

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 628 071**

51 Int. Cl.:

H04B 15/06 (2006.01)

H04B 1/16 (2006.01)

H04B 7/12 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **17.03.2009 PCT/FR2009/050436**

87 Fecha y número de publicación internacional: **08.10.2009 WO09122084**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **17.03.2009 E 09727266 (0)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **10.05.2017 EP 2255466**

54 Título: **Receptor de radiofrecuencia de banda ancha multicanal**

30 Prioridad:

18.03.2008 FR 0851748

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

01.08.2017

73 Titular/es:

**AIRBUS DS SAS (100.0%)
ZAC de la Clef Saint Pierre, 1 Boulevard Jean
Moulin
78990 Elancourt, FR**

72 Inventor/es:

**CLEMENT, BENOÎT;
LATOUCHE, GILLES y
MULLER, OLIVIER**

74 Agente/Representante:

ELZABURU, S.L.P

ES 2 628 071 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

Receptor de radiofrecuencia de banda ancha multicanal

5 La presente invención se refiere a un dispositivo de recepción de una señal de radiofrecuencia de banda ancha multicanal, que incluye una etapa de entrada analógica en radiofrecuencia conectada con una etapa de conversión a frecuencia intermedia. Esta se refiere, asimismo, a una estación base que incluye tal dispositivo, así como a un procedimiento de calibración de este dispositivo.

10 Los actuales sistemas de radiocomunicación vienen definiéndose cada vez más en forma de una banda de frecuencia asignada, dentro de la cual se definen unos canales de comunicación. Para una instalación dada, la elección de los canales utilizados se lleva a cabo en función de los canales asignados al operador de la instalación y de los canales utilizados en el entorno de la instalación, para así evitar fenómenos de solape que pueden ocasionar la interferencia mutua de las comunicaciones (sistemas llamados celulares).

15 Por ejemplo, los sistemas PMR (Private Mobile Radiocommunications –redes de telecomunicación radio móvil privados–) TETRA, normalizados por el ETSI (European Telecommunications Standards Institute –Instituto Europeo de Normas de Telecomunicación–) utilizan una banda de 5 MHz, llamada en adelante en este documento banda del sistema, en torno a 400 MHz, y, en el interior de esta banda, el ancho de cada canal es de 25 kHz. En una red de este tipo, en la instalación de una estación base, se elegirán típicamente 4 canales en función de los criterios citados anteriormente para cubrir las comunicaciones dentro de la celda centrada en la estación base y cuyo radio corresponde aproximadamente al alcance del sistema.

20 Así, una estación base comprende típicamente 4 receptores de radio, estando dedicado cada uno de ellos a un canal dado.

Cada receptor de radio de tal estación base incluye típicamente una etapa de entrada analógica en radiofrecuencia conectada con una etapa de conversión a banda intermedia, cuya salida se digitaliza mediante un convertidor de analógico a digital. La señal digitalizada es tratada entonces por unos computadores de tipo procesador de tratamiento de señal, con el fin de extraer la información útil.

25 La etapa de entrada analógica típicamente incluye una antena receptora que permite recoger la señal de radiofrecuencia. Seguidamente, esta señal es filtrada en un filtro paso banda, llamado de preselección, cuya banda de paso corresponde a la banda de frecuencia del sistema. La señal filtrada es amplificada entonces por un amplificador de bajo ruido antes de entrar en la etapa de conversión.

30 En un mezclador conectado con un oscilador local, la señal del canal seleccionado se transpone a una señal en frecuencia intermedia, típicamente del orden de varias decenas de megahercios.

Tradicionalmente, la señal transpuesta es filtrada entonces por un filtro paso banda que tiene una banda de paso igual al ancho del canal y que está centrado en la frecuencia intermedia. A la salida del filtro, un convertidor de analógico a digital, o CAD, digitaliza la señal correspondiente al canal seleccionado antes del tratamiento digital, configuración convencional de una arquitectura digital monocanal.

35 Existen ahora CAD en el mercado que tienen frecuencias de muestreo de aproximadamente 100 MHz y capaces de digitalizar con 13 bits efectivos (ENOB –Effective Number Of Bits–). Entonces, un solo CAD permite digitalizar el conjunto de la banda de frecuencia del sistema. De este modo, se sustituyen las 4 cadenas de radio que trabajan en paralelo sobre los 4 canales de manera independiente por una sola cadena. La etapa de transposición viene seguida por un filtro paso banda cuya banda de paso corresponde, a partir de ahora, a la banda de frecuencia del sistema. Este filtro se utiliza con el fin de eliminar los productos de la mezcla parásitos generados por la transposición. La señal transpuesta y filtrada es digitalizada entonces por un CAD único de alta frecuencia. La separación de los canales se efectúa a continuación mediante el tratamiento digital aguas abajo.

Esta forma de realización tiene la ventaja de reducir el número de cadenas analógicas y de CAD en un factor igual al número de canales que han de digitalizarse.

45 La contrapartida es la elevación de complejidad de la parte digital, la cual, en especial, tendrá que separar los canales antes de demodular cada uno de ellos.

Por otro lado, el CAD genera señales parásitas que pueden ser imposibles de eliminar en las etapas digitales aguas abajo. El SFDR (Spurious Free Dynamic Range –banda dinámica libre de parásitos–) es el parámetro que dimensiona el desempeño del CAD ante este defecto.

