



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 347 084**

51 Int. Cl.:
H04B 1/69 (2006.01)
H04B 1/10 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **07100553 .2**
96 Fecha de presentación : **15.01.2007**
97 Número de publicación de la solicitud: **1811679**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **25.07.2007**

54 Título: **Cadena de recepción de señales.**

30 Prioridad: **19.01.2006 FR 06 50188**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
25.10.2010

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
25.10.2010

73 Titular/es: **Commissariat à l'énergie atomique et
aux énergies alternatives
Bâtiment "Le Ponant D" - 25, rue Leblanc
75015 Paris, FR**

72 Inventor/es: **Lachartre, David**

74 Agente: **Justo Bailey, Mario de**

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

Cadena de recepción de señales.

5 Campo técnico

La invención se refiere al campo de la recepción de datos. Los datos transmitidos pueden serlo en forma de ondas de radiofrecuencia o en forma de ondas eléctricas u ópticas. La invención reviste un particular interés para el caso de formas de onda del tipo Ultra-WideBand (UWB) impulsivas. La invención puede aplicarse asimismo en los sistemas que utilizan formas de onda en banda estrecha o UWB no impulsivas, así como para sistemas de localización o en las aplicaciones radáricas.

Estado de la técnica anterior

En el estado actual de la técnica de la recepción de señales de radiofrecuencia, es posible enumerar una gran variedad de arquitecturas de recepción de señales. La obra "RF Microelectronics" de B. RAZAVI describe varios tipos de estas arquitecturas.

Actualmente hay una gran demanda para el desarrollo de arquitecturas de recepción simplificadas que presenten un escaso consumo. El objetivo es proveer soluciones para los sistemas de transmisión llamados de bajo caudal, cuyas restricciones en lo que respecta al consumo y al coste son considerables. No obstante, estas arquitecturas simplificadas tienen que estar en condiciones de receptar señales de amplitudes muy débiles con el fin de obtener en particular un alcance interesante en los sistemas de transmisión inalámbricos.

En el caso particular de los sistemas UWB impulsivos, recientemente, grupos de trabajo han propuesto nuevas arquitecturas: "Proposals for IEEE 802.15.4a Alternate PHY". Estas arquitecturas se distinguen esencialmente por los tratamientos que son aplicados a las señales en la cadena de recepción, así como por su implementación sobre silicio. Estas arquitecturas se pueden clasificar en varias categorías.

Las arquitecturas llamadas "transmitted reference" están basadas en la emisión sucesiva de un pulso de referencia y de un pulso que codifica el dato que se va a transmitir. Por tanto, el receptor tiene que estar en condiciones de realizar una correlación entre el pulso de referencia retardado y el pulso que codifica el dato que se va a transmitir. Este tipo de receptor precisa de la integración de una celda de retardo. En el caso de una versión analógica, la implementación de esta celda de retardo y de la celda de correlación es relativamente compleja, a causa de la precisión requerida y del control de ganancia a la entrada que se tiene que hacer. En el caso de una versión digital, se simplifica el tratamiento del retardo y de la correlación de las señales, pero la gestión de los datos digitales a caudal alto puede resultar delicada y una fuente de consumo.

Las arquitecturas basadas en la detección de picos de tensión o en la detección de frentes son soluciones muy simples a efectos de implementación. Por el contrario, éstas presentan prestaciones limitadas en lo que respecta al alcance, ya que es difícil realizar integraciones coherentes, es decir, promediar varios pulsos recibidos síncronos con el fin de reducir el ruido, para aumentar la relación señal a ruido de las señales recibidas.

Las arquitecturas basadas en un cambio de frecuencia son interesantes porque permiten realizar cierto número de tratamientos a frecuencias más bajas. Sin embargo, precisan de la integración de un circuito de síntesis de frecuencia que funcione en muy alta frecuencia y el control de ganancia a la entrada del mezclador es complejo.

