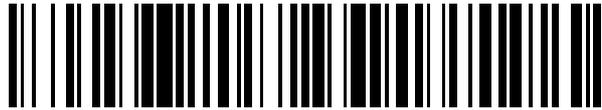


19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 568 511**

21 Número de solicitud: 201431578

51 Int. Cl.:

**H03J 5/00** (2006.01)

12

PATENTE DE INVENCION

B1

22 Fecha de presentación:

**28.10.2014**

43 Fecha de publicación de la solicitud:

**29.04.2016**

Fecha de la concesión:

**31.01.2017**

45 Fecha de publicación de la concesión:

**07.02.2017**

73 Titular/es:

**UNIVERSIDAD DE ZARAGOZA (100.0%)  
Campus Plaza San Francisco - Pedro Cerbuna 12  
50009 Zaragoza (Zaragoza) ES**

72 Inventor/es:

**GARCÍA ROMEO, Daniel;  
MARTÍNEZ MARTÍNEZ, Pedro A.;  
MEDRANO MARQUÉS, Nicolás J. y  
CALVO LÓPEZ, Belén**

74 Agente/Representante:

**CARVAJAL Y URQUIJO, Isabel**

54 Título: **Sistema y método de control de frecuencia para osciladores analógicos sinusoidales**

57 Resumen:

Sistema y método de control de frecuencia para osciladores analógicos sinusoidales, en los que la regulación de frecuencia depende del valor de al menos una resistencia ( $R_C$ ,  $R_D$ ). El sistema comprende un circuito convertidor digital/analógico (10, 10') intercalado en serie entre un extremo de cada resistencia ( $R_C$ ,  $R_D$ ) y el punto de conexión ( $V_B$ ,  $V_C$ ) de dicho extremo al oscilador. Cada circuito convertidor digital/analógico (10, 10') comprende un convertidor digital/analógico (11), que recibe como entrada de tensión de referencia ( $V_{REF}$ ) el punto de conexión ( $V_B$ ,  $V_C$ ) correspondiente, y un seguidor de tensión (13) conectado entre la salida del convertidor digital/analógico (11) y el extremo de la resistencia ( $R_C$ ,  $R_D$ ) correspondiente. Permite el control de la frecuencia de oscilación en dispositivos compactos, portátiles y de baja tensión de alimentación, con rangos de frecuencia elevados, una elevada resolución y linealidad en frecuencia y gran pureza espectral de la señal resultante.

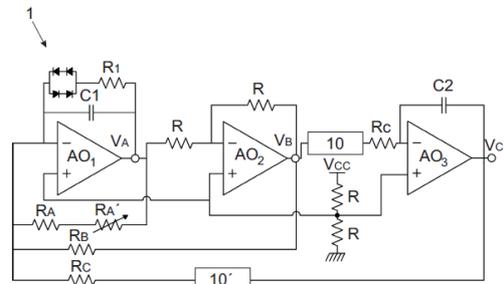


Fig. 2

ES 2 568 511 B1

**Sistema y método de control de frecuencia para osciladores analógicos sinusoidales**

**DESCRIPCIÓN**

5 Campo de la invención

La presente invención se engloba dentro del campo de los osciladores analógicos sinusoidales, y más concretamente en el campo de los sistemas de control de frecuencia para osciladores analógicos sinusoidales, como por ejemplo generadores analógicos de señales sinusoidales en cuadratura.

10

Antecedentes de la invención

En la actualidad, los osciladores sinusoidales son dispositivos electrónicos empleados en numerosas aplicaciones, como generadores de señal de excitación para sensores, señales de test para la depuración de sistemas más complejos o como señales de referencia de frecuencia. Entre ellos, podemos destacar los denominados osciladores en cuadratura, que proporcionan dos señales sinusoidales con un desfase de 90 grados entre sí, con importantes aplicaciones en comunicaciones, instrumentación y medida.

15

20

El diseño de estructuras que permitan la generación de señales sinusoidales ha sido históricamente complicado, y supone un desafío, porque son básicamente osciladores con control lineal de la frecuencia, la amplitud o la distorsión, y estos tres parámetros deben ser controlados simultáneamente en muchas aplicaciones.

25

Existen dos tipos principales de implementaciones: analógica y digital. Las estructuras digitales presentan un gran versatilidad y una resolución en frecuencia mucho mayor que las analógicas, pero por el contrario, son configuraciones que presentan un grado muy elevado de complejidad. Además, estas implementaciones digitales sufren de otros inconvenientes muy a tener en cuenta, como la necesidad de emplear un reloj de frecuencia mucho más elevada que la de salida y la posibilidad de aparición de efectos de glitch a medida que la frecuencia se incrementa debido a su acercamiento a la frecuencia del reloj [1]. Los modelos comerciales existentes que usan este tipo de estructuras proporcionan una única salida senoidal y entre ellos podemos encontrar el modelo AN1523 de Microchip [2] o la tarjeta NI 5404 de National Instruments [3].

30

35

Los osciladores sinusoidales analógicos consisten fundamentalmente en amplificadores, con una red de elementos externos, normalmente resistencias y condensadores, conectados en

un lazo de realimentación positiva que genera la oscilación. Son, por tanto, sistemas totalmente autónomos (no precisan de señales externas), en general más sencillos que los digitales y más compactos, que permiten la obtención de variables desfasadas con una única topología. Además, los avances actuales en la implementación de elementos activos como amplificadores operacionales de baja tensión de alimentación, bajo consumo, rangos de entrada/salida rail-to-rail, elevado ancho de banda y elevado slew-rate, hacen que esta opción sea muy adecuada para su implementación en sistemas portátiles de bajo coste. En contraposición, no pueden alcanzar la resolución en frecuencia de la aproximación digital debido a la baja resolución que muestran los métodos de control analógicos

10

En los osciladores sinusoidales analógicos, empleados como solución para sistemas portátiles, el control de la frecuencia de oscilación y su programabilidad es una cuestión compleja no resuelta de forma estándar, bien por la dificultad de conseguir una variación lineal de la frecuencia manteniendo la condición de oscilación [4-5], bien por incrementarse la distorsión de la señal generada, o bien porque la metodología para la variación de la frecuencia de trabajo viene dada por el control de los elementos resistivos (SRCOs) o capacitivos del sistema [6], cuyas limitaciones en términos de variaciones mínimas posibles y tolerancias reducen significativamente el margen de modificación de la frecuencia de trabajo.

20

Con baja tensión de alimentación, la complejidad requerida para garantizar las condiciones de oscilación se vuelve todavía más exigente en aquellas aplicaciones para las que se precisa variar la frecuencia de oscilación, y se complica si es preciso generar no sólo una única onda sinusoidal sino que además es necesaria la creación de otras a partir de ésta, como en el caso de señales en cuadratura o en contrafase [7], manteniendo constante la relación en sus amplitudes y proporcionando señales con una adecuada pureza espectral, condiciones necesarias para aplicaciones de instrumentación y medida de alta precisión, como en el caso de los amplificadores lock-in. Los amplificadores lock-in (LIA) son sistemas diseñados para recuperar señales en frecuencia cuando presentan amplitudes de valores muy pequeños o se encuentran en presencia de altos niveles de ruido lo que hace imposible su medida con otros sistemas. Existen diseños actuales que presentan estructuras LIA diseñadas para bajo consumo y por tanto portables pero para aplicaciones específicas de frecuencia baja, en general nunca superior a unos pocos kHz. Sin embargo, estos sistemas presentan unas limitaciones dadas por la ausencia de un procedimiento efectivo para la generación de señales sinusoidales en cuadratura con elevada resolución en frecuencia, lo que los descarta como sistemas tipo lock-in portátiles de propósito más general, a diferencia

35

de los instrumentos comerciales convencionales [8-9].