50 Convencionalmente, dos tipos de no linealidad son originantes de las señales parásitas del CAD:

- las no linealidades de la función de transferencia del convertidor (irregularidad de las marchas) caracterizadas por la INL (Integral NonLinearity –no linealidad integral–) y la DNL (Differential NonLinearity –no linealidad diferencial–) y

- las no linealidades de las partes analógicas del CAD. Estas no linealidades generan armónicos relativos a las señales presentes a la entrada del CAD que se repliegan y pueden provocar ruido en la señal útil. De este modo, en la banda de frecuencia del sistema, pueden hallarse situaciones en las que una señal útil que tiene una energía relativamente baja linda con el armónico de otra señal (útil o interferente) con una energía relativamente grande. La no linealidad del CAD puede transformar esta proximidad en un ruido que recubre la señal útil, ruido generado por frecuencias parásitas procedentes de la señal de interferencia. Este fenómeno se puede caracterizar con el concurso de un análisis espectral a la salida del CAD, alimentándose el mismo con la señal de interferencia. El análisis muestra entonces un pico en correspondencia con la frecuencia principal de la señal de interferencia, así como un cierto número de picos parásitos cuya potencia es potencialmente superior al valor mínimo de una señal útil tal y como se define en una norma. Si la frecuencia de uno de estos picos parásitos se corresponde con la frecuencia de la señal útil, esta se verá interferida, con, quizá, una relación señal/ruido demasiado baja para permitir una recuperación de la información transportada.

Para disminuir las respuestas parásitas debidas a la función de transferencia del CAD, corrientemente se utiliza ruido de dither: la adición de un ruido incorrelado de la señal útil permite utilizar siempre varias 'marchas' del CAD, lo cual minimiza las respuestas ligadas a las no linealidades de una cierta parte de la función de transferencia del CAD. En cambio, actualmente no existe una técnica eficaz que permita disminuir el nivel de las respuestas debidas a las no linealidades de las partes analógicas.

Las señales con posibilidad de generar estas no linealidades son el conjunto de las señales recibidas por la estación base, es decir, las señales útiles recibidas, las emitidas en dirección a las estaciones base vecinas y las emisiones de otros sistemas de radiofrecuencia que no son eliminadas por los diferentes filtros de la cadena de recepción.

En efecto, según se ha explicado anteriormente, los canales de la estación base se eligen diferentes de los canales utilizados por las estaciones base circundantes, con el fin de evitar una interferencia mutua. Sin embargo, en la digitalización, estas frecuencias pueden generar repliegues de armónicos cuyas frecuencias se hallan dentro de los canales útiles y, por tanto, generar un ruido perjudicial para la calidad de la transmisión.

El documento US 2005/265483 describe un dispositivo de recepción de una señal de radiofrecuencia de banda ancha multicanal que incluye una etapa de entrada analógica en radiofrecuencia conectada con una etapa de conversión a frecuencia intermedia, incluyendo dicha etapa de conversión una cadena de conversión que incluye un mezclador de frecuencia que transpone la señal a una frecuencia intermedia, estando conectado con la entrada de un convertidor analógico-digital que tiene una alta frecuencia de muestreo, considerando la frecuencia intermedia y la frecuencia de muestreo el ruido generado por los armónicos de muestreo del convertidor analógico-digital.

Por lo tanto, sería particularmente ventajoso conseguir un dispositivo de recepción que permita obtener una buena relación señal/ruido en los canales útiles, minimizando o suprimiendo los armónicos que parasitan a estos canales.

Para solucionar uno o varios de los inconvenientes anteriormente citados, un dispositivo de recepción de una señal de radiofrecuencia de banda ancha multicanal incluye una etapa de entrada analógica en radiofrecuencia conectada con una etapa de conversión a frecuencia intermedia, incluyendo dicha etapa de conversión al menos una cadena de conversión que incluye un mezclador de frecuencia que transpone la señal a una frecuencia intermedia conectada con la entrada de un convertidor analógico-digital que tiene una alta frecuencia de muestreo, caracterizado por que la frecuencia intermedia y la frecuencia de muestreo de cada cadena de conversión se seleccionan de tal manera que, considerando el ruido generado por los armónicos de muestreo del correspondiente convertidor analógico-digital, cada uno de los canales de la señal de radiofrecuencia tenga una relación señal/ruido superior a un valor predeterminado a la salida de al menos una cadena de conversión.

Son características o formas particulares de realización, utilizables solas o en combinación:

- la etapa de conversión incluye al menos dos cadenas de conversión, teniendo cada cadena de conversión una pareja frecuencia intermedia - frecuencia de muestreo diferente de las demás cadenas de conversión.
- Las frecuencias de muestreo de los convertidores analógico-digital son idénticas y, las frecuencias intermedias, diferentes, para todas las cadenas de conversión.
- El espaciamiento de las frecuencias intermedias es un múltiplo de una frecuencia predeterminada.
- La frecuencia predeterminada es igual al espaciamiento entre canales.
- La etapa de entrada incluye varias cadenas de recepción que incluyen cada una de ellas una antena y que trabajan con diversidad de antena, de tal manera que con cada cadena de recepción esté conectada en serie al menos una cadena de conversión.
- Con cada cadena de recepción está conectada en serie una y solo una cadena de conversión.

En un segundo aspecto de la invención, una estación base de una red de telecomunicación herciana se caracteriza

por que incluye un dispositivo de recepción tal como antecede.

