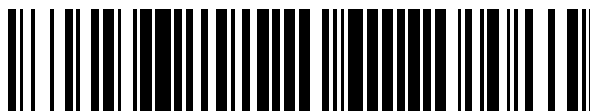


19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 423 597**

51 Int. Cl.:

**H03B 5/12** (2006.01)

**H03B 5/18** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **26.08.2010 E 10174140 (3)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **15.05.2013 EP 2306636**

54 Título: **Circuito resonante para osciladores de microondas**

30 Prioridad:

**30.09.2009 IT MI20091685**

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

**23.09.2013**

73 Titular/es:

**SIAE MICROELETTRONICA S.P.A. (100.0%)  
Via Buonarroti 21  
20093 Cologno Monzese (MI), IT**

72 Inventor/es:

**FAVRE, GIULIO y  
TRAVERSA, ANTONIO**

74 Agente/Representante:

**ILLESCAS TABOADA, Manuel**

**ES 2 423 597 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**

Circuito resonante para osciladores de microondas

5 La presente invención se refiere a un circuito resonante mejorado para la reducción del ruido de fase de un oscilador de microondas de elevada banda de ajuste a alta frecuencia y a un oscilador dotado de dicho circuito resonante.

10 Es conocido del sector técnico de las telecomunicaciones que existe la necesidad de osciladores sinusoidales para las transmisiones de radio por microondas y también son conocidos diversos métodos para la fabricación de dichos osciladores.

Uno de los métodos más ampliamente utilizados se basa en el acoplamiento de un circuito LC resonante a un circuito activo que funciona como resistencia de valor negativo.

15 La figura 1 muestra el diagrama de un ejemplo de oscilador conocido a partir de la patente JP nº 60210013 del campo de las microondas y formado a partir de un circuito integrado, en el que: la inductancia la proporciona una microtira conductora L que se deposita sobre un sustrato dieléctrico y cuya longitud "l" se relaciona con la frecuencia de resonancia predefinida y la capacitancia de la cual, para la formación del circuito LC resonante, contempla la utilización de dos condensadores C1, C2, por lo menos uno de los cuales es variable y consiste de un diodo varactor que se dispone en la alimentación del circuito activo. Se proporcionan dispositivos similares en las patentes US nº 4.598.423 y EP nº 0 823 777.

20 La utilización de dos condensadores variables permite producir un incremento de la amplitud de la banda de ajuste; sin embargo, no ayuda con eficacia a reducir el ruido de fase, que es la perturbación principal responsable de la reducción de la calidad de los osciladores, en particular a frecuencias de microondas elevadas.

25 Otros ejemplos de la técnica anterior según el preámbulo de la reivindicación 1 se describen en el documento US nº 2008/0001680, que ilustra un circuito de red en escalera que es capaz de ampliar la banda de ajuste y/o proporcionar varias salidas de amplitud diferente, del que deriva la realización de mallas múltiples, con condensadores dispuestos en paralelo de manera que la corriente que fluye en cada nodo se divide en varias fracciones y los circuitos L y C correspondientes no son recorridos por la misma corriente, tal como requiere un circuito en el que todos los componentes se encuentran dispuestos en serie.

30 Por lo tanto, el documento no proporciona una contribución sustancial a la resolución del problema de las perturbaciones que resultan del ruido de fase.

35 Dichas perturbaciones se deben a varias causas, las cuales no se encuentran directamente relacionadas, tales como el ruido térmico, el ruido de cuantización del dispositivo, el ruido en el sustrato de los circuitos integrados, el ruido de la fuente de alimentación, que resulta en una temporización inestable del periodo de oscilación (fluctuación de la fase de temporización) y la dispersión espectral.

40 La consecuencia de dicho ruido es la introducción de una modulación parasitaria de la amplitud y la fase, de manera que se convierte un punto referente a un estado de modulación (símbolo) en una nube dispersa de puntos, con la consecuente reducción del margen de ruido. Este fenómeno presenta efectos particularmente perjudiciales en los sistemas modernos de transmisión de señales digitales QAM, en los que el incremento de la cantidad de niveles transmitidos reduce gradualmente la distancia entre los puntos de las constelaciones, reduciendo el margen de ruido y provocando que el sistema resulte más sensible al ruido de fase, con el consecuente incremento de la probabilidad de errores de conexión.