Una estructura adecuada para la generación de señales sinusoidales en cuadratura compatible con los requisitos de baja tensión de alimentación y selección de la frecuencia de oscilación es la propuesta en [10] y [11]. Seleccionando apropiadamente los amplificadores, este esquema puede operar con fuente única a tensiones de polarización de 3.3 voltios, alimentada a través del puerto USB de un computador o mediante batería, lo que permite proporcionar señales de estas características a sistemas de instrumentación portátiles, sensores inteligentes, etc.

En la oscilador analógico sinusoidal de [10] y [11] se puede realizar un ajuste de la frecuencia de trabajo variando las resistencias o la capacitancia de los condensadores. Una opción comúnmente utilizada es emplear potenciómetros para variar las resistencias. Estos dispositivos permiten fijar valores de resistencia de manera sencilla, de forma que utilizando dos potenciómetros y ajustando ambos simultáneamente se pueden obtener variaciones de la frecuencia de trabajo, manteniendo la condición de amplitud constante. Actualmente se utilizan potenciómetros digitales; de esta forma el control automático de frecuencia podría conseguirse con el empleo de estos potenciómetros digitales, cuyo valor puede ser programado a través de un microcontrolador. Sin embargo, el uso de potenciómetros digitales tiene dos inconvenientes principales:

(i) Estos componentes presentan valores de tolerancia demasiado altos para poder implementar adecuadamente el control de frecuencia con amplitud constante.

(ii) El número de valores diferentes en que se puede programar un potenciómetro digital disminuye conforme lo hace el valor elegido de resistencia, siendo para un 1 k $\Omega$  nunca superior a 256 posiciones: así, el dispositivo AD5252 de Analog Devices [12] de 1 k $\Omega$  de resistencia total presenta una tolerancia de 30% y 256 valores programables o el dispositivo MAX5481 [13] de Maxim Integrated de 10 k $\Omega$  de resistencia total tiene una tolerancia de 25% y 1024 posiciones.

Este hecho supone que los cambios mínimos en la frecuencia de oscilación que se pueden conseguir empleando estos dispositivos sean en el mejor de los casos, suponiendo que las características de los dos potenciómetros necesarios son suficientemente parecidas, de unos 300 Hz, aunque debido a la elevada tolerancia que ofrecen, se hace muy complicada la consecución de pasos constantes en un rango de trabajo determinado.

- Entre los dispositivos comerciales, se conoce el oscilador en cuadratura de precisión FDI-4423 de Burr-Brown [14]. Este dispositivo puede ser configurado para trabajar a frecuencias de hasta 20 kHz seleccionando adecuadamente los elementos resistivos, sin embargo, el uso de estos elementos como ajuste de las posibles variaciones en frecuencia hace que vuelvan a surgir las limitaciones indicadas anteriormente que provocan una baja resolución. Además, los requisitos de alimentación que presenta este dispositivo hacen que no pueda ser considerado como posible solución para una implementación en un sistema de bajo consumo.
- La presente invención resuelve estas limitaciones de baja resolución, proponiendo un sistema de control digital de frecuencia para osciladores analógicos de alta resolución, una solución mixta que aúna las características de los sistemas analógicos en términos de baja tensión de alimentación, bajo consumo y reducido tamaño, con la versatilidad y resolución asociadas a la programabilidad digital, suponiendo un aumento de las aplicaciones posibles para estos dispositivos.

### Referencias bibliográficas

- [1] AN-263 Sine Wave Generation Techniques. Texas Instrument Application Report (1999, Revised April 2013).
- [2] AN1523 Microchip Sine Wave Generator Using Numerically Controlled Oscillator Module (2013).
- [3] National Instruments NI-PXI-5404 100 MHz Frequency Generator
- [4] R. Sotner, J. Jerabek, N. Herencsar, Z. Hrubos, T. Dostal, K. Vrba, Study of adjustable gains for control of oscillation frequency and oscillation condition in 3R-2C oscillator. Radioengineering 21(1), 392–402 (2012).
- [5] J. Galan, R.G. Carvalaj, A. Torralba, F. Munoz, J. Ramirez-Angulo, A low-power low-voltage OTAC sinusoidal oscillator with large tuning range. IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl. 52(2), 283–291 (2005).
- [6] V. Biolkova, J. Bajer, D. Bielek, Four-phase oscillators employing two active elements. Radioengineering 20(1), 334–339 (2011).
- [7] R. Sotner, Z. Hrubos, N. Herencsar, J. Jerabek, T. Dostal, K. Vrba. Precise Electronically Adjustable Oscillator Suitable for Quadrature Signal Generation Employing Active Elements with Current and Voltage Gain Control. Circuits Syst. Signal Process 33:1-35 (2014).
- [8] A. D'Amico, A. De Marcellis, C. Di Carlo, C. Di Natale, G. Ferri, E. Martinelli, R. Paolesse, V. Stornelli, "Low-voltage low-power integrated analog lock-in amplifier for

- gas sensor applications”, Sensors and Actuators B: Chemical, no. 144, pp. 400-406. (2010)
- [9] A. De Marcellis, G. Ferri, A. D'Amico, C. Di Natale, and E. Martinelli, “A Fully-Analog Lock-In Amplifier With Automatic Phase Alignment for Accurate Measurements of ppb Gas Concentrations”, IEEE Sensors Journal, vol 12, no. 5, pp. 1377-1383. (2012)
- 5 [10] M. Gabal, N. Medrano, B. Calvo, P. Martinez, S. Celma, M. Valero, “A Complete Low Voltage Analog Lock-in Amplifier to Recover Sensor Signals Buried in Noise for Embedded Applications”, Proc. of Eurosensors XXIV, pp. 74-77. (2010)
- [11] M. Gabal, N. Medrano, B. Calvo, S. Celma, Pedro A. Martinez, C. Azcona, “A Single Supply Analog Phase Sensitive Detection Amplifier for Embedded Applications”, Design of Circuits and Integrated Systems (DCIS) 2010 Proceedings
- 10 [12] Analog Devices AD5252 Dual 64-/256-Position I2C Nonvolatile Memory Digital Potentiometers.
- [13] Maxim Integrated MAX5481 10-Bit, Nonvolatile, Linear-Taper Digital Potentiometer.
- 15 [14] Burr-Brown products from Texas Instruments. Precision quadrature oscillator 4423 (2004).

### Descripción de la invención

La presente invención se refiere a un sistema y método de control de frecuencia para osciladores analógicos sinusoidales de alta resolución, que permite controlar digitalmente la frecuencia de oscilación de un sistema compacto, portátil y de baja tensión de alimentación con rangos de frecuencia elevados, del orden de decenas de kHz, con resolución mejor que 2 Hz, con una elevada linealidad en frecuencia y gran pureza espectral en la señal resultante.

25 Un primer aspecto de la presente invención se refiere a un sistema de control de frecuencia para osciladores analógicos sinusoidales en los que la regulación de frecuencia depende del valor de al menos una resistencia. El sistema comprende, por cada dicha al menos una resistencia, un circuito convertidor digital/analógico intercalado en serie entre un extremo de la resistencia correspondiente y el punto de conexión de dicho extremo al oscilador. Cada

30 circuito convertidor digital/analógico comprende:

- un convertidor digital/analógico que recibe como entrada de tensión de referencia el punto de conexión correspondiente, y
  - un seguidor de tensión conectado entre la salida del convertidor digital/analógico y
- 35 el extremo de la resistencia correspondiente.

El sistema de control de frecuencia puede comprender uno o varios microncontroladores encargados del control del convertidor digital/analógico de cada circuito convertidor digital/analógico.