En una forma particular de realización, la selección de las frecuencias de muestreo y de transposición se realiza para aumentar la relación señal/ruido, habida cuenta de las señales de armónicos provenientes de las frecuencias de los canales internos a la estación base o utilizados por estaciones base adyacentes.

5 En un tercer aspecto de la invención, un procedimiento de calibración de un dispositivo de recepción tal como antecede incluye las etapas de:

- a) caracterización espectral de cada convertidor analógico-digital adaptada para determinar los armónicos principales generados por señales que tienen una frecuencia dentro de la banda intermedia considerada,
- 10 b) determinación de las posiciones relativas dentro de la banda del sistema de las señales útiles y de las señales interferentes,
- c) selección, para una primera cadena de conversión, de una pareja frecuencia intermedia - frecuencia de muestreo tal que al menos una señal útil tiene una relación señal/ruido superior al valor predeterminado a la salida de la cadena de conversión,
- 15 d) si al menos una señal útil tiene una relación señal/ruido inferior al valor predeterminado, nueva ejecución de la etapa c) con otra cadena de conversión y otra pareja frecuencia intermedia - frecuencia de muestreo, de modo que esta señal útil tenga una relación señal/ruido superior al valor predeterminado a la salida de esta cadena.

En una forma particular de realización, este procedimiento de calibración es tal que las etapas c) y d) se reiteran para optimizar al menos uno de los siguientes criterios:

- 20 o minimizar el número de señales útiles que tienen una relación señal/ruido superior a un valor predeterminado en solamente una de las cadenas de conversión;
- o minimizar el número de cadenas de conversión necesario para tratar el conjunto de las señales útiles; y/o
- o maximizar el número de señales útiles que tienen una relación señal/ruido superior a un valor predeterminado en el conjunto de las cadenas de conversión.

25 Se comprenderá mejor la invención con la lectura de la descripción que sigue, llevada a cabo únicamente a título de ejemplo y con referencia a las adjuntas figuras, en las cuales:

la figura 1 es una vista esquemática de un dispositivo de recepción según una primera forma de realización de la invención;

30 la figura 2 es un diagrama de flujo del funcionamiento de una cadena de conversión del dispositivo de la figura 1;

la figura 3A es una vista que representa esquemáticamente un espectro de frecuencia ilustrativo, aguas arriba de un dispositivo de recepción tal como el de la figura 1;

35 las figuras 3B y 3C son sendas vistas que representan esquemáticamente el espectro de frecuencia a la salida de las cadenas de conversión del dispositivo de la figura 1 cuando recibe el espectro de frecuencia ilustrado en la figura 3A;

la figura 4 es una vista esquemática de un dispositivo de recepción según una segunda forma de realización de la invención; y

la figura 5 es un diagrama de flujo de un procedimiento de calibración de los dispositivos de las figuras 1 ó 4.

40 En las figuras que representan diferentes formas de realización, los elementos idénticos o similares, en la medida de lo posible, llevan la misma referencia.

Con referencia a la figura 1, un dispositivo de recepción 1 incluye una etapa de entrada analógica en radiofrecuencia 3 conectada con una etapa de conversión a frecuencia intermedia 5.

45 La etapa de entrada analógica 3 convencionalmente incluye una antena receptora 7 que permite recoger la señal de radiofrecuencia. Seguidamente, esta señal es filtrada en un filtro paso banda 9, llamado de preselección, cuya banda de paso se corresponde con la banda de frecuencia del sistema. La señal filtrada es amplificada entonces por un amplificador de bajo ruido 11 antes de entrar en la etapa de conversión. Esta etapa de entrada utiliza tecnologías bien conocidas por un experto en la materia, por lo que no se describirá con mayor detalle.

La etapa de conversión a frecuencia intermedia 5 incluye dos cadenas de conversión 13, 15 conectadas en paralelo en la salida de la etapa de entrada 3.

5 Cada cadena 13, 15 incluye un mezclador 17, 19 unido a un oscilador local 21, 23. Los osciladores locales 21, 23 oscilan a unas frecuencias F_{lo1} y F_{lo2} . Las frecuencias F_{lo1} y F_{lo2} son ligeramente diferentes, al objeto de que la señal sea transpuesta a frecuencias intermedias $F_{I1} = FI + \Delta f_1$ y $F_{I2} = FI + \Delta f_2$, siendo diferentes Δf_1 y Δf_2 .

En cada cadena 13, 15, a la salida del mezclador 17, 19 están dispuestos en serie un amplificador de frecuencia intermedia 22, 24, un filtro paso banda intermedia 25, 27 y luego un convertidor analógico-digital 29, 31 a alta frecuencia, cuya salida está conectada con un computador de tratamiento de señal convencional (no representado).

10 Los filtros intermedios 25, 27 son filtros paso banda centrados alrededor de la frecuencia intermedia FI con una banda de paso igual o muy ligeramente superior al ancho de banda del sistema, esto es, en el ejemplo que nos ocupa, aproximadamente 5 MHz.