Las arquitecturas por detección de energía representan una alternativa interesante, puesto que el esquema de implementación es relativamente simple. Permiten capturar toda la energía presente en la recepción y es compatible con una integración coherente. Sin embargo, es muy delicada la implementación de estos circuitos de detección en tecnologías del silicio convencionales. La dinámica obtenida en estos circuitos es generalmente débil. Es posible hacer la estructura más compleja para mejorar la dinámica del detector de energía, aunque en detrimento de las prestaciones de frecuencia. Entonces el consumo es más elevado y es grave la restricción sobre el circuito de control de ganancia.

Recientemente se ha propuesto una arquitectura de receptor simplificada, en la publicación "STMicroelectronics proposal for IEEE 802.15.3a Alternate PHY" de D. Helal y col. Se fundamenta ésta en el principio de una digitalización con 1 bit de la señal recibida a muy alta frecuencia (20 GHz). El diseño de la primera etapa de RF se ve simplificado, así como las restricciones de control de ganancia. Sin embargo, habida cuenta del alto caudal de datos, es elevada la complejidad y, con ello, el consumo de la parte digital a este receptor asociada. Además, es necesario realizar una sincronización precisa entre el emisor y el receptor, así como una buena estimación de propagación de las ondas. Mediante la realización de un submuestreo de la señal, es posible reducir la frecuencia de digitalización del sistema, pero el tratamiento digital no deja de ser considerable.

El documento "An Ultrawideband System Architecture for Tag Based Wireless Sensor Network", Stoica y col., IEEE, 2005, describe una cadena de recepción de señales que incorpora una celda de Gilbert de dos vías de entrada y un único medio de conversión analógico-digital, en la vía de salida.

Exposición de la invención

El objetivo de la presente invención es proponer una arquitectura de recepción de señales que consume poco, cuya implementación no pasa de ser simple, y que aporta una solución a los problemas de dinámica de las celdas de detección de energía, así como a los problemas de control de ganancia.

Para lograr estos objetivos, la presente invención propone una cadena de recepción de señales como en la reivindicación 1.

Así, estando reducida la parte analógica de esta cadena de recepción a la simple función de recepción, su implantación se simplifica.

Además, los problemas de la dinámica de detección de energía se simplifican, concretamente cuando la cadena de recepción comprende una conversión analógico-digital en 1 bit, con dos señales correlacionadas.

La cadena de recepción de señales puede comprender además medios de amplificación, por ejemplo dispuestos entre la interfaz de entrada y los medios de conversión analógico-digital.

Los medios de amplificación pueden realizar una amplificación lineal o no lineal, tal como una amplificación con saturación. Así, no es necesario realizar un control de la ganancia.

Los medios de amplificación pueden tener una ganancia constante.

Los medios de operaciones entre dichas señales pueden comprender medios de multiplicación.

Los medios de multiplicación pueden entonces comprender al menos una puerta O-exclusiva cuando la señal recibida se transforma en dos señales correlacionadas y cuando la conversión se realiza en 1 bit.

En este caso, la salida de la puerta O-exclusiva puede ser una salida inversora cuando las dos señales correlacionadas están en fase, realizando así una puerta NO-O exclusiva.

Los medios de operaciones pueden comprender medios de suma de señales convertidas cuando dichas señales convertidas están en fase. Así, el ruido se reduce sin modificar la señal inicialmente recibida.

Los medios de operaciones pueden comprender, cuando dichas señales convertidas están en contrafase, medios de resta entre dichas señales. Se reproduce así una recepción en modo diferencial, que permite reducir o anular el ruido de modo común.

Los medios de operaciones pueden igualmente realizar al menos una combinación lineal de señales convertidas, que permite por ejemplo limitar la dinámica de la señal digital obtenida, o bien reducir el ruido a la vez que se recupera a la salida la señal diferencial inicial.

Finalmente, los medios de operaciones pueden igualmente realizar al menos una ecualización de señales convertidas, que permite compensar los efectos de atenuación a la vez que se reduce el ruido. Esta ecualización consiste en una combinación lineal de señales convertidas, estando asociados elementos de retardo a cada una de las señales.

Los medios de conversión analógico-digital pueden ser asíncronos, permitiendo así no realizar un muestreo a este nivel de la cadena de recepción.

