

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 642 877**

51 Int. Cl.:

**H04B 1/30** (2006.01)

**H03C 3/40** (2006.01)

**H04L 27/36** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **11.03.2009 E 09154916 (2)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **19.07.2017 EP 2104238**

54 Título: **Dispositivo que permite modular una señal analógica en una banda ancha de frecuencia a partir de una señal digital de modulación**

30 Prioridad:

**21.03.2008 FR 0801578**

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

**20.11.2017**

73 Titular/es:

**THALES (100.0%)  
Tour Carpe Diem, Place des Corolles, Esplanade  
Nord  
92400 Courbevoie, FR**

72 Inventor/es:

**VERYERAS, ALEXANDRE;  
PASSELAIGUE, DANIEL y  
AUTRUSSON, BERNARD**

74 Agente/Representante:

**CARPINTERO LÓPEZ, Mario**

**ES 2 642 877 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

Dispositivo que permite modular una señal analógica en una banda ancha de frecuencia a partir de una señal digital de modulación

5 La presente invención se refiere a un dispositivo que permite modular, con una alta pureza espectral, una señal analógica en una banda ancha de frecuencia a partir de una señal digital de modulación. Puede aplicarse, por ejemplo, en cualquier campo en el que una señal analógica deba modularse digitalmente, independientemente de la amplitud o fase.

10 Las telecomunicaciones y los radares necesitan a menudo sintetizar digitalmente señales de radiofrecuencias en una banda ancha de frecuencia con una muy alta pureza espectral. Las señales de radiofrecuencia en cuestión pueden tener formas de ondas extremadamente variadas. Y, en función de los campos de uso, que pueden ir desde emisores de telecomunicaciones hasta radares de banda X, por ejemplo, las señales de radiofrecuencia en cuestión pueden llevarse por cualquier frecuencia analógica.

15 En los sistemas radioeléctricos actuales, las elecciones de arquitectura se guían esencialmente por la naturaleza de las modulaciones, por las gamas de radiofrecuencias específicas, así como por las necesidades en términos de pureza espectral. Los sistemas actuales utilizan, a menudo, el principio de generación de la señal en una frecuencia portadora intermediaria. Por ejemplo, la síntesis digital directa en frecuencia portadora intermediaria baja en banda estrecha, seguida de una o varias etapas analógicas de transposición de frecuencia, ofrece una buena pureza espectral en una gama de radiofrecuencia dada. Pero ofrece un ancho pequeño de banda de modulación. Otro ejemplo, la síntesis de frecuencia indirecta por transposición y una multiplicación de frecuencia de una síntesis digital directa en frecuencia portadora intermediaria baja, ofrece un ancho de banda de modulación en una gama de radiofrecuencia dada. Pero ofrece una pureza espectral degradada debido a la multiplicación de frecuencia. Otro ejemplo más, la síntesis indirecta por bucle de bloqueo de fase que permite efectuar una multiplicación de la frecuencia final de una síntesis digital directa en una frecuencia portadora intermediaria baja. Esta técnica permite cubrir una amplia gama de radiofrecuencias, pero solo ofrece una banda de modulación limitada, un tiempo de respuesta elevado y una pureza espectral degradada debido a la multiplicación.

20

25

Existen también generadores digitales que permiten producir formas de ondas arbitrarias, es decir, que representan una señal que no sigue ninguna ley matemática en amplitud o en fase. Estos generadores constan, en particular, de una memoria de tipo RAM para almacenar una forma de onda arbitraria descargada. La memoria se lee por un componente digital de tipo "FPGA", por ejemplo, según el acrónimo anglosajón que significa "Field-Programmable Gate Array", que actúa como interfaz entre la memoria de formas de ondas y los convertidores digitales-analógicos. El conjunto constituye un generador digital de formas de ondas. Un convertidor digital-analógico, que se designará por el acrónimo "CNA" en lo que sigue, permite convertir la señal de salida del módulo digital en señal analógica. Pero en el estado actual de las tecnologías, estos generadores se limitan a gamas de frecuencias bajas y a bandas estrechas de modulación.

30

35 Ciertos generadores digitales de formas de ondas arbitrarias utilizan un mezclador de banda lateral única, que se llamará "mezclador BLU" en lo que sigue, con el fin de transponer la modulación alrededor de una frecuencia portadora de oscilación. Pero los defectos del mezclador introducen desviaciones entre la señal analógica modulada obtenida en la práctica tras la conversión y la modulación teórica de la frecuencia portadora por la señal digital de modulación. Esto se refiere, en particular, a la fuga de oscilador local, que se llamará "fuga OL" en lo que sigue, la presencia de la línea de imagen y la presencia de líneas llamadas de intermodulación. Por esto, ciertos generadores que utilizan un mezclador BLU constan igualmente de un mecanismo de compensación de bucle abierto dirigido a compensar los defectos del mezclador por valores preestablecidos fijos o tabulados, sin cadena de medida y de compensación dinámica de los defectos del mezclador BLU. Pero una compensación por valores fijos o tabulados no permiten anular los defectos del BLU, solamente atenuarlos. Por lo tanto, la pureza espectral obtenida en la salida del generador no es buena, como mucho -50 dBc en una gama de temperatura y de frecuencia amplia.