15 Cada CAD 29, 31 es del tipo anteriormente descrito, es decir, con una frecuencia de muestreo F_{a1} , y F_{a2} respectivamente, por ejemplo de aproximadamente 100 MHz. Un experto en la materia sabe determinar las frecuencias de muestreo y las frecuencias intermedias que permiten cumplir el teorema de Shannon, habida cuenta de la banda útil del sistema. Así, por ejemplo, para una frecuencia de muestreo de 100 MHz, una frecuencia intermedia de 70 MHz y una banda útil del sistema de 5 MHz, se cumplen las condiciones: la señal útil digitalizada estará centrada alrededor de la frecuencia -30 MHz (banda [-32,5; -27,5] MHz) y no interferirá con su imagen localizada alrededor de 30 MHz (banda [27,5; 32,5] MHz).

El funcionamiento de una cadena de conversión, por ejemplo la cadena 13, es el siguiente, figura 2.

20 El mezclador 17 transpone convencionalmente, etapa 40, la señal de radio de entrada en una señal en frecuencia intermedia F_{I1} . Típicamente, mientras que la frecuencia de radio base es del orden de 400 MHz, la frecuencia F_{I1} es de aproximadamente 70 MHz. De este modo, en el ejemplo que nos ocupa de una señal que tiene una banda de 5 MHz, cada canal se encontrará a una frecuencia $F_{I_{canal}}$ comprendida entre $F_{I1} - 2,5$ MHz y $F_{I1} + 2,5$ MHz, siendo el ancho del canal muy pequeño con relación al ancho de banda.

25 El amplificador FI 22, etapa 42, permite devolver ganancia y enmascarar la desadaptación fuera de banda que presenta el filtro intermedio 25, con objeto de que el mezclador trabaje en óptimas condiciones. Un experto en la materia, por lo demás, sabe añadir los elementos de amplificación y de atenuación necesarios para el correcto reparto de las ganancias, donde se le antoje en la cadena.

30 El filtro intermedio 25 elimina, etapa 44, de la señal a la salida del amplificador 22, los armónicos generados por las etapas anteriores y, en particular, la de transposición, que se encuentran fuera de la banda del sistema y que no pueden sino generar ruido en el muestreo.

35 En la digitalización de una señal a la frecuencia FI, etapa 46, el CAD 29 genera armónicos H_k por los motivos anteriormente explicados. La frecuencia de cada armónico asociado a una de las señales presentes dentro del ancho de banda del receptor es un múltiplo de la frecuencia de dicha señal módulo la frecuencia de muestreo del CAD, esto es

$$H_k = k * (FI + \Delta f_{canal}) \text{ módulo } Fa_1.$$

De este modo, para cada señal recibida, ya sea útil o parásita, la frecuencia de estos armónicos depende de la frecuencia intermedia de la señal y de la frecuencia de muestreo.

40 Como es bien sabido, la potencia de los armónicos decrece rápidamente con el orden de los mismos y, por tanto, en la práctica, sólo tienen que eliminarse los primeros armónicos del tratamiento, ya que pueden generar un ruido demasiado acusado.

Es de señalar que, para un CAD particular, es posible proceder a una caracterización por análisis espectral con objeto de detectar los armónicos suficientemente potentes como para perjudicar la relación señal/ruido.

45 Conociendo las frecuencias intermedias de los canales útiles y la población de los armónicos, se selecciona entonces una pareja (frecuencia intermedia FI, frecuencia de muestreo Fa) al objeto de que las frecuencias H_k de los armónicos perjudiciales se encuentren fuera de las frecuencias de los canales útiles. En particular, la selección se llevará a cabo para minimizar la repercusión de los armónicos generados por frecuencias de interferencia conocidas, como las frecuencias de recepción de la estación base o las frecuencias de recepción de las estaciones base adyacentes.

50 De este modo, la relación señal/ruido de cada canal útil se mantiene superior a un valor predeterminado ligado, por ejemplo, a la norma o a las capacidades de tratamiento de señal. Es de señalar que el desplazamiento no opera de manera igual para todas las frecuencias, a causa, en particular, de la no linealidad del CAD y de los fenómenos de repliegue. El desplazamiento variable es el que permite distanciar las señales parásitas de las señales útiles mediante una elección cabal de las frecuencias intermedias y de muestreo.

Sin embargo, en determinadas circunstancias, como por ejemplo un entorno muy ruidoso, es posible que ninguna pareja $F_I - F_a$ permita obtener una buena relación señal/ruido para todos los canales útiles.

Entonces, la utilización de una segunda cadena de conversión 15 permite, mediante la selección de otra pareja de valores (F_{I2} , F_{a2}), obtener una buena relación señal/ruido para los canales que son ruidosos en la primera cadena de conversión 13.

Así, se comprende que es posible poner en paralelo tantas cadenas de conversión como sea necesario para que todas las señales útiles se obtengan con una relación señal/ruido superior al valor predeterminado.

Así, es posible, ventajosamente, adaptar la complejidad del dispositivo de recepción y, por tanto, su coste, al entorno de trabajo de la estación base. En un entorno poco ruidoso y con una escasa utilización de canales, la etapa de transposición tan solo incluirá una sola cadena de conversión, mientras que, en un entorno ruidoso y con la utilización de numerosos canales, se utilizarán varias cadenas de conversión.

Para ilustrar el funcionamiento del dispositivo de recepción, se asume que, en la banda del sistema F_B , coexisten cuatro canales útiles U_1 , U_2 , U_3 , U_4 , Fig. 3A. El entorno del dispositivo es tal que hay asimismo dos frecuencias de interferencia I_1 e I_2 . Por ejemplo, I_1 corresponde a la frecuencia de una estación adyacente e I_2 es una señal emitida en dirección a una estación base perteneciente a otro sistema de transmisión coexistente en la misma zona.