45 Por lo tanto, el problema técnico planteado es proporcionar un circuito resonante para osciladores utilizados en los transreceptores de microondas que sea capaz de reducir el ruido de fase en comparación con la técnica anterior, de manera que adapte los osciladores de los transmisores radioeléctricos digitales actuales a la necesidad en continuo crecimiento de una mayor capacidad de transmisión, la cual requiere en consecuencia la mejora de la relación señal/ruido.

50 En relación a dicho problema, se requiere además que el circuito resonante pueda fabricarse de manera simple y a bajo coste.

55 Estos resultados se consiguen según la presente invención mediante un oscilador de microondas dotado de un circuito resonante según los elementos característicos de la reivindicación 1.

Pueden obtenerse datos adicionales a partir de la descripción siguiente de un ejemplo no limitativo de realización del circuito resonante según la presente invención, proporcionado haciendo referencia a los dibujos adjuntos, en los que:

la figura 1 muestra el diagrama del circuito básico de una realización de un oscilador según la técnica anterior; la figura 2 muestra el diagrama del circuito básico de una realización de un oscilador según la presente invención, y la figura 3 muestra el gráfico para el "ruido de fase" dependiendo de las relaciones de longitud entre las microtiras inductivas en el que las curvas corresponden a tres ejemplos de variación de la misma.

5 Tal como se describe en la parte introductoria, la fig. 1 muestra un circuito resonante implementado según la técnica anterior mediante dos condensadores C1, C2, en el que por lo menos uno de los cuales es variable y que se encuentran separados por una línea L que forma la parte inductiva del circuito resonante; esta estructura, aunque resulta efectiva en términos de los requisitos de ampliación de la banda de ajuste útil, es incapaz de ayudar a mejorar de algún modo el ruido de fase.

10 La figura 2 muestra un ejemplo de realización del circuito LC resonante según la presente invención, en el que se contempla que la parte inductiva L del circuito se divide en tres inductancias L1, L2, L3, las cuales están formadas por microtiras correspondientes de longitudes "l1", "l2" y "l3", respectivamente, y que el componente capacitivo C se divide en un número correspondiente de condensadores, C1, C2 y C3, por lo menos uno de los cuales es variable y que se disponen en serie a lo largo de la línea, de manera que se alternan con las microtiras inductivas.

20 Las capacitancias e inductancias se dimensionan de manera que resuenen a las frecuencias operativas predefinidas del circuito y del oscilador al que se encuentra conectado el circuito.

En particular, la primera inductancia, L1, se dispone inmediatamente antes del puerto P1 de un generador G que funciona de manera conocida como una resistencia negativa.

25 Los ensayos experimentales llevados a cabo con el circuito resonante según la invención demostraron que se producía una reducción del ruido de fase, tal como se ilustra en la fig. 3, que es un gráfico que muestra, a lo largo del eje y, la relación de ruido de fase/señal dBc/Hz y, a lo largo del eje x, los valores de "l<sub>r</sub>" de una relación  $l_r = l_{var} / (l_1 + l_2 + l_3)$

30 en la que:  
l<sub>var</sub>=longitud de la microtira, que en cada caso se considera el valor de referencia para el ensayo individual, y

$$l_1 + l_2 + l_3 = l_{tot} = \text{COSTE}$$

En mayor detalle:

EJEMPLO 1

35 Partiendo de los valores iniciales:

$$l_1 = 2000\mu\text{m}; \quad l_2 = 10\mu\text{m}; \quad l_3 = 10\mu\text{m},$$

40 la inductancia L3 y, por lo tanto, la longitud "l<sub>3</sub>", se han mantenido constantes, incrementando el valor de la inductancia L2 y reduciendo correspondientemente la inductancia L1, de manera que se mantiene l<sub>1</sub>+l<sub>2</sub>+l<sub>3</sub>=COSTE, y, a los fines de ilustración gráfica en las figuras, se ha considerado que:

$$l_r = l_2 / (l_1 + l_2 + l_3);$$

45 los valores de la relación ruido/señal están representados por la la curva de línea discontinua indicada como Ejemplo 1.