40

45

Otros generadores que utilizan un mezclador BLU constan de un mecanismo de corrección en bucle cerrado. Algunos constan de un amplificador de potencia en salida del mezclador BLU, permitiendo el amplificador emitir una onda radioeléctrica mediante una antena. El retorno de bucle se hace en la salida del amplificador, se asegura por un receptor seguido de un convertidor analógico-digital, que se designará por el acrónimo "CAN" en lo que sigue. La señal de retorno de bucle se proporciona a un módulo digital de cálculo que corrige los defectos de no linealidad de la cadena de transmisión, en particular, los defectos del amplificador. Pero una tal estructura se dirige a corregir los defectos de linealidad de la cadena de transmisión, en particular, los del amplificador de potencia. La corrección no se lleva específicamente en la calidad espectral de la modulación final del mezclador BLU. Los defectos del mezclador BLU, a saber, la fuga OL, la línea de imagen y las líneas de intermodulación no se corrigen con el propósito de la síntesis de forma de onda de gran pureza espectral.

50

55

La patente de Estados Unidos US 6 931 343 B2 desvela un generador que utiliza un mezclador BLU y consta de un mecanismo de corrección en bucle cerrado, haciéndose el retorno de bucle directamente en la salida del mezclador BLU. En esta patente, el retorno de bucle se asegura por un detector de envoltura seguido de un CAN. Esta técnica se limita por la pequeña dinámica de medida de amplitud del detector de envoltura. De esta manera, la corrección de

los defectos del mezclador BLU se limita por la capacidad de la síntesis para observar los defectos de amplitud. Además, la cadena de medida constituida de esta manera es poco selectiva en frecuencia: no permite separar claramente los defectos del mezclador que hay que medir. Además, el sistema homodino analógico de retorno de bucle formado por el detector de envoltura y el CAN ofrece una pequeña dinámica de medida, debido a que el CAN utilizado solo permite medir señales que varían lentamente. Y cuanto más se ensancha la banda de modulación en salida del mezclador BLU, peor dinámica de medida ofrece el CAN. De este modo, en banda de modulación estrecha, la pureza espectral es buena. Pero la pureza espectral disminuye rápidamente cuando la banda de modulación se ensancha. Finalmente, el generador desvelado en la patente de Estados Unidos US 6 931 343 B2 permite solo corregir preferentemente los defectos del mezclador más problemáticos, esto con una pequeña dinámica y en una banda de modulación estrecha.

Está claro que los generadores actuales de radiofrecuencias, sin cadena de retorno ni mezclador BLU, se dedican muy a menudo a una forma de onda, en particular, una frecuencia portadora y un ancho de banda. Sus arquitecturas necesitan cada vez adaptaciones específicas y complejas en función de las necesidades, en particular, en términos de pureza espectral. Cuando se utilizan mezcladores BLU, el procedimiento de corrección de defectos implementados, llamado igualmente procedimiento de calibración, no se refieren siempre al mezclador BLU. Y cuando el calibrado se refiere al mezclador BLU, la corrección aportada se limita en dinámica, en banda de modulación y en número de líneas procesadas. La corrección es también sensible a las variaciones del entorno, en particular, la temperatura y la frecuencia de modulación. Se trata aquí de uno de los problemas técnicos que la presente invención se propone reducir.

La invención tiene, en particular, como objetivo paliar los inconvenientes anteriormente citados, separando la generación de la modulación de la generación de la frecuencia portadora de la modulación. A tal efecto, la invención tiene como objeto un dispositivo que permite modular una señal analógica en una banda ancha de frecuencia a partir de una señal digital de modulación. El dispositivo consta, dispuestos en bucle cerrado, de:

- un mezclador de banda lateral única que proporciona en la salida la señal analógica modulada;
- un receptor de radio frecuencias que recibe en la entrada la señal analógica modulada de vuelta del bucle;
- un convertidor analógico-digital que recibe en la entrada la salida analógica del receptor de radiofrecuencias;
- un módulo digital de cálculo que recibe en la entrada la señal digital de modulación y la salida digital del convertidor analógico digital, calculando dicho módulo señales digitales que proporciona en la entrada de convertidores digital-analógicos, proporcionando cada uno de dichos convertidores una señal analógica en una de las entradas del mezclador, calculándose dichas señales digitales para corregir las desviaciones introducidas por el mezclador en la señal analógica modulada en relación con la señal digital de modulación;
- medios para transformar la señal analógica modulada en la banda de medida del convertidor analógico-digital por subbandas de frecuencia, de manera que el convertidor analógico-digital mide las desviaciones introducidas por el mezclador independientemente de la gama de frecuencia en la que la señal analógica se modula.

En un modo de realización, cada uno de los convertidores digital-analógicos puede proporcionar una señal analógica en una de las entradas del mezclador por medio de una etapa analógica de videofrecuencia.

Ventajosamente, el receptor de radiofrecuencias puede ser de alta linealidad, alta dinámica y en relación con la señal de ruido elevado.

En un modo de realización, los medios para transformar la señal analógica modulada pueden constar de un bucle de bloqueo de fase cuya tasa de multiplicación es ajustable, lo que permite seleccionar una subbanda de frecuencia seleccionando su frecuencia central.

En un modo de realización, la entrada OL del mezclador puede alimentarse por un bucle de bloqueo de fase cuya tasa de multiplicación es ajustable, lo que permite seleccionar una frecuencia portadora de la señal analógica modulada.