- 5 Un segundo aspecto de la presente invención se refiere a un dispositivo oscilador analógico sinusoidal de alta resolución en frecuencia que incorpora el sistema de control de frecuencia anterior. En una realización preferente, el dispositivo comprende un circuito básico con:
- un primer, un segundo y un tercer amplificadores operacionales,
  - una primera resistencia dispuesta entre la entrada inversora y la salida del primer
  - 10 amplificador operacional,
  - una segunda resistencia dispuesta entre la entrada inversora del primer amplificador operacional y la salida del segundo amplificador operacional,
  - una tercera resistencia dispuesta entre la salida del segundo amplificador operacional y la entrada inversora del tercer amplificador operacional,
  - 15 - una cuarta resistencia dispuesta entre la entrada inversora del primer amplificador operacional y la salida del tercer amplificador operacional,
  - un primer condensador dispuesto entre la entrada inversora y la salida del primer amplificador operacional,
  - un segundo condensador dispuesto entre la entrada inversora y la salida del tercer
  - 20 amplificador operacional.

El sistema de control de frecuencia del dispositivo de esta realización preferente comprende un primer circuito convertidor digital/analógico conectado entre la salida del segundo amplificador operacional y la tercera resistencia y un segundo circuito convertidor

25 digital/analógico conectado entre la salida del tercer amplificador operacional y la cuarta resistencia. El dispositivo de esta realización puede además incorporar un potenciómetro en serie con la primera resistencia, y/o puede incorporar una resistencia y cuatro diodos en paralelo con el primer condensador. La tercera resistencia y/o la cuarta resistencia se pueden implementar con bancos de resistencias para permitir una variación gruesa en

30 frecuencia.

Un tercer aspecto de la presente invención se refiere a un método de control de frecuencia para osciladores analógicos sinusoidales, en los que la regulación de frecuencia depende del valor de al menos una resistencia. El método comprende intercalar, en serie entre un

35 extremo de cada dicha al menos una resistencia y el punto de conexión de dicho extremo al oscilador, un circuito convertidor digital/analógico que comprende:

- un convertidor digital/analógico que recibe como entrada de tensión de referencia el punto de conexión correspondiente, y
- un seguidor de tensión conectado entre la salida del convertidor digital/analógico y el extremo de la resistencia correspondiente.

5

El sistema propuesto mejora la resolución en la selección de la frecuencia que proporciona, manteniendo la pureza espectral de la señal generada, lo que resulta de gran importancia en su aplicación a sistemas de medida de precisión. Además permite trabajar con rangos de frecuencia de operación varios órdenes de magnitud mayores que sistemas equivalentes, manteniendo la resolución indicada, con baja tensión de alimentación y consumo moderado, lo que la hace adecuada para su uso en el mercado en auge de instrumentación portátil y sensores inteligentes.

El método propuesto puede ser aplicado en circuitos osciladores con 3 salidas desfasadas 90° entre sí, lo que permite su utilización en sistemas de seguimiento de frecuencia, comunicaciones, sensores inteligentes e instrumentación inteligente. Entre sus múltiples aplicaciones, la presente invención también puede ser incorporada a sistemas basados en amplificadores tipo lock-in, facilitando su aplicación como elementos portátiles ante los dispositivos no portátiles actuales, los cuales son muy comunes en laboratorios que utilizan sensores aplicados a la detección de gases, especialmente en los enfocados a la detección de explosivos, aunque también son relacionados con aplicaciones de sensores ópticos. La presente invención también puede utilizarse como excitación de sensores resonantes cuya respuesta deba ser medida por estos amplificadores, sensores activos con excitación por tensión variable (como conductivímetros), sistemas de comunicaciones de baja frecuencia como señal de frecuencia controlable.

Por tanto, la presente invención puede funcionar como dispositivo independiente (oscilador programable de alta resolución, elevada pureza espectral y amplio rango de frecuencias) o como parte de un sistema más completo (lock-in portátil, sistema excitación de sensores resonantes, sistema de medida de impedancias portátil, etc.).

#### Breve descripción de los dibujos

A continuación se pasa a describir de manera muy breve una serie de dibujos que ayudan a comprender mejor la invención y que se relacionan expresamente con una realización de dicha invención que se presenta como un ejemplo no limitativo de ésta.

La Figura 1 muestra un diagrama de bloques de un oscilador analógico sinusoidal basado en amplificadores operacionales según el estado del arte.

La Figura 2 representa un diagrama de bloques de un oscilador analógico sinusoidal con  
5 fuente única que incorpora un sistema de control de frecuencia según la presente invención.

La Figura 3 muestra un esquema de los elementos del sistema de control de frecuencia y su conexión al oscilador analógico sinusoidal de la Figura 2.

10 La Figura 4 muestra el comportamiento en frecuencia del oscilador de la Figura 2, el rango en frecuencias para una configuración determinada comparado con su programación.

La Figura 5 muestra la forma de onda de las tres señales de salida del oscilador analógico sinusoidal de la Fig. 2.

15 La Figura 6 muestra el espectro de frecuencias de una cualquiera de las señales de salida del oscilador analógico sinusoidal de la Fig. 2.

La Figura 7A muestra el esquema de un oscilador basado en convectoros de corriente según el estado del arte, sin control de frecuencia. La Figura 7B representa el esquema del oscilador de la Figura 7A que incorpora un sistema de control de frecuencia según la presente invención.

20 La Figura 8A muestra el esquema de un oscilador basado en la combinación de seguidores de corriente y seguidores de tensión según el estado del arte, sin control de frecuencia. La Figura 8B representa el esquema del oscilador de la Figura 8A que incorpora un sistema de control de frecuencia según la presente invención.

#### Descripción detallada de la invención

30 La **Figura 1** muestra el esquema de un generador sinusoidal basado en amplificadores operacionales según el estado del arte, el cual cumple con los requisitos de baja tensión de alimentación y selección de la frecuencia de oscilación. El generador está formado por dos integradores y un amplificador inversor. Este oscilador permite la generación de tres señales ( $V_A$ ,  $V_B$ ,  $V_C$ ) desfasadas  $90^\circ$  entre ellas, lo que corresponde con 2 pares de señales en cuadratura ( $V_A$ ,  $V_C$ ) y ( $V_B$ ,  $V_C$ ), y 2 señales en situación de contrafase ( $V_A$ ,  $V_C$ ), de forma que  
35 se dispone de hasta tres señales sinusoidales ( $V_A$ ,  $V_B$ ,  $V_C$ ) distintas.

En el diagrama de bloques se muestran un primer  $AO_1$ , segundo  $AO_2$  y tercer  $AO_3$  amplificadores operacionales con sus entradas no inversoras conectadas a tierra. El primer  $AO_1$  y tercer  $AO_3$  amplificadores operacionales actúan como integradores, mientras que el  
 5 segundo amplificador operacional  $AO_2$  actúa como inversor. Como se ha indicado, se generan tres señales sinusoidales desfasadas  $90^\circ$  entre sí. La primera señal sinusoidal generada  $V_A$  corresponde a la señal de salida del primer amplificador operacional  $AO_1$ , la segunda señal sinusoidal generada  $V_B$  corresponde a la señal de salida del segundo amplificador operacional  $AO_2$ , y la tercera señal sinusoidal generada  $V_C$  corresponde a la  
 10 señal de salida del tercer amplificador operacional  $AO_3$ . En el diagrama se muestran una serie de resistencias y condensadores:

- Una primera resistencia  $R_A$  se dispone entre la entrada inversora y la salida del primer amplificador operacional  $AO_1$ .
- Una segunda resistencia  $R_B$  se dispone entre la entrada inversora del primer  
 15 amplificador operacional  $AO_1$  y la salida del segundo amplificador operacional  $AO_2$ .
- Una tercera resistencia  $R_C$  se dispone entre la salida del segundo amplificador operacional  $AO_2$  y la entrada inversora del tercer amplificador operacional  $AO_3$ .
- Una cuarta resistencia  $R_D$  se dispone entre la entrada inversora del primer  
 20 amplificador operacional  $AO_1$  y la salida del tercer amplificador operacional  $AO_3$ .
- Una quinta resistencia de valor  $R$  se dispone entre la salida del primer amplificador operacional  $AO_1$  y la entrada inversora del segundo amplificador operacional  $AO_2$ .
- Una sexta resistencia de valor  $R$  se dispone entre la entrada inversora y la salida  
 25 del segundo amplificador operacional  $AO_2$ .
- Un primer condensador  $C_1$  se dispone entre la entrada inversora y la salida del primer amplificador operacional  $AO_1$ .
- Un segundo condensador  $C_2$  se dispone entre la entrada inversora y la salida del  
 30 tercer amplificador operacional  $AO_3$ .