EJEMPLO 2

Partiendo de los mismos valores iniciales:

$$50 \quad l_1 = 2000\mu\text{m}; \quad l_2 = 10\mu\text{m}; \quad l_3 = 10\mu\text{m},$$

la inductancia L3 y, por lo tanto, la longitud "l<sub>3</sub>", se han mantenido constantes, incrementando el valor de la inductancia L2 y reduciendo correspondientemente la inductancia L1, de manera que se mantiene l<sub>1</sub>+l<sub>2</sub>+l<sub>3</sub>=COSTE. En este caso se ha considerado que:

$$l_r = l_3 / (l_1 + l_2 + l_3) ;$$

los valores de la relación ruido/señal están representados por la curva de línea continua indicada como Ejemplo 2, con un valor mínimo muy bajo.

5 EJEMPLO 3

Partiendo de los mismos valores iniciales:

$$l_1 = 2000\mu\text{m}; \quad l_2 = 10 \mu\text{m}; \quad l_3 = 10 \mu\text{m},$$

10 se han incrementado ambas inductancias, L3 y L2, incrementando las longitudes asociadas, "l<sub>2</sub>" y "l<sub>3</sub>", manteniendo simultáneamente que L2=L3 y, de esta manera, reduciendo la inductancia L1 de manera que se mantenga l<sub>1</sub>+l<sub>2</sub>+l<sub>3</sub>=COSTE, considerando:

$$l_r = (l_3 + l_2) / (l_1 + l_2 + l_3) ;$$

los valores de la relación ruido/señal están representados por la la curva de línea de punto-raya indicada como Ejemplo 3.

15 Tal como puede observarse, todas las curvas en la fig. 3 muestran una reducción del ruido de fase en comparación con la técnica anterior, representada por el valor inicial l<sub>0</sub>=l<sub>1</sub>+l<sub>2</sub>+l<sub>3</sub>=l, correspondiente a la configuración conocida a partir de la patente JP nº 60210013.

20 Según la invención se contempla además que el circuito resonante se forme con una estructura integrada monolítica (EIM) y que, en una realización preferente, la microtira inductiva presente un conductor central con varias capas conductoras separadas por un dieléctrico y conectadas en extremos opuestos únicamente según lo contemplado por una solicitud de patente copendiente a nombre del presente solicitante.

25 Por lo tanto, ahora resulta evidente cómo, utilizando el circuito resonante según la presente invención, resulta posible obtener, de una manera simple y a bajo coste, osciladores capaces de proporcionar valores de ruido de fase particularmente bajos dentro de una banda de ajuste amplia, resultando este efecto particularmente útil a frecuencias de microondas elevadas, de entre 4 y 20 GHz, y para los fines de los requisitos crecientemente más avanzados de QAM de la tecnología de transmisión digital.

30 Aunque descrita en relación a una realización preferente de la invención, se entiende que el alcance de protección de la presente patente se encuentra definido únicamente por las reivindicaciones siguientes.

**REIVINDICACIONES**

1. Oscilador de microondas que comprende un circuito bipolar activo (G) que presenta una alimentación (P1) y que muestra una resistencia negativa con un circuito resonante (LC) interpuesto entre la alimentación (P1) del primero y tierra, comprendiendo dicho circuito resonante (LC) una parte capacitiva (C) dividida en varios condensadores (C1, C2, C3) y una parte inductiva (L), **caracterizado porque** dicha parte capacitiva comprende por lo menos tres condensadores (C1, C2, C3), siendo variable por lo menos uno de ellos y dicha parte inductiva se encuentra dividida en tres elementos inductivos (L1, L2, L3), el primero (L1) de los cuales (L1, L2, L3) se interpone en serie entre la alimentación (P1) del circuito activo (G) del oscilador y un primer condensador (C1), un segundo elemento inductivo (L2) se interpone en serie entre dicho primer condensador (C1) y un segundo condensador (C2) y un tercer elemento inductivo (L3) se interpone en serie entre dicho segundo condensador (C2) y un tercer condensador (C3) y **porque** la suma de las tres inductancias (L1, L2, L3) es constante e igual al valor (L) de la inductancia de resonancia que resuena con los distintos condensadores (C1, C2, C3) dispuestos en serie con las inductancias a la frecuencia fundamental del oscilador (G).
2. Oscilador de microondas según la reivindicación 1, **caracterizado porque** se forma con una estructura integrada monolítica.
3. Oscilador de microondas según la reivindicación 1, **caracterizado porque** las inductancias (L1, L2, L3) se forman como microtira de longitudes  $l_1$ ,  $l_2$  y  $l_3$ , respectivamente, de manera que  $l_1+l_2+l_3=COSTE$ .
4. Oscilador de microondas según la reivindicación 1, **caracterizado porque** la frecuencia de salida de oscilación es de entre 4 y 20 GHz.