Tras la transposición y conversión digital utilizando una primera pareja de frecuencia intermedia / frecuencia de muestreo, el espectro a la salida del convertidor resulta tal como se ilustra en la Fig. 3B.

Se comprueba que el armónico H_{9U3} que se corresponde con el 9º armónico de la señal útil U_3 se repliega en parte sobre la señal U_2 . Esta última, entonces, no es demodulable por la cadena digital de la estación base, ya que no se cumple la relación señal/ruido mínima. Igualmente, H_{3I2} , al corresponderse con el tercer armónico de la señal I_2 , enmascara totalmente la señal U_4 , la cual no es posible demodular. Por el contrario, el quinto armónico H_{5I1} de la señal I_1 no plantea problemas, ya que se halla suficientemente alejado de las señales útiles U_2 y U_3 .

Modificando la pareja frecuencia intermedia / frecuencia de muestreo, Fig. 3C, se modifica el espectro de frecuencia. El quinto armónico H_{5I1} se repliega en parte sobre la señal útil U_1 . Esta última, entonces, ya no es demodulable, ya que no se alcanza la relación señal/ruido mínima.

El quinto armónico H_{3I2} se repliega sobre la fuente interferente I_1 , pero esto no plantea problemas, puesto que I_1 no es una señal útil.

Igualmente, el noveno armónico H_{9U3} de la señal U_3 no plantea problemas, ya que se halla distanciado de las frecuencias U_3 y U_4 .

De este modo, asumiendo que la Fig. 3B representa la salida de la primera cadena de conversión y que la Fig. 3C representa la salida de la segunda cadena de conversión, se comprueba que es posible demodular U_1 en la primera cadena de conversión, U_2 y U_4 en la segunda cadena de conversión y U_3 en una u otra o, más ventajosamente, combinando el resultado de los dos canales.

En una segunda forma de realización, figura 4, la estación base funciona con diversidad de antena. El dispositivo de recepción 40 incluye, en correspondencia con la etapa de entrada, dos cadenas de recepción 42, 44 analógicas, similares a la etapa de entrada 3 de la primera forma de realización, y una etapa de conversión 46 que incluye dos cadenas de conversión 50, 52 idénticas a las cadenas de conversión 13, 15 de la primera forma de realización, estando conectadas cada una de ellas a la salida de una de las cadenas de recepción 42, 44. De este modo, a diferencia de la primera forma de realización, en la que dos cadenas de conversión están conectadas en paralelo con la salida de una etapa de entrada, la segunda forma de realización incluye dos conjuntos distintos, compuestos cada uno de ellos por una antena, por una cadena de recepción y por una cadena de conversión.

La elección de la pareja (F_I , F_a) de cada cadena de conversión se realiza al igual que en la primera forma de realización.

Esta forma de realización aprovecha las bien conocidas ventajas ligadas a la diversidad de antena, tales como la robustez al multicamino, etc.

De este modo, en esta forma de realización, el ejemplo ilustrado en las Fig. 3A, 3B y 3C muestra que la señal U_3 puede ventajosamente sacar partido de la ganancia de la diversidad de antena.

Es de señalar que, en esta forma de realización, hay tantos dispositivos de recepción como antenas, y que no queda limitada a dos, lo cual puede permitir conservar la diversidad de antena en un máximo de canales útiles.

Esta forma de realización permite una óptima utilización de los componentes del dispositivo de recepción, combinando las ventajas de la diversidad de antena con aquellas anteriormente descritas de diversificación de la pareja frecuencia intermedia - frecuencia de muestreo.

En la instalación de una estación base que incluye tal dispositivo de recepción, es, pues, necesario calibrar el dispositivo seleccionando las parejas de frecuencia intermedia / frecuencia de muestreo apropiadas para el entorno de la estación base, Fig. 5.

5 Para ello, se caracteriza, etapa 50, el espectro de salida de cada convertidor analógico-digital, para determinar los armónicos principales generados por señales que tienen una frecuencia dentro de la banda intermedia que se considere.

Seguidamente, para esta estación base, se determinan, etapa 52, las posiciones relativas de las señales útiles y de las señales interferentes.

10 Para una primera cadena de conversión, se selecciona, etapa 54, la pareja frecuencia de muestreo - frecuencia intermedia, al objeto de que al menos una señal útil tenga una relación señal/ruido superior al valor predeterminado a la salida de la cadena de conversión.

15 Se examina entonces, etapa 56, si queda al menos una señal útil que tiene una relación señal/ruido inferior al valor predeterminado. Si es el caso, se ejecuta nuevamente la etapa 54 con otra cadena de conversión, y ello hasta que todas las señales tengan una relación señal/ruido superior al valor predeterminado a la salida de al menos una cadena de conversión.

La invención se ha ilustrado y descrito con detalle en los dibujos y la anterior descripción. Esta debe ser considerada como ilustrativa y dada a título de ejemplo, y no como limitadora de la invención a esta sola descripción. Caben numerosas variantes de realización, siendo el caso general con N cadenas de radio, seguida cada una de ellas por cierto número de cadenas de conversión a frecuencia intermedia.