En un modo de realización, el receptor de radiofrecuencia puede constar, al menos, de un filtro de paso de banda, que permite al convertidor analógico-digital medir una subbanda de frecuencia de la señal analógica modulada.

Ventajosamente, las señales en la entrada del mezclador pueden ser señales de videofrecuencias en cuadratura de acoplamiento continuo que no dependen de la subbanda de frecuencia seleccionada en un instante dado.

Ventajosamente, el módulo digital de cálculo puede implementarse en un FPGA que lee la señal digital de modulación en una memoria, de manera que el dispositivo puede generar formas de ondas arbitrarias. También se puede implementar en un FPGA que calcula la señal digital de modulación utilizando operadores de tratamiento de señal digital. Los medios para transformar la señal analógica modulada pueden controlarse por medio del módulo digital de cálculo.

Ventajosamente, la frecuencia de muestreo del convertidor analógico-digital puede ser inferior o igual a la frecuencia de muestreo de los convertidores digital-analógicos, de manera que el convertidor analógico-digital mide, en una subbanda de frecuencia dada, una fuga del oscilador local, una línea de imagen y líneas de intermodulación introducidas por el mezclador. El módulo digital de cálculo puede, de esta manera, anular, en la señal analógica

modulada la fuga del oscilador local, la línea de imagen y las líneas de intermodo.

La invención tiene, aún, como ventajas principales, que el uso de una memoria para almacenar las formas de ondas permite generar formas de ondas totalmente arbitrarias, con un control total de la fase y de la amplitud de la señal de radiofrecuencia sintetizada. Esta capacidad permite hacer frente a todas las necesidades de modulación conocidas hasta la fecha, sin tener que cambiar la arquitectura del generador digital. Por lo tanto, la parte de generación de la modulación nunca necesita evolucionar. En caso de cambio de la banda de radiofrecuencia de trabajo, es suficiente con solo adaptar la parte de generación de la frecuencia portadora y la cadena de retorno. Las características de alta pureza espectral se conservan gracias a la corrección del bucle cerrado. La invención permite también trabajar a partir de una señal digital de banda muy ancha de modulación en fase y en amplitud, elaborada por cálculo de un componente lógico programable de tipo FPGA, por ejemplo. La invención permite, por el uso de dos CNA conectados al mezclador BLU por medio de una etapa analógica de tipo videofrecuencia, optimizar el uso de la banda analógica disponible en la salida de los CNA en comparación con una síntesis digital clásica en frecuencia intermediaria con un solo CNA. Esta optimización permite administrar hasta 4 veces más banda de modulación por CNA que una solución clásica. Además, la invención permite utilizar los CNA en intervalos de frecuencia más bajos de los que no lo hacen las síntesis en frecuencia intermediaria. Esto permite utilizar los CNA en los campos de frecuencia en los que su pureza espectral es óptima.

La invención permite también cubrir continuamente muy amplios campos de frecuencia, típicamente varios GHz. En la práctica, la generación de la portadora se denomina ágil, es decir, que la frecuencia portadora administrada puede ser variable en pasos de frecuencia básicos programables. Estos pasos se seleccionan, por lo tanto, ligeramente inferiores a la banda instantánea del generador de modulación con el fin de permitir un recubrimiento de las bandas de frecuencias. El generador constituido de este modo posee, por lo tanto, las propiedades de la invención, pero con la adición de una banda de frecuencia cubierta ampliada y un funcionamiento por subbandas de frecuencias seleccionadas por agilidad de la generación de la portadora. Una versión final de este principio, para las aplicaciones de banda muy ancha de frecuencia, consiste en generalizar este principio, pero con varios mezcladores BLU, asociándose cada mezclador a una cadena de retorno. En un momento dado, un solo mezclador BLU se utiliza para una frecuencia central dada alrededor de la cual se desarrolla la banda instantánea del generador digital. Por otra parte, separando la generación de la modulación, fuente de líneas parasitarias, de la generación de la frecuencia portadora, que lleva el ruido de fase, la invención permite igualmente separar los contribuidores y, minimizar de este modo el ruido de fase. En efecto, el ruido de fase en la salida de los CNA es más elevado que en la salida de un oscilador analógico de referencia, por ejemplo, un oscilador de cuarzo. En las estructuras convencionales, el ruido de fase en la salida de los CNA es un contribuidor no insignificante al ruido de fase del sistema y es este ruido el que se amplifica por multiplicación. En la presente invención, los desvíos de frecuencia entre las señales modulantes provenientes de los CNA y la portadora son muy grandes. La contribución en ruido de los CNA por lo tanto es insignificante y sigue siendo solo para optimizar la de la generación portadora. Esta generación de la frecuencia portadora de oscilación, en cuanto a ella, es una frecuencia fija adaptada a un mezclador en un momento dado. Se hace por multiplicación de banda estrecha en un bucle de bloqueo de fase, designado normalmente por el acrónimo anglosajón "PLL" que significa "Phase-Locked Loop", a partir de un oscilador de referencia de tipo oscilador de cuarzo. Ahora bien, el ruido de fase del oscilador de referencia es claramente inferior al de un CNA. Y es solo este ruido de fase del oscilador de referencia el que se amplifica por multiplicación y que se encuentra en la salida del sistema.