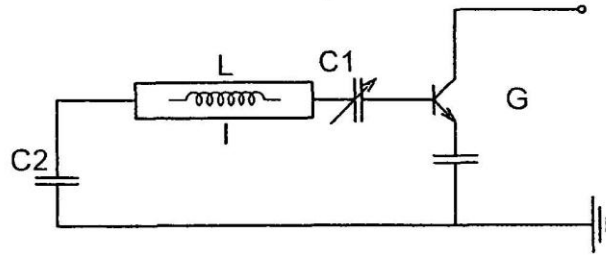


Fig.1

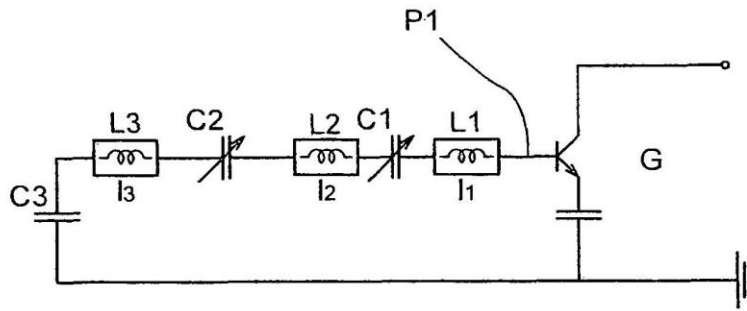


Fig.2

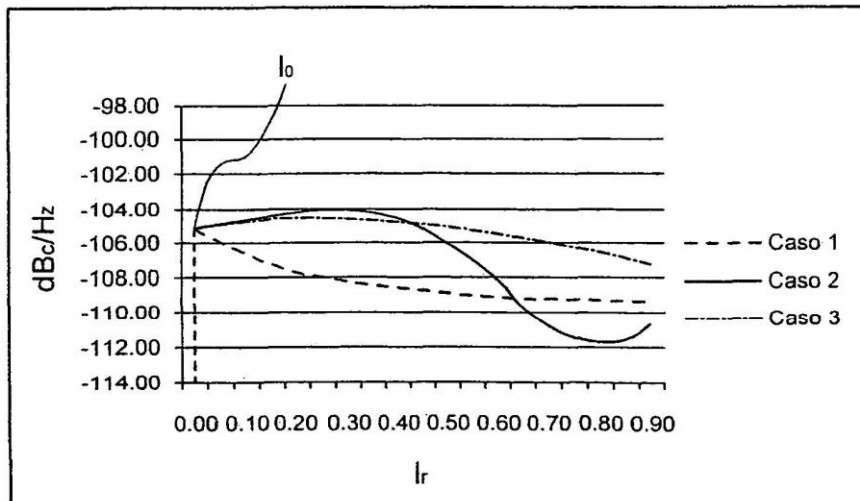


Fig.3

**REFERENCIAS CITADAS EN LA DESCRIPCIÓN**

La lista de referencias citadas por el solicitante es, únicamente, para conveniencia del lector. No forma parte del documento de patente europea. Si bien se ha tenido gran cuidado al compilar las referencias, no pueden excluirse errores u omisiones y la OEP declina toda responsabilidad a este respecto.

5

**Documentos de patente citados en la descripción**

- JP 60210013 B [0004] [0023]
- US 4598423 A [0004]
- EP 0823777 A [0004]
- US 20080001680 A [0006]