Los medios de conversión analógico-digital pueden comprender al menos un comparador cuando la conversión se realiza en 1 bit.

La interfaz de entrada puede comprender al menos una antena.

La interfaz de entrada puede comprender al menos una antena para cada una de las vías.

La interfaz de entrada puede distribuir la señal recibida por cada una de las vías.

La interfaz de entrada puede comprender al menos un amplificador diferencial de bajo ruido que comprende al menos dos entradas diferenciales, estando conectadas la primera a la antena y la segunda a un potencial nulo, por ejemplo una masa, y al menos una salida para cada una de las vías.

La segunda entrada diferencial puede estar conectada al potencial nulo por mediación de al menos una impedancia, por ejemplo igual a la impedancia equivalente de la antena.

La interfaz de entrada puede comprender al menos un transformador balún que comprende un primario conectado entre la antena y un potencial nulo, por ejemplo una masa, y un secundario conectado a las vías.

En este caso, el primario puede estar conectado al potencial nulo por mediación de al menos una impedancia, por ejemplo igual a la impedancia equivalente de la antena.

La interfaz de entrada puede comprender al menos un amplificador de bajo ruido.

Los medios de tratamiento digital pueden comprender, después de los medios de operaciones, medios de filtración, tales como un filtro paso banda, y/o medios de muestreo, y/o medios de filtración adaptados dinámicamente.

Los medios de tratamiento digital pueden comprender, después de los medios de operaciones, una vía de comunicación para un tratamiento de datos transmitidos y una vía de localización para medir una distancia que media entre la cadena de recepción y un emisor de la señal recibida.

Los medios de tratamiento digital pueden igualmente comprender, para el tratamiento de los datos transmitidos, al menos un filtro integrador, y/o al menos un filtro de integraciones coherentes, y/o medios de desmodulación y de sincronización.

Los medios de tratamiento digital pueden comprender, para medir una distancia que media entre la cadena de recepción y un emisor de la señal recibida, medios de selección de muestras de la señal recibida, y/o al menos un filtro de integraciones coherentes.

Cuando los medios de tratamiento digital comprenden medios de desmodulación y de sincronización, los medios de selección de muestras de la señal recibida pueden estar conectados a dichos medios de desmodulación y de sincronización.

La presente invención se refiere igualmente a un procedimiento de recepción de señales como en la reivindicación 24.

El procedimiento de recepción de señales puede comprender además una etapa de amplificación de señales correlacionadas, pudiéndose realizar por ejemplo entre la etapa de distribución de cada señal correlacionada por al menos una vía y la etapa de conversión analógico-digital en al menos 1 bit de las señales correlacionadas.

La amplificación de las señales correlacionadas puede ser una amplificación lineal o no lineal, tal como una amplificación con saturación, y/o de ganancia constante.

El procedimiento de recepción de señales, objeto de la presente invención, puede comprender al menos una etapa suplementaria de amplificación de bajo ruido en al menos una de las vías antes de la etapa de amplificación de las señales correlacionadas.

La operación entre las señales correlacionadas digitales puede comprender al menos una multiplicación, al menos una suma cuando dichas señales están en fase, al menos una resta entre dichas señales cuando dichas señales correlacionadas están en contrafase, al menos una combinación lineal, o incluso al menos una ecualización de señales.

El procedimiento de recepción de señales puede comprender, después de la etapa de operación entre las señales correlacionadas, al menos una etapa de filtración, tal como una filtración paso banda, y/o al menos una etapa de muestreo, y/o al menos una etapa de filtración dinámicamente adaptada.

El procedimiento de recepción de señales puede comprender igualmente, después de la etapa de operación entre las señales correlacionadas, al menos una etapa de distribución de la señal multiplicada por al menos una vía de comunicación y al menos una vía de localización.

La conversión analógico-digital puede ser asíncrona.

Para el tratamiento de datos transmitidos, el procedimiento de recepción de señales puede comprender al menos una etapa de integración de la señal multiplicada, y/o al menos una etapa de integraciones coherentes, y/o al menos una etapa de desmodulación y de sincronización.