La invención tiene también como principales ventajas que autoriza una mayor pureza espectral. En efecto, la modulación en la salida de los CNA sin multiplicarse en frecuencia, las líneas parasitarias no se amplifican. Por lo tanto, la invención permite beneficiarse de la pureza espectral de las CNA sin degradarla. La invención, por lo tanto, permite ventajosamente combinar la flexibilidad de un generador digital de modulación con un uso óptimo de los CNA en términos de banda pasante y de líneas parasitarias y con un uso óptimo de la transformación de frecuencia por el mezclador BLU.

La invención propone también una arquitectura adaptable en función de las limitaciones en rendimiento y en coste. En efecto, la selección de los CNA se basa en la banda de modulación deseada, que se relaciona con la frecuencia de muestreo y en la pureza espectral, que se relaciona con la linealidad y con la resolución. Permite también adaptar la profundidad de la memoria a la generación de señales arbitrarias que hay que generar. Permite también adaptar la pureza espectral en función de la calidad de la cadena de medida de los defectos del mezclador, en particular, en función de la calidad del receptor de radiofrecuencia y del CAN. Permite también adaptar el ruido de fase en función de la calidad de la síntesis de la frecuencia portadora.

Otras características y ventajas de la invención aparecerán con ayuda de la descripción siguiente realizada con referencia los dibujos adjuntos, que representan:

- la figura 1, por un bloque, una ilustración de un ejemplo de arquitectura que permite implementar un generador de formas de ondas según la invención;
- la figura 2, por un bloque, una ilustración de otro ejemplo de arquitectura que permite implementar un generador de formas de ondas según la invención.

La figura 1 ilustra por un bloque un ejemplo de arquitectura que permite implementar un generador de formas de

ondas según la invención. La arquitectura de la figura 1 consta, por ejemplo, de un componente 1 digital programable de tipo FPGA, así como de una memoria 2 de tipo RAM. Ventajosamente, el FPGA 1 puede leer formas de ondas en la memoria 2, que forman un generador digital vectorial de formas de ondas arbitrarias. Pero podría contemplarse también que el FPGA 1 utilice operadores de tratamiento de señal digital para calcular formas de ondas. El FPGA 1 puede, por ejemplo, proporcionar dos señales digitales I y Q en cuadratura, muestreadas a muy alta frecuencia, superior a 1 gigahercio (GHz), por ejemplo. Las señales digitales I y Q se convierten en señales analógicas por los CNA 3 y 4, respectivamente. Las señales analógicas I y Q se administran en las entradas de frecuencias intermediarias de bandas anchas de un mezclador BLU 5. Por ejemplo, las señales analógicas en la entrada del mezclador 5 son señales de tipo de videofrecuencia con acoplamiento continuo. El mezclador 5 proporciona en la salida una señal de radiofrecuencia OUT, haciendo, por ejemplo, una transposición vectorial de frecuencia alrededor de una frecuencia portadora OL\_BLU, que puede ventajosamente proporcionarse en su entrada OL por un oscilador local formado por un piloto de cuarzo 7 y una PLL 6 de factor de multiplicación N ajustable, por ejemplo. De este modo, el mezclador 5 introduce en la señal OUT defectos de conversión, a saber, una fuga OL, una línea de imagen y líneas de intermodulación esencialmente de orden 2 y 3. Un dispositivo de medida que consta, en particular, de un receptor 8 de radiofrecuencias, un oscilador local ágil de transposición 9 y un CAN 10, permiten medir con precisión estos defectos introducidos por el mezclador 5. El receptor 8 de radiofrecuencias puede seleccionarse ventajosamente para ofrecer una alta linealidad, una dinámica elevada y una relación de señal de ruido elevada. En el presente caso, el receptor 8 puede considerarse con linealidad elevada si su punto de intermodulación de orden 3 se especifica en la entrada, comúnmente designado como IP3, según el acrónimo anglosajón "third order input intercept point", es superior a +20 decibelios milivatios (dBm). El receptor 8 puede considerarse de dinámica elevada si su punto de compensación de 1 dB reducido en la entrada es superior a 0 dBm. En cuanto a la relación de la señal de ruido, cuantifica aquí la dinámica utilizable entre la señal útil en la entrada del CAN 10 y el ruido de suelo de la medida en la banda de medida. En el presente caso, puede considerarse elevado si es superior a 60 dB en una banda de media de 30 MHz. El dispositivo de medida formado de esta manera constituye, entonces, un receptor heterodino lineal en amplitud, con poca banda y muy alta dinámica de medida. La dinámica de media del receptor se basa, en particular, en el uso del CAN 10, cuya frecuencia de muestreo es ventajosamente más pequeña que la de los CNA 3 y 4, pero que ofrece una resolución de amplitud mayor. El oscilador local ágil de transposición 9 puede, por ejemplo, controlarse por un oscilador de control digital implementado en el FPGA 1, cuya salida digital se convierte en analógica por un CNA 11 y después se multiplica ventajosamente en frecuencia por un factor M en una PLL 12. Permitiendo seleccionar una frecuencia central OL\_transpo que depende del factor M y de la frecuencia de la señal sintetizada en la salida del CNA 11, el oscilador local ágil de transposición 9 puede permitir ventajosamente seleccionar la subbanda de frecuencia que hay que analizar en la salida OUT. El análisis se realiza seguidamente por tratamiento digital en el FPGA 1 en los muestreos convertidos gracias al CAN 10. El tratamiento digital elabora coeficientes de distorsión previa. Estos coeficientes se aplican por correctores digitales colocados en el trayecto de las señales digitales que llevan la información de modulación, antes de la conversión por los CNA 3 y 4, en el FPGA 1. El dispositivo descrito de esta manera permite efectuar correcciones de tipo compensación o de tipo servomecanismo.