Para este sistema, la condición de oscilación viene dada por la ecuación (1) mientras que la frecuencia de oscilación se deduce de la ecuación (2):

$$R_A \cong R_B \quad (1)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C_1 C_2 R_C R_D} \quad (2)$$

Por lo tanto, la resistencia  $R_A$  deberá ser ligeramente superior a la resistencia  $R_B$  para mantener la condición de oscilación. Por otro lado, los parámetros que determinan la frecuencia de operación del sistema son  $R_C$ ,  $R_D$ ,  $C_1$  y  $C_2$ .

Además, es necesario asegurar que la variación de estos elementos pasivos no afecta a la amplitud de las señales de salida, ya que para un mayor rango de aplicaciones es necesario que estas se mantengan conocidas y constantes para todo el rango de trabajo. Los parámetros  $R_C$ ,  $R_D$ ,  $C_1$  y  $C_2$  que determinan la relación de amplitudes son los mismos que permiten controlar la frecuencia de oscilación, como se refleja en la ecuación (3).

$$\left| \frac{V_C}{V_B} \right| = \sqrt{\frac{C_1 R_D}{C_2 R_C}} \quad (3)$$

De esta expresión se puede deducir que la selección de los condensadores  $C_1$  y  $C_2$  supone un ajuste grueso o de ventana de trabajo en el rango frecuencial para unas resistencias fijas, mientras que dejando ambos componentes definidos y variando las resistencias  $R_C$  y  $R_D$  se puede obtener un ajuste fino de la frecuencia de trabajo. Sin embargo, la condición de amplitud constante obliga a una modificación simultánea de ambas resistencias lo que restringe las posibilidades de variación respecto a la frecuencia de trabajo.

La **Figura 2** representa un dispositivo generador analógico de señales sinusoidales en cuadratura, u oscilador analógico sinusoidal, equivalente al mostrado en la Figura 1, que incorpora un sistema de control de frecuencia según la presente invención. Es importante indicar que aunque la Figura 2 muestre el sistema de control de frecuencia aplicado a un oscilador analógico concreto, dicho sistema de control de frecuencia se puede aplicar a cualquier oscilador analógico sinusoidal en el que la regulación de frecuencia dependa del valor de al menos una resistencia, como por ejemplo los osciladores mostrados en las Figuras 7A y 8A.

La presente invención propone un nuevo método de control de la frecuencia de oscilación mediante el empleo de circuitos de conversión de señal digital/analógico de alta precisión, basados en redes R-2R con salida en tensión y que proporciona señales de elevada pureza

espectral. Indicar que no se requiere necesariamente que el DAC sea basado en redes R-2R, ya que basta con que sea un convertidor lineal con la suficiente precisión. Estos circuitos generan en su salida una tensión analógica  $V_{out}$  proporcional al valor decimal representado por una palabra digital D almacenada en un registro interno y una tensión de referencia  $V_{REF}$ :

$$V_{out} = V_{REF} \frac{D}{2^N} \quad (4)$$

donde N es el número de bits del circuito convertidor. Estos dispositivos, a diferencia de los potenciómetros digitales que son resistencias programables, convierten una palabra digital en un valor de tensión analógico proporcional al voltaje de referencia. Pueden presentar resoluciones de hasta 16 bits con errores inferiores a 1 LSB (1 parte en 65536).

La solución que se presenta consiste en incorporar un circuito convertidor digital/analógico en serie con cada resistencia  $R_C$  y  $R_D$  encargada de fijar la frecuencia del circuito oscilador. Un primer dispositivo o circuito convertidor digital/analógico se conecta entre la salida del segundo amplificador operacional  $AO_2$  y la tercera resistencia  $R_C$ . Un segundo dispositivo o circuito convertidor digital/analógico se conecta entre la salida del tercer amplificador operacional  $AO_3$  y la cuarta resistencia  $R_D$ .

El esquema mostrado en la Figura 2 podría incluir adicionalmente varios componentes adicionales no mostrados en la figura:

- un tercer condensador conectado a la salida de la resistencia  $R_C$ , antes del nodo de unión al condensador  $C_2$ ;
- un cuarto condensador conectado a la salida de la resistencia  $R_D$ , antes del nodo de unión al condensador  $C_1$ ;
- una resistencia de valor elevado en paralelo con el circuito convertidor digital/analógico, la resistencia  $R_C$  y el tercer condensador;
- una resistencia de valor elevado en paralelo con el circuito convertidor digital/analógico, la resistencia  $R_D$  y el cuarto condensador.

El uso de estos componentes es una técnica de acoplo y desacoplo ya conocida para el ajuste de niveles de tensión continua. Sin esos componentes el sistema funcionaría igual pero no se garantiza que las señales estén centradas en el rango de tensión de alimentación

para todas las frecuencias programables, lo que puede hacer que las señales se distorsionen.

La **Figura 3** muestra en detalle la estructura de cada circuito convertidor digital/analógico (10,10') y su conexión al oscilador. Cada circuito convertidor digital/analógico (10,10') comprende un convertidor digital/analógico 11, o convertidor DAC, preferiblemente de 16 bits (a mayor número de bits, mayor resolución en frecuencia; con un número menor de bits se podría hacer, obteniendo buenas resoluciones pero inferiores a las indicadas para 16 bits), que recibe como tensión de referencia  $V_{REF}$  la salida del amplificador operacional que corresponda, ya sea  $V_B$  o  $V_C$ . Los datos de entrada, la palabra digital  $D$  de la ecuación (4), es suministrada externamente por un dispositivo programable, preferentemente un microcontrolador 12. En la realización de la Figura 3 se representa el microcontrolador 12 como un elemento externo al circuito convertidor digital/analógico (10,10'), de forma que por ejemplo un único microcontrolador 12 podría controlar los convertidores DAC 11 de ambos circuitos (10,10'), aunque en otra realización el microcontrolador también podría ser considerado como parte interna de cada circuito (10,10'). La salida  $V_{out}$  del convertidor digital/analógico 11 se conecta a un seguidor de tensión 13 (por ejemplo, un amplificador operacional en configuración de seguidor). La salida  $V_{out}'$  del seguidor de tensión 13 se conecta a la resistencia en cuestión, ya sea  $R_C$  o  $R_D$ . El circuito convertidor digital/analógico 10 genera una tensión de salida que es proporcional y menor a la de entrada, con una elevada resolución y exactitud, sin que necesariamente se modifiquen ni la impedancia de entrada ni la de salida, fijando la tensión de salida independientemente de lo que el circuito tenga conectado.