Finalmente, para medir una distancia que media entre la cadena de recepción que pone en práctica dicho procedimiento de recepción y un emisor de la señal recibida, dicho procedimiento de recepción de señales puede comprender al menos una etapa de selección de muestras de la señal recibida, y/o al menos una etapa de integraciones coherentes.

Breve descripción de los dibujos

Se logrará una mejor comprensión de la presente invención con la lectura de la descripción de ejemplos de realización que se dan, a título puramente indicativo y sin carácter limitativo alguno, haciendo referencia a los dibujos que se adjuntan, en los que:

- la figura 1 representa un ejemplo de esquema de principio de la cadena de recepción objeto de la presente invención,

- la figura 2 representa gráficamente una señal UWB, una señal UWB con ruido y la potencia instantánea de una señal a la salida de la cadena de recepción según la invención,

- la figura 3 representa una cadena de recepción objeto de la presente invención, que incorpora un primer ejemplo de interfaz de entrada,

- la figura 4 representa una cadena de recepción objeto de la presente invención, que incorpora un segundo ejemplo de interfaz de entrada,

- la figura 5 representa una cadena de recepción objeto de la presente invención, que incorpora un tercer ejemplo de interfaz de entrada,

- la figura 6 representa una cadena de recepción objeto de la presente invención, que incorpora un cuarto ejemplo de interfaz de entrada,

- la figura 7 representa una cadena de recepción objeto de la presente invención, según una primera forma de realización,

- la figura 8 representa una cadena de recepción objeto de la presente invención, según una segunda forma de realización,

- la figura 9 representa una señal de potencia instantánea, después de una filtración, digitalizada con 1 bit y una señal de potencia instantánea, después de una filtración, digitalizada con varios bits.

Explicación detallada de formas de realización particulares

La invención es una cadena de recepción principalmente basada en la detección de la energía de la señal recibida. Se fundamenta en la utilización y el tratamiento de dos (o más) señales correlacionadas (que pueden estar en fase o en contrafase) que representan la señal recibida. Estas dos señales son conducidas por dos vías idénticas. La invención se distingue de los sistemas de múltiples antenas (MIMO, de Multiple Input Multiple Output en inglés, o entrada múltiple, salida múltiple) por una mayor correlación de las señales de entrada. La invención se distingue asimismo de los sistemas diferenciales convencionales en los que las dos señales utilizadas siempre están en contrafase, siendo la información conducida y utilizada la diferencia entre las dos vías. En fin, la invención se distingue de los receptores de señales en cuadratura (receptor i/q) ya que no hay más desfase entre las señales de las distintas vías que una eventual oposición de fase.

La presente invención se refiere asimismo a un procedimiento de recepción de señales. Este procedimiento se puede llevar a la práctica, por ejemplo, mediante la cadena de recepción objeto de la presente invención. Este procedimiento será descrito implícitamente en la descripción de la cadena de recepción, también objeto de la presente invención.

Se hace referencia en primer lugar a la figura 1, que representa un ejemplo de esquema de principio de la cadena de recepción 1 objeto de la presente invención. Esta cadena de recepción 1 incorpora una interfaz de entrada 2 que lleva a cabo la recepción de una señal, por ejemplo mediante una antena 3, y la transformación de la señal recibida, en el presente caso en dos señales correlacionadas. Cada una de las señales correlacionadas se distribuye por una vía 4a, 4b. La cadena de recepción 1 incorpora asimismo medios de amplificación 5a, 5b y medios de conversión analógico-digital 6a, 6b. Igualmente, la cadena de recepción 1 podría no incorporar estos medios de amplificación 5a, 5b. La conversión de cada señal correlacionada se puede llevar a cabo con 1 bit o con varios bits. La conversión realizada puede ser asíncrona, permitiendo de este modo no realizar muestreo en este nivel de la cadena de recepción 1. Por último, la cadena de recepción 1 incorpora medios de tratamiento digital 7 de las señales convertidas, que incorporan al menos unos medios de operaciones 8, representados en las figuras 7 y 8, entre dichas señales convertidas.