Hay que entender bien que solo una parte 13 de la arquitectura necesita una adaptación seguida de un cambio de frecuencia portadora OL\_BLU. Ventajosamente, también puede tratarse de modificar la frecuencia OL\_BLU tratándose sobre la tasa N de multiplicación de la PLL 6 o, incluso, sustituyendo otro oscilador al piloto 7 de cuarzo si es necesario. También se puede tratar de hacer evolucionar el receptor 8, que puede constar, por ejemplo, de un amplificador 14, un mezclador 15 y un filtro 16 de paso de banda. A frecuencia OL\_BLU fija, el filtro 16 de paso de banda permite, por ejemplo, seleccionar una subbanda y mejorar la relación de señal a ruido de la medida. Ventajosamente, la generación de las señales de modulación I y Q no necesita ninguna adaptación seguida de un cambio de frecuencia portadora OL\_BLU. La cancelación de la fuga OL puede realizarse por un bucle de servomecanismo alimentado por las medidas de la cadena de retorno que incluyen el receptor 8. Las correcciones se pueden aplicar en el FPGA 1, antes de la conversión analógica en los CNA 3 y 4. La línea de imagen puede compensarse puntualmente en función de las formas de ondas y del entorno del sistema en términos de variación de frecuencia y de temperatura. El sistema que posee una muy alta dinámica de medida gracias al receptor 8 y al CAN 10, las imágenes de modulación a menudo pequeñas pueden medirse y compensarse por técnicas cercanas a las utilizadas para la línea de imagen.

La figura 2 ilustra por un bloque otro ejemplo de arquitectura que permite implementar un generador de formas de ondas según la invención. En la figura 2, el generador de formas de ondas se articula alrededor de dos componentes 20 y 21 programables de tipo FPGA. A partir de un oscilador de control digital implementado en el FPGA 20, dos señales I y Q se generan en la salida de los dos CNA 25 y 26 respectivamente. El FPGA 20 puede leer formas de ondas almacenadas en una memoria 22 de tipo RAM. La carga de memoria 22 puede realizarse, por lo tanto, a partir de un ordenador 23, por medio de una conexión 24 por cable de tipo USB, de una tarjeta 37 de microcontrolador y del FPGA 21, por ejemplo. El FPGA 20 toma en cuenta la sincronización entre las muestras I y Q enviadas a los CNA 25 y 26 con el fin de asegurar la perfecta cuadratura de las señales convertidas. Los CNA 25 y 26 son modelos muy rápidos, con una frecuencia de conversión H\_CNA del orden de 1200 con tecnología de megabits por segundo (Mbps) y una resolución en la amplitud de 14 bits, como, por ejemplo, los modelos que llevan la referencia AD9736 fabricados por la empresa ANALOG DEVICES. En el modo de realización de la figura 2, los CNA 25 y 26 se asocian respectivamente a etapas 27 y 28 de videofrecuencias diferenciales de transimpedancias de acoplamiento continuo, que ofrecen una banda muy ancha del orden de 400 MHz. En este modo de realización, la función de las etapas 27 y