La conexión al oscilador se realiza de manera que entre el terminal de referencia y el de salida se establezca una diferencia de potencial proporcional a la palabra digital programada en ese momento. De esta forma, se reproduce el comportamiento de una resistencia equivalente variable controlada modificando el valor de la palabra digital de manera que: para el valor hexadecimal más grande, 'FFFF' (que corresponde con 65535), la resistencia equivalente se asemeja a un cortocircuito provocando que la salida del DAC sea prácticamente igual a la entrada ( $V_{out} = V_{REF}$ ). Sin embargo, conforme la palabra digital es disminuida la diferencia entre la salida y la entrada aumenta llegando a su mayor diferencia para el mínimo valor hexadecimal '0000' ( $V_{out} = V_{REF}/65536$ ) siendo su resistencia equivalente de un valor tan elevado que la hace comparable con un circuito abierto. Debido a su programabilidad con 16 bits, estos dispositivos permiten cambiar el valor de la diferencia de tensión entre ambos terminales en incrementos uniformes de  $V_{REF} * 1.5 * 10^{-5}$ ,

equivalente en la estructura osciladora de la Figura 2 a variaciones de la frecuencia de trabajo inferiores a 2 Hz.

En una realización particular el oscilador analógico sinusoidal 1 de la Figura 2 se  
 5 implementa con tres amplificadores comerciales con características rail-to-rail y elevado slew-rate, y adaptado para operar con tensión única de 3.3 V, de forma que la alimentación puede provenir de la línea de alimentación de un puerto USB o una batería de pequeño formato. Esta configuración de alimentación única implica la polarización de la entrada  
 10 positiva de los amplificadores con una tensión  $V_{CC}/2$  correspondiente a la mitad de la tensión de alimentación, obtenida mediante un divisor resistivo. Es importante indicar que la Figura 1 muestra una implementación que requiere de una alimentación bipolar para su correcto funcionamiento; esto es, la Figura 1 representa un oscilador con alimentación positiva y negativa de manera que la tensión que se emplea como referencia, el valor medio dentro del rango de alimentación, es 0 V. En la Figura 2 se ha adaptado a una configuración con fuente  
 15 única que presenta ventajas en aplicaciones donde existan limitaciones energéticas; esto es, si el circuito se polariza con una única fuente, la referencia de tensiones ya no es 0 V sino el punto medio del rango de tensión de alimentación, con lo que si por ejemplo se polariza de 0 a 3 V, el punto medio sería 1.5 V. El sistema proporciona 3 señales sinusoidales,  $V_A$ ,  $V_B$  y  $V_C$ , todas ellas con una tensión de 3 V pico a pico y desfasadas  $90^\circ$  respectivamente entre  
 20 sí.

El control digital de las resistencias equivalentes controladas con los dos dispositivos convertidores digital/analógico 10 se realiza mediante microcontrolador 12. La elección de las resistencias  $R_C$  y  $R_D$  permite realizar una variación gruesa en frecuencia, de modo que  
 25 pueden ser sustituidas por bancos de resistencias que permitan varias ventanas de trabajo, en cuyo rango actúan los mencionados dispositivos convertidores digital/analógico 10, los cuales se encargan de realizar una variación fina de la frecuencia.

Además, en la realización particular mostrada en la Figura 2 se ha añadido un eficiente  
 30 control de amplitud constituido por la resistencia  $R_1$  y cuatro diodos, en paralelo con el primer condensador  $C_1$ , con la función de evitar la saturación de la onda  $V_A$ , y por tanto, de  $V_B$  y  $V_C$ . Para ayudar a mantener o ajustar la condición de oscilación según la ecuación (1), se puede incorporar al oscilador analógico sinusoidal 1 un potenciómetro  $R_A'$  en serie con la primera resistencia  $R_A$  (o, recíprocamente, se puede incorporar un potenciómetro en serie con la  
 35 segunda resistencia  $R_B$ ).

La **Figura 4** muestra el comportamiento en frecuencia del oscilador de la Figura 2 con el control de frecuencia propuesto para un barrido en palabras digitales. Para mantener la corriente mínima necesaria que garantice la condición de oscilación, el barrido digital en las entradas (palabra digital D) de los convertidores digital/analógico 11 que controlan la frecuencia de oscilación se realiza entre los valores hexadecimales 9000 a FFFF, lo que supone el uso de 12 bits efectivos de los 16 que dispone el convertidor DAC empleado. La figura muestra la frecuencia generada para cada valor digital de control correspondiente a ese barrido digital. Con esos 28671 valores digitales el sistema propuesto puede ser programado para proporcionar un barrido en frecuencia de 41610 Hz, con una resolución de 1,5 Hz y una linealidad de  $R^2 = 0.9996$ .

La **Figura 5** muestra las tres señales de salida del circuito de la Fig. 2 ( $V_A$ ,  $V_B$ ,  $V_C$ ), con el sistema de control de frecuencia propuesto, para una frecuencia determinada de 77.196 kHz. Se puede apreciar claramente el cumplimiento de la condición de amplitud constante e igual para las tres señales y diferencia de fase constante y de  $90^\circ$  entre sí. La pureza espectral de las señales generadas se observa en la **Figura 6**, para el caso concreto de una senoide de 77.196 kHz de la Figura 5. El segundo armónico es más de 40 dB más pequeño en amplitud que el fundamental.

Como ya se ha explicado anteriormente, el sistema de control de frecuencia que la presente invención propone se puede aplicar a todos aquellos oscilares analógicos sinusoidales en los que la regulación de frecuencia dependa del valor de al menos una resistencia. Así, por ejemplo, la **Figura 7A** muestra un oscilador basado en convectoros de corriente ya conocido, donde la frecuencia de oscilación depende al menos de las resistencias  $R_C$  y  $R_D$ . La **Figura 7B** muestra la aplicación del sistema de control de frecuencia al oscilador de la Figura 7A, donde los circuitos convertidores digital/analógico (10,10') se han intercalado en serie con dichas resistencias  $R_C$  y  $R_D$ .

De manera similar, la **Figura 8A** muestra el esquema de un oscilador basado en la combinación de seguidores de corriente (CF) y seguidores de tensión (VB) ya conocido, donde la frecuencia de oscilación depende al menos de las resistencias  $R_C$  y  $R_D$ . La **Figura 8B** muestra la aplicación del sistema de control de frecuencia al oscilador de la Figura 8A, donde los circuitos convertidores digital/analógico (10,10') se han intercalado en serie con dichas resistencias  $R_C$  y  $R_D$ .

35

## REIVINDICACIONES

1. Sistema de control de frecuencia para osciladores analógicos sinusoidales, en los que la regulación de frecuencia depende del valor de al menos una resistencia ( $R_C$ ,  $R_D$ ),  
 5 caracterizado por que el sistema comprende, por cada dicha al menos una resistencia ( $R_C$ ,  $R_D$ ), un circuito convertidor digital/analógico (10, 10') intercalado en serie entre un extremo de la resistencia correspondiente ( $R_C$ ,  $R_D$ ) y el punto de conexión ( $V_B$ ,  $V_C$ ) de dicho extremo al oscilador, cada circuito convertidor digital/analógico (10, 10') comprendiendo:
- un convertidor digital/analógico (11) que recibe como entrada de tensión de  
 10 referencia ( $V_{REF}$ ) el punto de conexión ( $V_B$ ,  $V_C$ ) correspondiente, y
  - un seguidor de tensión (13) conectado entre la salida del convertidor digital/analógico (11) y el extremo de la resistencia ( $R_C$ ,  $R_D$ ) correspondiente.
2. Sistema según la reivindicación 1, caracterizado por que comprende al menos un  
 15 microncontrolador (12) encargado del control del convertidor digital/analógico (11) de cada circuito convertidor digital/analógico (10, 10').
3. Dispositivo oscilador analógico sinusoidal de alta resolución en frecuencia, caracterizado por que incorpora un sistema de control de frecuencia según cualquiera de las  
 20 reivindicaciones 1 a 2.
4. Dispositivo según la reivindicación 3, que comprende un circuito básico con:
- un primer ( $AO_1$ ), un segundo ( $AO_2$ ) y un tercer ( $AO_3$ ) amplificadores operacionales,
  - una primera resistencia ( $R_A$ ) dispuesta entre la entrada inversora y la salida ( $V_A$ ) del  
 25 primer amplificador operacional ( $AO_1$ ),
  - una segunda resistencia ( $R_B$ ) dispuesta entre la entrada inversora del primer amplificador operacional ( $AO_1$ ) y la salida ( $V_B$ ) del segundo amplificador operacional ( $AO_2$ ),
  - una tercera resistencia ( $R_C$ ) dispuesta entre la salida ( $V_B$ ) del segundo amplificador operacional ( $AO_2$ ) y la entrada inversora del tercer amplificador operacional ( $AO_3$ ),
  - 30 - una cuarta resistencia ( $R_D$ ) dispuesta entre la entrada inversora del primer amplificador operacional ( $AO_1$ ) y la salida ( $V_C$ ) del tercer amplificador operacional ( $AO_3$ ),
  - un primer condensador ( $C_1$ ) dispuesto entre la entrada inversora y la salida ( $V_A$ ) del primer amplificador operacional ( $AO_1$ ),
  - un segundo condensador ( $C_2$ ) dispuesto entre la entrada inversora y la salida ( $V_C$ )  
 35 del tercer amplificador operacional ( $AO_3$ ),
- caracterizado por que el sistema de control de frecuencia del dispositivo (1) comprende un