20 Particularmente ventajoso es utilizar para todas las cadenas de conversión un mismo modelo de CAD y tener una frecuencia de muestreo única para todas las cadenas de conversión. De este modo, el tratamiento digital aguas abajo se ve simplificado en gran manera, ya que no se basa entonces más que en una sola frecuencia de reloj. En caso contrario, se hace necesario prever medios de sincronización y de normalización de frecuencia de muestreo para poder, en los tratamientos digitales, combinar los flujos provenientes de las diferentes cadenas de conversión o, cosa que es equivalente en cuanto a complejidad, prever cadenas de tratamiento digitales específicas de cada

25 cadena de conversión, teniendo cada cadena digital su propia frecuencia.

Las diferencias entre las cadenas de conversión residen entonces en las variaciones Δf de la frecuencia intermedia. Estas son seleccionadas preferentemente dentro de un margen de frecuencias tal que el filtro intermedio es del mismo tipo para todas las cadenas de conversión (Δf muy pequeña frente a la banda de paso del filtro). De este modo, para generar frecuencias diferentes sólo tienen que ser diferenciados los osciladores locales. Lo cual ventajosamente permite estandarizar los componentes utilizados por las cadenas de conversión en una sola gama.

30

Las variaciones Δf se eligen ventajosamente para ser múltiplos de una frecuencia predeterminada y, preferiblemente, múltiplos del espaciamiento entre canales. De este modo, el tratamiento digital es transponible con facilidad entre las diferentes cadenas de conversión mediante una simple modificación del número de canal que ha de demodularse. En particular, cuando la variación Δf es tal que la frecuencia de una señal útil F_{sig1} dentro de una primera cadena de conversión es igual a la frecuencia de una segunda señal útil F_{sig2} dentro de una segunda cadena de conversión, el tratamiento digital de la primera señal útil será ventajosamente idéntico al tratamiento digital de la segunda señal útil.

35

Cabe asimismo la posibilidad de modificar dinámicamente los valores de la frecuencia intermedia utilizando un oscilador local programable. Esto permite ventajosamente adaptar el dispositivo de recepción a la presencia de nuevas señales interferentes.

40

El procedimiento de calibración descrito en relación con la Fig. 5 es adaptable, reiterando las etapas 54 y 56, para así optimizar al menos uno de los siguientes criterios:

- 45
- a) minimización del número de señales útiles que tienen una relación señal/ruido superior a un valor predeterminado en solamente una de las cadenas de conversión;
 - b) minimización del número de cadenas de conversión necesarias para tratar el conjunto de las señales útiles; y/o
 - c) maximización del número de señales útiles que tienen una relación señal/ruido superior a un valor predeterminado en el conjunto de las cadenas de conversión.

50 El criterio b) es utilizado ventajosamente con un propósito de economía, reduciendo el número de cadenas de conversión necesario, mientras que los criterios a) y c) son de particular interés en una estación base con diversidad de antena, puesto que permiten tener un máximo de canales en los que hay al menos dos señales disponibles para efectuar cálculos con diversidad de antena.

Un experto en la materia no tendrá dificultad alguna para extender el principio de esta invención al caso de los receptores de arquitectura IQ que incluyen dos convertidores analógico-digital en cuadratura, estando potencialmente estos últimos en una frecuencia intermedia nula o cercana a cero.

5 En las reivindicaciones, la palabra "comprendiendo" no excluye a otros elementos, y el artículo indeterminado "un/una" no excluye una pluralidad.

REIVINDICACIONES

1. Dispositivo de recepción de una señal de radiofrecuencia de banda ancha multicanal que incluye una etapa de entrada analógica en radiofrecuencia (3), una etapa de conversión a frecuencia intermedia (5), conectada con la etapa de entrada analógica y que incluye al menos dos cadenas de conversión (13, 15), teniendo cada cadena de conversión una pareja frecuencia intermedia / frecuencia de muestreo diferente de las demás cadenas de conversión e incluyendo un convertidor analógico-digital (29, 31) con una alta frecuencia de muestreo, así como un mezclador de frecuencia (17, 19) que transpone la señal a una frecuencia intermedia, estando conectado con la entrada del correspondiente convertidor analógico-digital (29, 31), comprendiendo el dispositivo, además, medios de calibración adaptados para seleccionar una o varias cadenas de conversión puestas en paralelo, en su caso, considerando la frecuencia intermedia y la frecuencia de muestreo de cada cadena de conversión y el ruido generado por los armónicos de muestreo del correspondiente convertidor analógico-digital, de tal manera que cada uno de los canales de la señal de radiofrecuencia tenga una relación señal/ruido superior a un valor predeterminado a la salida de al menos una de las cadenas de conversión seleccionadas.
2. Dispositivo según la reivindicación 1, caracterizado por que las frecuencias de muestreo de los convertidores analógico-digital son idénticas y las frecuencias intermedias son diferentes para todas las cadenas de conversión de la etapa de conversión.
3. Dispositivo según la reivindicación 2, caracterizado por que el espaciamiento de las frecuencias intermedias es un múltiplo de una frecuencia predeterminada.
4. Dispositivo según la reivindicación 3, caracterizado por que la frecuencia predeterminada es igual al espaciamiento entre canales.
5. Dispositivo según una cualquiera de las anteriores reivindicaciones, caracterizado por que la etapa de entrada incluye varias cadenas de recepción que incluyen cada una de ellas una antena y que trabajan con diversidad de antena, de tal manera que con cada cadena de recepción está conectada en serie al menos una cadena de conversión.
6. Dispositivo según la reivindicación 5, caracterizado por que con cada cadena de recepción está conectada en serie una y solo una cadena de conversión.
7. Estación base de una red de telecomunicación herciana, caracterizada por que incluye un dispositivo de recepción según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6.
8. Estación base según la reivindicación 7, caracterizada por que los medios de calibración están adaptados para realizar la selección de las frecuencias de muestreo y de transposición con el fin de aumentar la relación señal/ruido, habida cuenta de las señales de armónicos provenientes de las frecuencias de los canales internos a la estación base o utilizados por estaciones base adyacentes.
9. Procedimiento de calibración de un dispositivo de recepción según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6, caracterizado por que incluye las etapas de:
 - a) caracterización espectral (50) de cada convertidor analógico-digital adaptada para determinar los armónicos principales generados por señales que tienen una frecuencia dentro de la banda intermedia considerada,
 - b) determinación (52) de las posiciones relativas dentro de la banda del sistema de las señales útiles y de las señales interferentes,
 - c) selección (54), para una primera cadena de conversión, de una pareja frecuencia intermedia - frecuencia de muestreo tal que al menos una señal útil tiene una relación señal/ruido superior al valor predeterminado a la salida de la cadena de conversión,
 - d) si al menos una señal útil tiene una relación señal/ruido inferior al valor predeterminado (56), nueva ejecución de la etapa c) con otra cadena de conversión y otra pareja frecuencia intermedia - frecuencia de muestreo, de modo que esta señal útil tenga una relación señal/ruido superior al valor predeterminado a la salida de esta cadena.
10. Procedimiento según la reivindicación 9, caracterizado por que las etapas c) y d) se reiteran para optimizar al menos uno de los siguientes criterios:
 - minimizar el número de señales útiles que tienen una relación señal/ruido superior a un valor predeterminado en solamente una de las cadenas de conversión;
 - minimizar el número de cadenas de conversión necesario para tratar el conjunto de las señales útiles; y/o
 - maximizar el número de señales útiles que tienen una relación señal/ruido superior a un valor predeterminado en el conjunto de las cadenas de conversión.