- 28 de videofrecuencias de transimpedancias es asegurar primero la conversión de las salidas de corriente de los CNA 25 y 26, respectivamente, en tensiones en la carga adaptadas a las entradas de videofrecuencias de un mezclador 29 BLU. La función de las etapas 27 y 28 de videofrecuencias de transimpedancias es igualmente asegurar el filtrado antiplegado relacionado con la conversión digital hacia analógica de las señales I y Q. La función de las etapas 27 y 28 de video de transimpedancias también es asegurar el acoplamiento desde el continuo hasta el extremo de la banda de Nyquist entre las etapas de salida respectivas de las CNA 25 y 26 y la entrada del mezclador 29. Las etapas 27 y 28 de videofrecuencias pueden realizarse acerca de un amplificador operacional contra la corriente de banda muy ancha, por ejemplo, un amplificador de referencia THS3202 fabricado por la empresa TEXAS INSTRUMENTS.
- La parte de adaptación de frecuencia consta, en particular, del mezclador 29 BLU, que es del módulo HMC526LC4 fabricado bajo la marca HITTITE. Pertenecer a una familia de mezcladores que cubren una gama de frecuencias que va de algunos gigahercios hasta más de 20 GHz. Dispone de una banda pasante en sus entradas de videofrecuencias del orden de 3,5 GHz. En la salida del mezclador 29, la señal de radiofrecuencia se centra alrededor de una frecuencia portadora OL de 8 GHz, por ejemplo. Esta frecuencia OL se obtiene por multiplicación de una señal a 400 megahercios (MHz) a partir de un piloto 30 de cuarzo. Una PLL 31 puede asegurar ventajosamente la multiplicación. Para obtener una frecuencia OL de 8 GHz, la tasa N de multiplicación de la PLL 31 puede, por ejemplo, ajustarse a un valor de 20. Pero esta tasa N puede ajustarse de forma dinámica incrementando por 1, para obtener pasos de 400 MHz en agilidad de frecuencia. La banda disponible en la salida de cada una de las dos etapas 27 y 28 de video puede ser del orden de 400 MHz, de manera que la banda instantánea de radiofrecuencia disponible en la salida del mezclador 29 puede ser de 800 MHz centrada en la frecuencia OL a 8 GHz. La banda instantánea corresponde, por lo tanto, a dos pasos de agilidad de la síntesis de frecuencia OL, lo que permite barrer continuamente una banda muy ancha de frecuencia.
- Un dispositivo de medida 8' puede, por ejemplo, constar de dos amplificadores 32 y 33 de factor bajo de ruido, del orden de 2,5 decibelios (dB), por ejemplo. Los amplificadores 32 y 33 son amplificadores de hiperfrecuencias de tipo "distribuidos" de banda ancha, que varía de 2 a 20 GHz, por ejemplo, como los amplificadores que llevan la referencia HMC462 fabricados por la empresa HITTITE. El dispositivo 8' de medida hace a los defectos del mezclador 29 observables en la entrada de un CAN 34 de 16 bits de resolución de amplitud y que tiene una frecuencia de conversión H\_CAN de 120 Mbps, por ejemplo. El CAN 34 puede ser, por ejemplo, un CAN que lleva la referencia LTC2209 fabricado por la empresa LINEAR TECHNOLOGY. El dispositivo 8' de medida transforma la señal OUT para hacerla observable por subbanda por el CAN 34. La transposición puede, por ejemplo, asegurarse por un mezclador de radiofrecuencia de tipo HMC553 fabricado por la empresa HITTITE. La señal de transposición puede proporcionarse ventajosamente por un oscilador de control digital implementado en el FPGA 21, cuya salida se convierte por un CNA 35 rápido idéntico a los CNA 25 y 26, después multiplicarse en frecuencia por un PLL 36 cuya tasa de multiplicación M vale 30, por ejemplo.
- Por otra parte, el FPGA 21 puede elaborar, a partir de los datos observados en un receptor 8' que es el equivalente al receptor 8 de la figura 1, las correcciones que se aportarán a las señales I y Q. El receptor 8' puede constar, por ejemplo, de un mezclador 38, un amplificador 41 y dos filtros 39 y 40 de paso de banda. Las correcciones pueden, por ejemplo, amplificarse por el FPGA 20 que se conecta directamente al FPGA 21.
- En un modo de realización más complejo de la invención, es posible asociar varios mezcladores BLU como el mezclador 29 BLU, varios dispositivos como el dispositivo 8' de medida, varios PLL como los PLL 31 y 36 y varios pilotos de cuarzo como el piloto 30. Para un mezclador y un dispositivo de medida dados, la capacidad de agilidad de la PLL asociada puede utilizarse para mover de forma continua en frecuencia la banda instantánea del modulador. Concretamente, en el caso de la figura 2, la PLL 31 multiplica por 20 la frecuencia obtenida del piloto 30 de cuarzo a 400 MHz. El generador de modulación dispone de una banda instantánea de 800 MHz. Programando por pasos de 2 la tasa de división de la PLL 31, la frecuencia portadora evoluciona por pasos de 800 MHz. Para cada paso de 800 MHz realizado de esta manera, el modulador procura una banda instantánea de 800 MHz. El dispositivo permite, por lo tanto, cubrir continuamente de frecuencia una banda ancha de frecuencia, en el límite del funcionamiento de la PLL 31, del mezclador 29 BLU, del dispositivo 8' de medida y de la PLL 36. Tan pronto como los límites prácticos de estos elementos se logran, es posible asociar el generador de modulación a otro mezclador y a otro dispositivo de medida centrados en las bandas de agilidades adyacentes. La cobertura continua en la frecuencia de un tal dispositivo puede acercarse a varios gigahercios.
- La invención tiene también como principales ventajas el hecho de que permite medir con una dinámica muy alta las subbandas de frecuencia de la señal analógica modulada. Permite igualmente la implementación en el módulo digital de tratamientos de autocalibrado que permite corregir en bucle cerrado de servomecanismo los defectos introducidos por el mezclador para adaptar la frecuencia, a saber, la fuga OL, la línea de imagen y las líneas de intermodulación. En efecto, el módulo digital de cálculo según la invención permite anular la fuga OL, anular la línea de imagen y permite tratar las líneas de intermodulación del mezclador, para mejorar aún más la pureza espectral. Pero estos tratamientos de autocalibrado son objeto de otra solicitud de patente presentada por la solicitante.