primer circuito convertidor digital/analógico (10) conectado entre la salida ( $V_B$ ) del segundo amplificador operacional ( $AO_2$ ) y la tercera resistencia ( $R_C$ ) y un segundo circuito convertidor digital/analógico (10') conectado entre la salida ( $V_C$ ) del tercer amplificador operacional ( $AO_3$ ) y la cuarta resistencia ( $R_D$ ).

5

5. Dispositivo según la reivindicación 4, caracterizado por que incorpora un potenciómetro ( $R_A$ ) en serie con la primera resistencia ( $R_A$ ).

6. Dispositivo según cualquiera de las reivindicaciones 4 a 5, caracterizado por que incorpora una resistencia ( $R_1$ ) y cuatro diodos en paralelo con el primer condensador ( $C_1$ ).

7. Dispositivo según cualquiera de las reivindicaciones 4 a 6, caracterizado por que la tercera resistencia ( $R_C$ ) y/o la cuarta resistencia ( $R_D$ ) se implementan con bancos de resistencias para una variación gruesa en frecuencia.

15

8. Método de control de frecuencia para osciladores analógicos sinusoidales, en los que la regulación de frecuencia depende del valor de al menos una resistencia ( $R_C$ ,  $R_D$ ), caracterizado por que comprende intercalar, en serie entre un extremo de cada dicha al menos una resistencia ( $R_C$ ,  $R_D$ ) y el punto de conexión ( $V_B$ ,  $V_C$ ) de dicho extremo al oscilador, un circuito convertidor digital/analógico (10, 10') que comprende:

20

- un convertidor digital/analógico (11) que recibe como entrada de tensión de referencia ( $V_{REF}$ ) el punto de conexión ( $V_B$ ,  $V_C$ ) correspondiente, y
- un seguidor de tensión (13) conectado entre la salida del convertidor digital/analógico (11) y el extremo de la resistencia ( $R_C$ ,  $R_D$ ) correspondiente.