En la cadena de recepción 1 de la figura 1, la parte analógica queda limitada a la interfaz de entrada 2 y a los medios de amplificación 5a, 5b. Así, al llevar a cabo numerosas funciones de la cadena de recepción 1 de forma digital, se reduce de manera notable el consumo de la cadena de recepción 1.

En este ejemplo de la figura 1, una señal in es recibida por la antena 3. Esta señal es transformada entonces, por la interfaz de entrada 2, en dos señales correlacionadas: $in1$ e $in2$. Cuando $in1$ e $in2$ se hallan en fase, tenemos entonces:

$$in = in1 = in2$$

Cuando $in1$ e $in2$ se hallan en contrafase, entonces tenemos:

$$in = in1 = -(in2) \text{ ó } in = in2 = -(in1)$$

ES 2 347 084 T3

Los medios de amplificación, en el presente caso celdas de ganancia 5a, 5b, permiten amplificar a continuación estas dos señales. La amplificación efectuada puede ser no lineal (por ejemplo, con saturación), permitiendo con ello que la cadena de recepción 1 no lleve a cabo un control de ganancia de amplificación. Las celdas 5a, 5b permiten llevar las dos señales in1 e in2 a la dinámica de funcionamiento de la siguiente etapa, es decir, la conversión analógico-digital.

5 Esta conversión analógico-digital se puede llevar a cabo con 1 o varios bits.

Por último, al final de la cadena, unos medios de tratamiento digital 7, por ejemplo un DSP (Digital Signal Processor en inglés, o procesador digital de señales) tratan y desmodulan la información recibida. Un ejemplo de tratamiento digital simple es la multiplicación digital de las vías in1 e in2 para obtener la energía de la señal. El producto de las

10 vías in1 e in2 permite obtener:

$$\text{in1} * \text{in2} = \text{in}^2$$

15 El cuadrado de la señal recibida in representa su potencia instantánea. La integral de esta potencia instantánea representa la energía de la señal.

La utilización de varias vías 4a, 4b para la amplificación y la conversión digital permite reducir la contribución del ruido de la electrónica en el resultado obtenido (en un factor $\sqrt{2}$ para el caso de dos vías) y eliminar un sesgo continuo en el valor de la potencia. Efectivamente, en una cadena de recepción de una vía, por la electrónica de la cadena se introduce en la vía un ruido N (ruido gaussiano de desviación típica σ). Se tiene entonces en la vía la señal in y el ruido N. Cuando se efectúa el producto de la señal por sí misma, obtenemos:

$$\text{in}^2 + 2.\text{in}.N + N^2$$

25

Cuando se utilizan dos vías, obtenemos in1 + N1 en la primera vía 4a e in2 + N2 en la segunda vía 4b (con N1 y N2 como ruidos gaussianos). Cuando se efectúa el producto de las dos señales, obtenemos:

30

$$\text{in}^2 + \text{in}.(N1 + N2) + N1.N2$$

Ahora bien, al ser los dos vías 4a, 4b partes electrónicas diferenciadas, los ruidos N1 y N2 no están correlacionados, aunque tengan la misma desviación típica σ . El término in.(N1 + N2) se puede reducir entonces a $\sqrt{2}.\text{in}.N$, lo que es menor en $\sqrt{2}$ que el resultado obtenido con una cadena de recepción de una vía. Además, en el caso de dos vías, el término N1.N2 se puede reducir a un ruido de desviación típica σ^2 , en tanto que, en el caso de una vía, se puede mostrar que el término N^2 está formado por una media no nula (sesgo por lo demás desfavorable), así como por una parte variable cuya desviación típica equivale a $\sqrt{2}.\sigma^2$. Este resultado es comparable al que se obtiene mediante las estructuras diferenciales convencionales pero, en esta invención, las señales no están necesariamente en contra-

40 fase.

Además, no es posible llevar a cabo en una sola vía una detección de energía mediante el producto de datos digitales que serían solamente con 1 bit. Ello es posible con al menos dos vías, en virtud de la utilización del ruido, lo que no permiten las estructuras diferenciales convencionales.