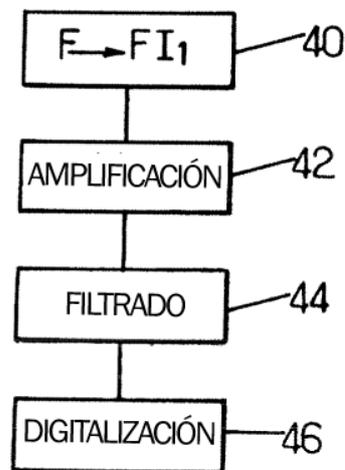
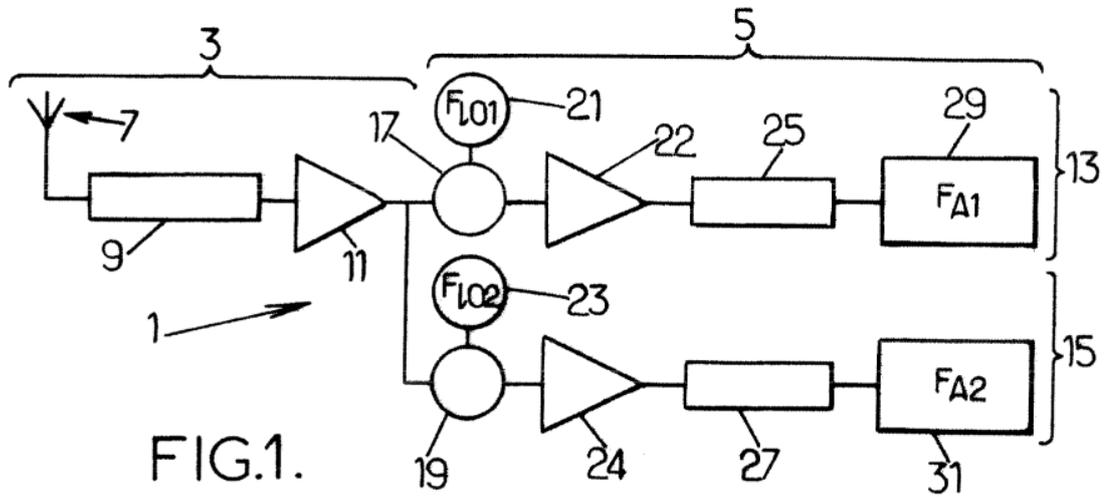


FIG.2.

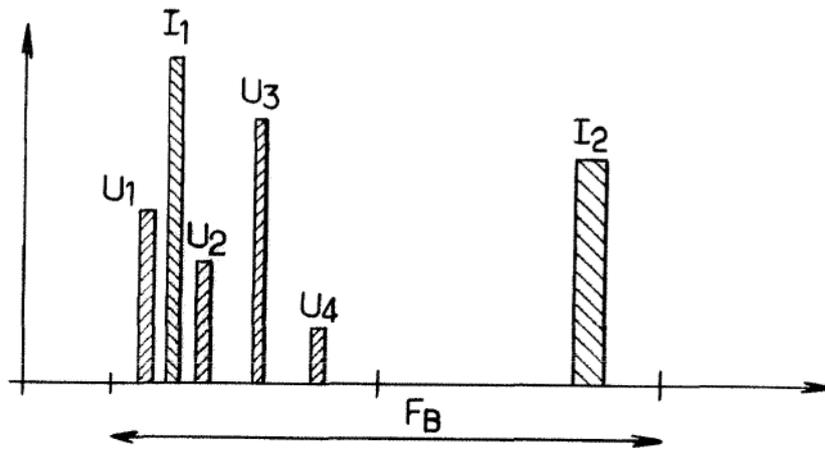


FIG.3A.