25



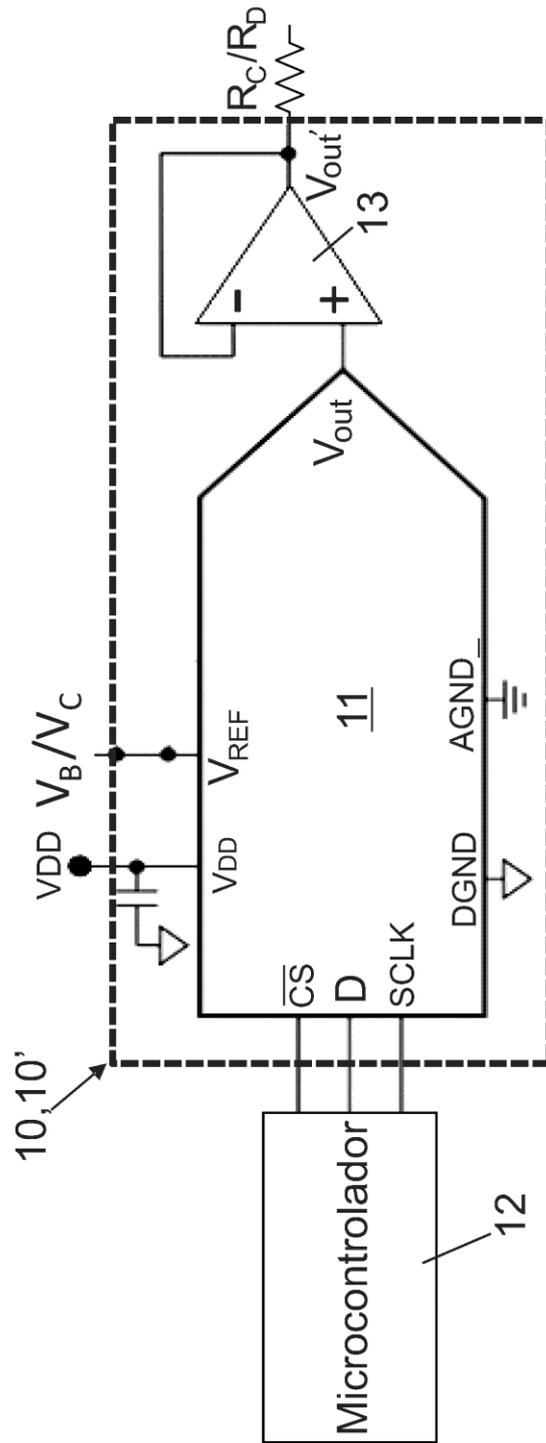


Fig. 3

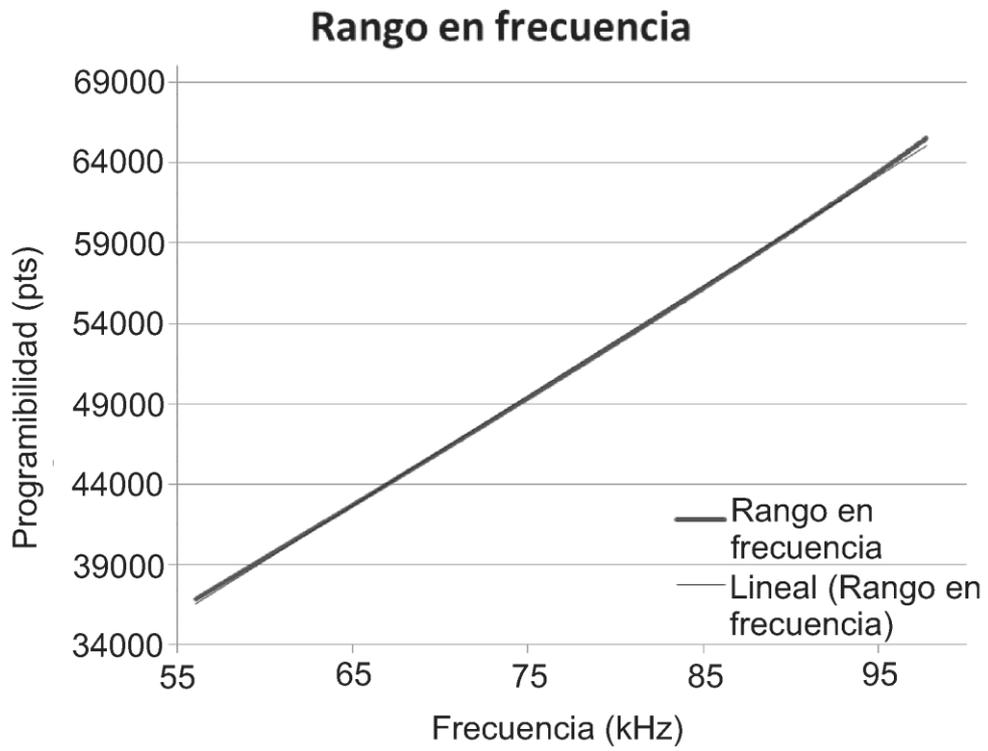


Fig. 4

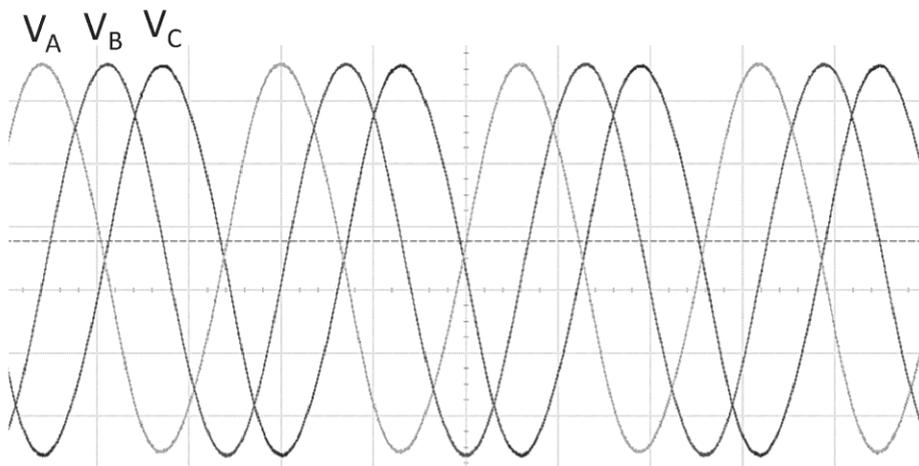


Fig. 5

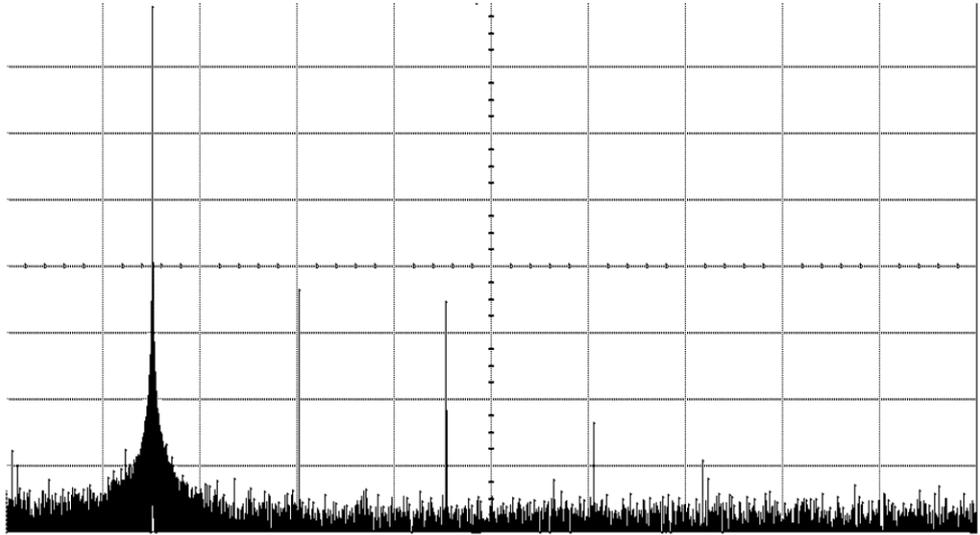


Fig. 6

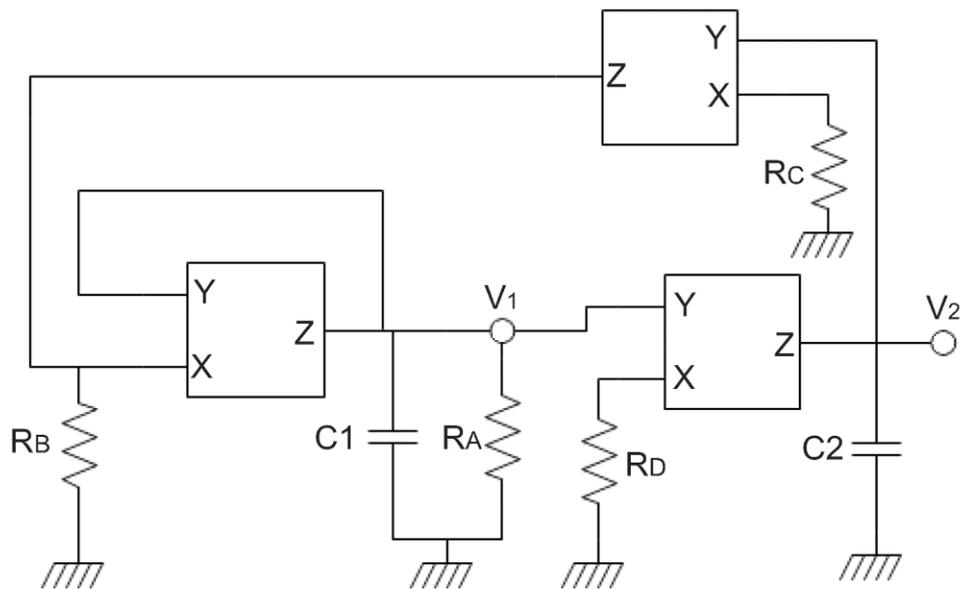


Fig. 7A

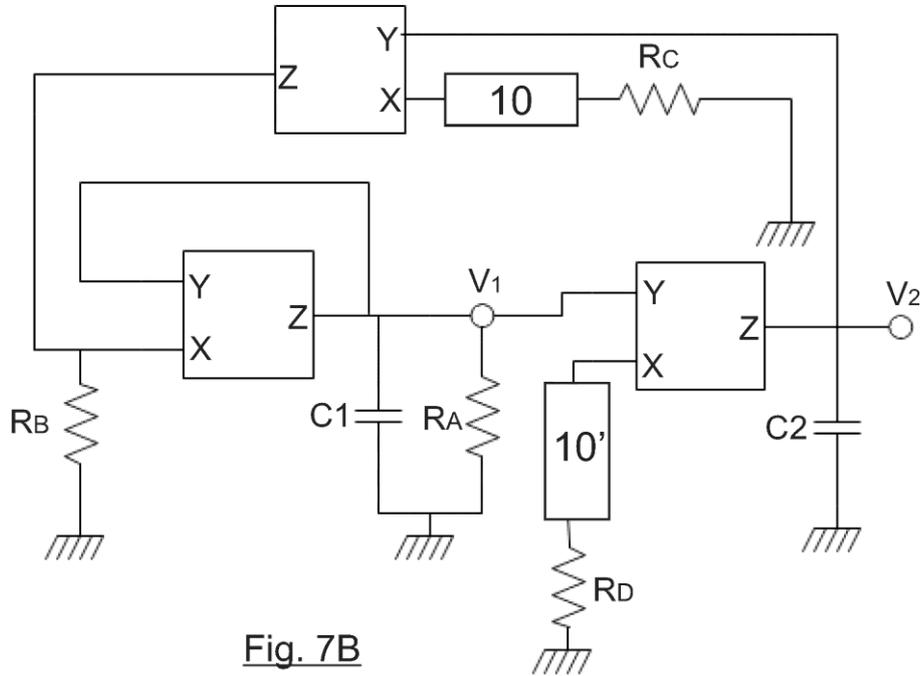


Fig. 7B

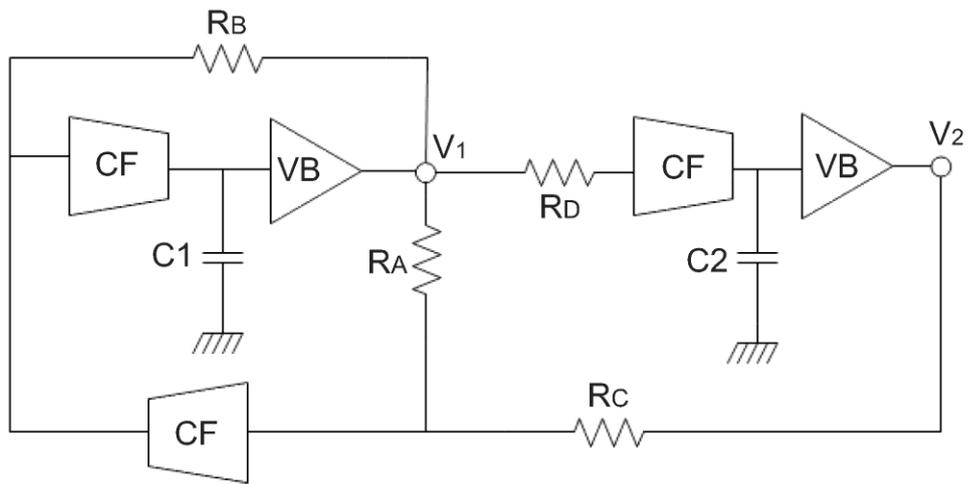


Fig. 8A

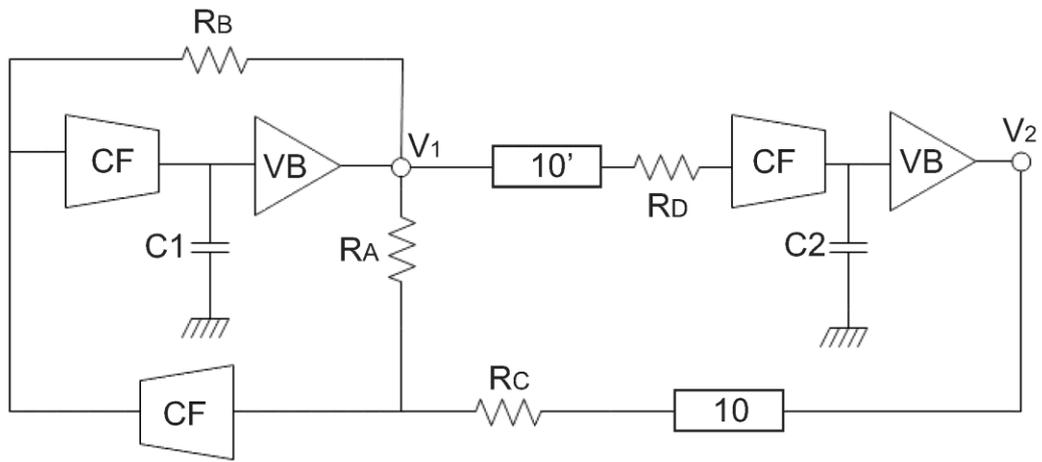


Fig. 8B



OFICINA ESPAÑOLA  
DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

②① N.º solicitud: 201431578

②② Fecha de presentación de la solicitud: 28.10.2014

③② Fecha de prioridad:

INFORME SOBRE EL ESTADO DE LA TECNICA

⑤① Int. Cl.: **H03J5/00** (2006.01)

DOCUMENTOS RELEVANTES

Categoría	⑤⑥ Documentos citados	Reivindicaciones afectadas
X	US 2013274628 A1 (FAUSTI et al.) 17.10.2013, párrafos [0007],[0101]-[0104]; figura 9.	1-3,8
A	MUHAMMAD TOUQIR PASHA et al.. "Frequency control schemes for single-ended ring oscillators". Circuit Theory and Design (ECCTD), 2011 20th European Conference on, 20110829 IEEE 29.08.2011 págs: 361-364 XP031975556 ISBN 978-1-4577-0617-2; ISBN 1-4577-0617-2.	1-8

Categoría de los documentos citados

X: de particular relevancia

Y: de particular relevancia combinado con otro/s de la misma categoría

A: refleja el estado de la técnica

O: referido a divulgación no escrita

P: publicado entre la fecha de prioridad y la de presentación de la solicitud

E: documento anterior, pero publicado después de la fecha de presentación de la solicitud

**El presente informe ha sido realizado**

para todas las reivindicaciones

para las reivindicaciones nº:

Fecha de realización del informe  
13.04.2015

Examinador  
J. Botella Maldonado

Página  
1/4

Documentación mínima buscada (sistema de clasificación seguido de los símbolos de clasificación)

H03J

Bases de datos electrónicas consultadas durante la búsqueda (nombre de la base de datos y, si es posible, términos de búsqueda utilizados)

INVENES, EPODOC, WPI, NPL, XPESP, XPAIP, XPI3E, INSPEC.

Fecha de Realización de la Opinión Escrita: 13.04.2015

**Declaración**

<b>Novedad (Art. 6.1 LP 11/1986)</b>	Reivindicaciones 4-7	<b>SI</b>
	Reivindicaciones 1-3, 8	<b>NO</b>
