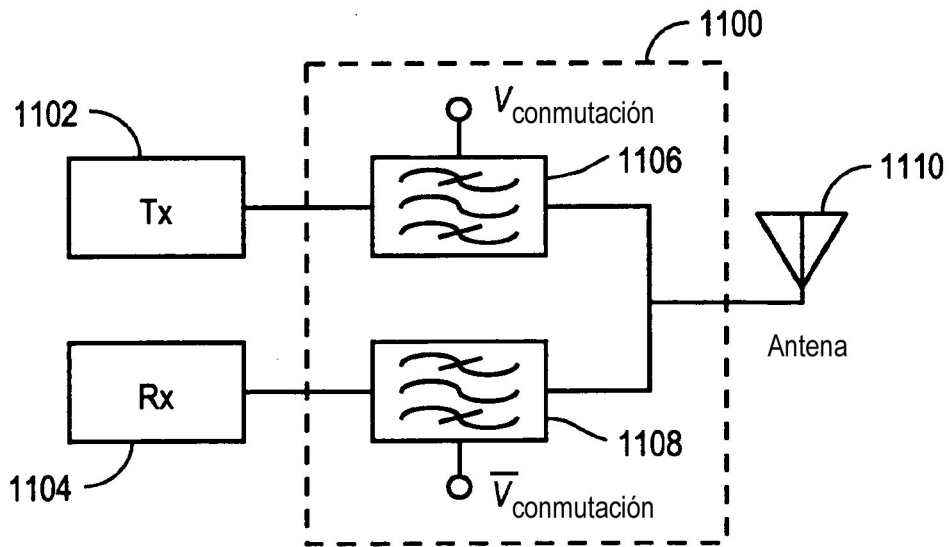


FIG. 11

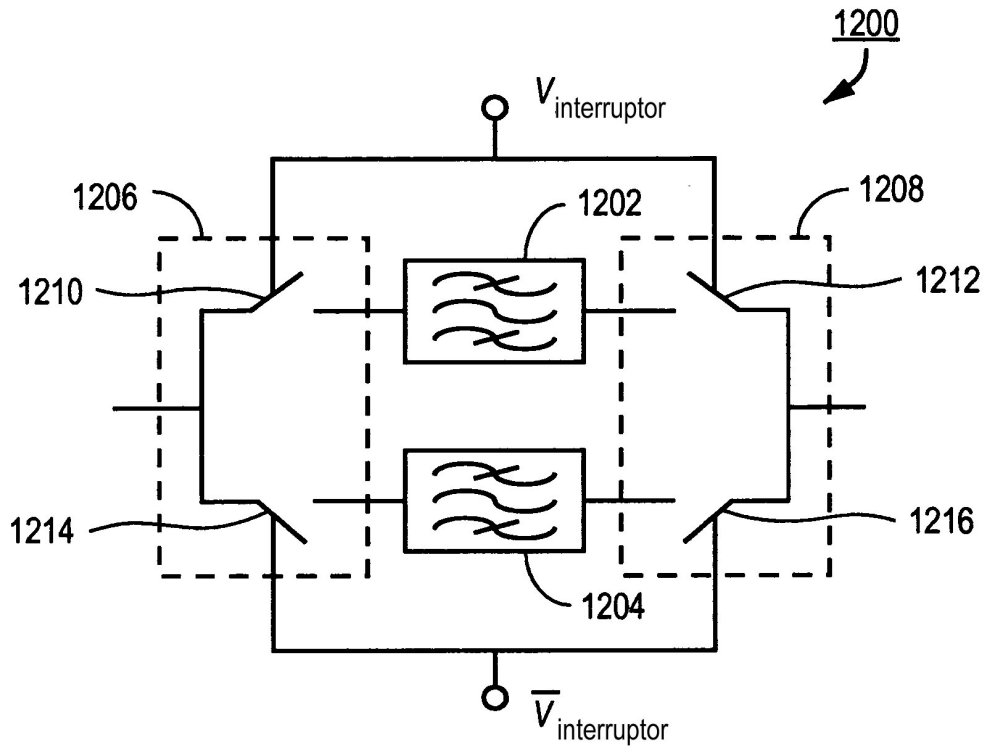


FIG. 12A
(TÉCNICA ANTERIOR)

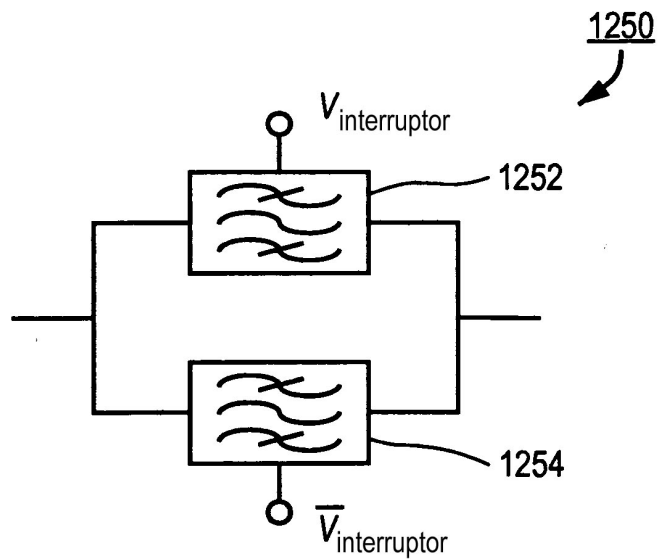


FIG. 12B