**REIVINDICACIONES**

1. Dispositivo que permite modular una señal analógica en una banda ancha de frecuencia a partir de una señal digital de modulación, constando el dispositivo, dispuestos en bucle cerrado de:
- un mezclador (5) de banda lateral única que proporciona en la salida la señal analógica modulada (OUT);
  - un receptor (8) de radio frecuencias que recibe en la entrada la señal analógica modulada (OUT) de vuelta del bucle;
  - un convertidor (10) analógico-digital que recibe en la entrada la salida analógica del receptor de radiofrecuencias;
  - un módulo (1) digital de cálculo que recibe en la entrada la señal digital de modulación y la salida digital del convertidor (10) analógico-digital, dicho módulo (1) calculando señales digitales que proporciona en la entrada de convertidores (3, 4) digital-analógicos, proporcionando cada uno de dichos convertidores una señal analógica en una de las entradas del mezclador (5), calculándose dichas señales digitales para corregir las desviaciones introducidas por el mezclador (5) en la señal analógica modulada en relación con la señal digital de modulación;
- el dispositivo **caracterizándose porque** consta de medios (9) para transformar la señal analógica modulada en la banda de medida del convertidor (10) analógico-digital por subbandas de frecuencia, constando dichos medios (9) de un bucle (12) de bloqueo de fase cuya tasa de multiplicación (M) es ajustable, que permiten seleccionar una subbanda de frecuencia seleccionando su frecuencia central (OL\_transpo), de manera que el convertidor (10) analógico-digital mide las desviaciones introducidas por el mezclador (5) independientemente de la gama de frecuencia en la que la señal analógica se modula.
2. Dispositivo según la reivindicación 1, **caracterizado porque** cada uno de los convertidores (3, 4) digital-analógicos proporciona una señal analógica en una de las entradas del mezclador (5) mediante una etapa (27, 28) analógica de videofrecuencia.
3. Dispositivo según la reivindicación 1, **caracterizado porque** la frecuencia de muestreo del convertidor (10) analógico-digital es inferior o igual a la frecuencia de muestreo de los convertidores (3, 4) digital-analógicos, de manera que el convertidor (10) analógico-digital mide, en una subbanda de frecuencia dada, una fuga de oscilador local y/o una línea de imagen y/o líneas de intermodulación introducidas por el mezclador (5).
4. Dispositivo según la reivindicación 1, **caracterizado porque** la entrada OL del mezclador (5) se alimenta por un bucle (6) de bloqueo de fase cuya tasa de multiplicación (N) es ajustable, que permite seleccionar una frecuencia portadora (OL\_BLU) de la señal analógica modulada.
5. Dispositivo según la reivindicación 1, **caracterizado porque** el receptor (8) de radiofrecuencia consta de al menos un filtro (16) de paso de banda, que permite al convertidor (10) analógico-digital medir una subbanda de frecuencia de la señal analógica modulada.
6. Dispositivo según la reivindicación 1, **caracterizado porque** las señales (I, Q) en la entrada del mezclador (5) son señales de videofrecuencias en cuadratura de acoplamiento continuo.
7. Dispositivo según la reivindicación 1, **caracterizado porque** las señales (I, Q) en la entrada del mezclador (5) no dependen de la subbanda de frecuencia seleccionada en un momento dado.
8. Dispositivo según la reivindicación 1, **caracterizado porque** el módulo digital de cálculo se implementa en un FPGA (1) que lee la señal digital de modulación en una memoria (2), de manera que el dispositivo puede generar formas de ondas arbitrarias.
9. Dispositivo según la reivindicación 1, **caracterizado porque** el módulo digital de cálculo se implementa en un FPGA (1) que calcula la señal digital de modulación utilizando operadores de tratamiento de señal digital.
10. Dispositivo según la reivindicación 1, **caracterizado porque** los medios (9) para transformar la señal analógica modulada se controlan por el módulo (1) digital de cálculo.