<b>Actividad inventiva (Art. 8.1 LP11/1986)</b>	Reivindicaciones 4-7	<b>SI</b>
	Reivindicaciones 1-3, 8	<b>NO</b>

Se considera que la solicitud cumple con el requisito de aplicación industrial. Este requisito fue evaluado durante la fase de examen formal y técnico de la solicitud (Artículo 31.2 Ley 11/1986).

**Base de la Opinión.-**

La presente opinión se ha realizado sobre la base de la solicitud de patente tal y como se publica.

**1. Documentos considerados.-**

A continuación se relacionan los documentos pertenecientes al estado de la técnica tomados en consideración para la realización de esta opinión.

Documento	Número Publicación o Identificación	Fecha Publicación
D01	US 2013274628 A1 (FAUSTI et al.)	17.10.2013
D02	MUHAMMAD TOUQIR PASHA et al.. "Frequency control schemes for single-ended ring oscillators". Circuit Theory and Design (ECCTD), 2011 20th European Conference on, 20110829 IEEE 29.08.2011 págs: 361-364 XP031975556 ISBN 978-1-4577-0617-2; ISBN 1-4577-0617-2.	

**2. Declaración motivada según los artículos 29.6 y 29.7 del Reglamento de ejecución de la Ley 11/1986, de 20 de marzo, de Patentes sobre la novedad y la actividad inventiva; citas y explicaciones en apoyo de esta declaración**

En documento D01 presenta un sistema para monitorizar o probar la agudeza auditiva de un sujeto sometiéndole a sonidos de una frecuencia determinada, que el mismo usuario selecciona. Las distintas frecuencias se producen mediante un oscilador sinusoidal constituido por dos integradores en serie que desfazan 90° cada uno de ellos y un inversor que desfaza 180° y cuya salida se realimenta a la entrada del primer integrador. Variando las resistencias de los circuitos integradores realizados con operacionales se varía la frecuencia de oscilación del oscilador sinusoidal. Los resistores variables se implementan mediante DACs de 12 bits TIDAC7811 programables mediante microcontrolador.

El documento D02 analiza las técnicas de control de frecuencia para osciladores en anillo.

Consideramos que el objeto inventivo recogido en las reivindicaciones de la 1ª a la 3ª y la 8ª deriva directamente y sin equívoco del documento D01.

Por lo tanto las reivindicaciones de la 1ª a la 3ª y la 8ª carecen de novedad y actividad inventiva.