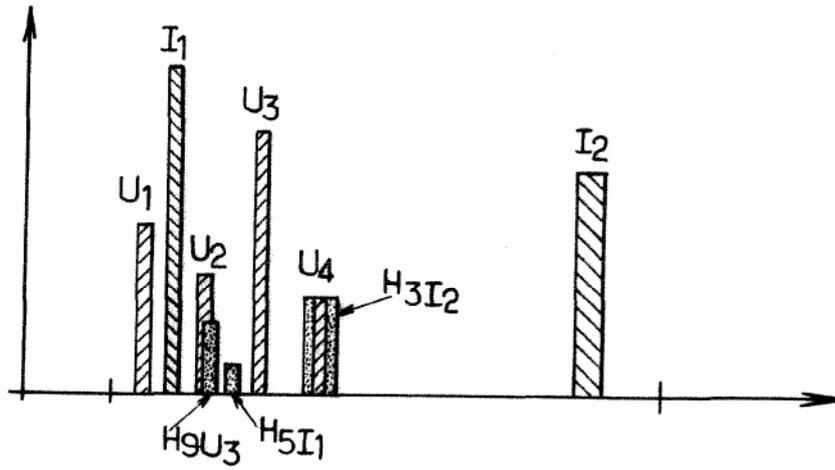


FIG.3B.

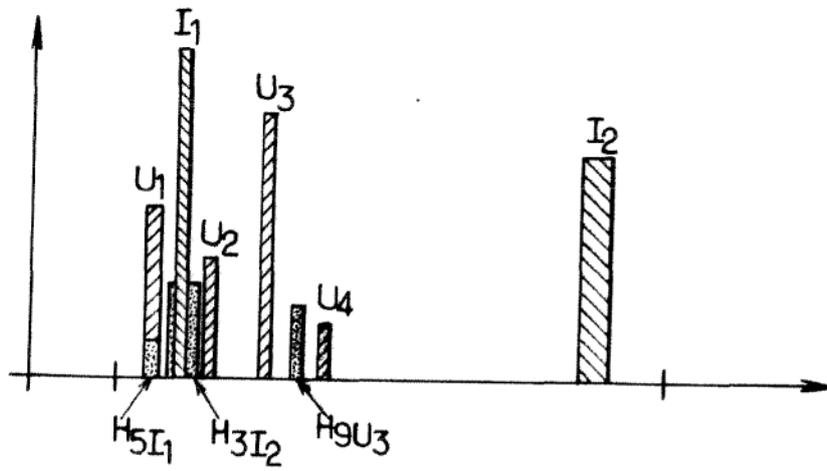


FIG.3C.

FIG.4.

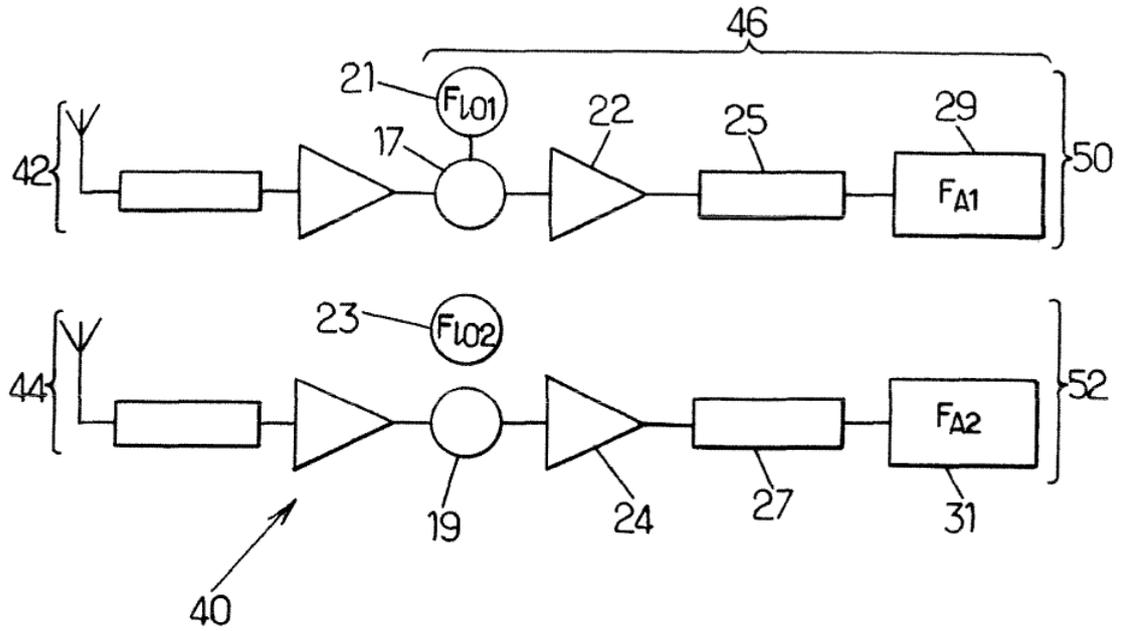


FIG.5.