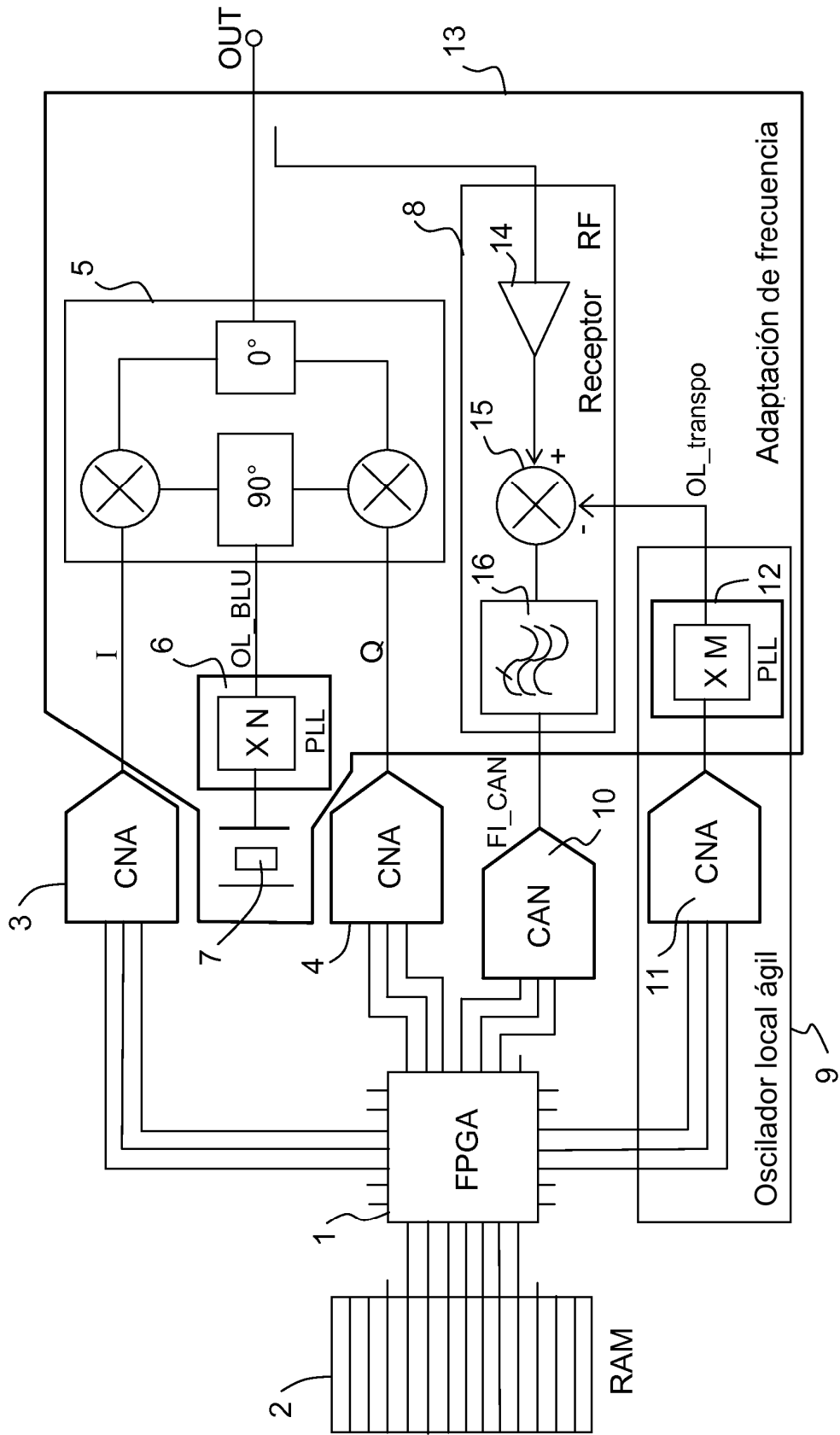


FIG.1



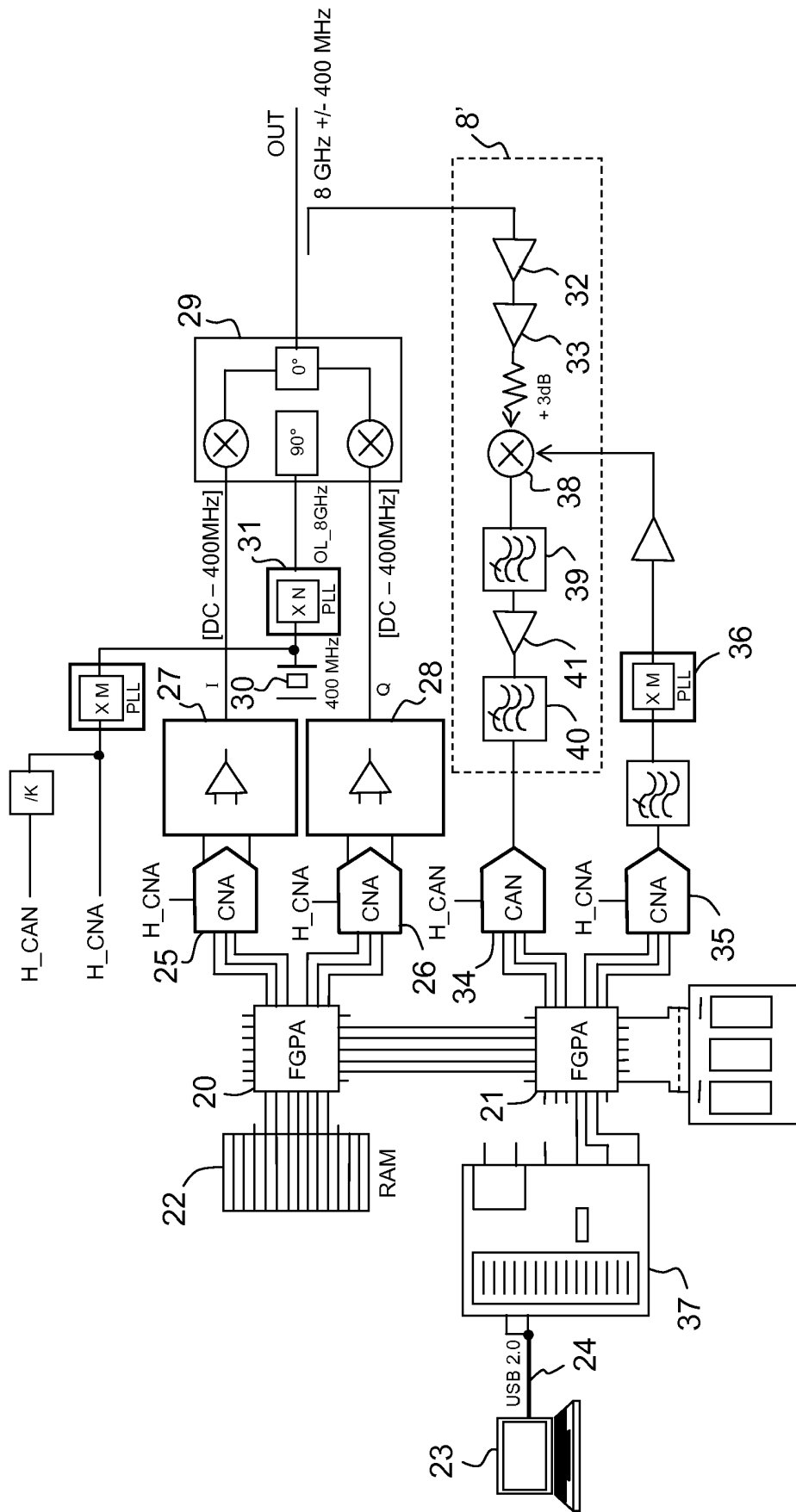


FIG. 2