45

La principal ventaja de la invención radica en su sencillez. Ello es especialmente así cuando el número de vías queda limitado a dos y cuando la conversión analógico-digital 6a, 6b se lleva a cabo con 1 sólo bit mediante un único comparador asíncrono por vía, como en la figura 8. En tal caso, el tratamiento digital 7, que consiste en realizar el producto de las vías, se puede reducir a una mera puerta O-exclusiva si las señales están en contrafase, o una puerta NO-O exclusiva si las señales están en fase. Además, en el caso de una conversión 6a, 6b con 1 bit, la amplificación 5a, 5b, que encabeza la cadena de recepción 1, no necesita más que una ganancia constante definida simplemente por la histéresis del comparador (mínima señal detectable).

50

Otra ventaja de la invención es la menor contribución de ruido por parte de la cadena de recepción 1 con respecto a una cadena que no hace intervenir más que una única vía. En virtud de la simplificación particularmente de la parte analógica, la presencia de la segunda vía no aporta más que un modesto exceso de consumo con relación al conjunto de la cadena.

55

La figura 2 representa una señal a) UWB impulsiva y una señal b) UWB impulsiva a la que se adiciona un ruido presente en una vía de la cadena de recepción 1. Por analogía con cuanto se ha descrito anteriormente, la señal a) representa la señal in, y la señal b) representa la señal in + N. La señal c) es la salida de un NO-O exclusivo con, en su primera entrada, una señal in1 = in + N1 y, en su segunda entrada, in2 = in + N2. La señal c) es precisamente el producto de estas dos señales, luego la potencia instantánea in1 * in2. Se ve con la señal c) que la potencia instantánea que aparece a la salida está constituida por ruido cuando la señal está ausente, y por un nivel lógico 1 durante un pulso sobre la señal b). Si el ruido estuviera ausente, la salida siempre estaría a "1", ya que las señales de las dos vías serían idénticas, en fase o en contrafase.

60

65

ES 2 347 084 T3

Cabe asimismo la posibilidad de que los medios de tratamiento digital 7 no efectúen una multiplicación, sino una suma de las vías cuando las señales están en fase. Esta operación de suma permite disminuir el ruido sin modificar la señal in recibida inicialmente. Si se utilizan n vías, anotando con $V_i(t)$ la señal digitalizada que se encuentra en la vía i, entonces obtenemos la señal:

$$S(t) = \sum_{i=1}^n V_i(t)$$

Con ello se reduce el ruido en un factor $\sqrt{n}$.

Cuando la señal recibida se distribuye por ejemplo por dos vías y las señales se hallan en contrafase, cabe asimismo la posibilidad de efectuar una resta de estas dos vías, tal que:

$$S(t) = V_1(t) - V_2(t)$$

Esta operación permite reproducir una recepción en modo diferencial, es decir, calcular la señal diferencial inicial entre dos vías. Mediante la reproducción de este tipo de recepción, se reduce o anula el ruido de modo común, es decir, cualquier señal parásita presente en fase en cada una de las vías.

Cabe asimismo la posibilidad de llevar a cabo una combinación lineal de las vías, tal que:

$$S(t) = \sum_{i=1}^n a_i \cdot V_i(t)$$

donde a_i son los coeficientes de la combinación lineal.

Esta operación es una generalización de las operaciones de suma y de resta que se completan con un coeficiente multiplicador que puede ser diferente para cada una de las vías. Por ejemplo, puede ser interesante, para limitar la dinámica de la señal digital, dividir la suma de n vías en un factor n. También puede ser interesante, cuando se tienen 2n vías con n vías V_i transportando la señal en fase y n vías V_i transportando la señal en contrafase, llevar a cabo la combinación lineal:

$$S(t) = \sum_{i=1}^n V_i(t) + \sum_{j=1}^n (-1) \cdot V_j(t)$$

Así, se lleva a cabo la suma de las n vías V_i y de los n vías V_j para reducir el ruido, y se restan a continuación las dos sumas como en el modo diferencial para volver a tener la señal diferencial inicial.

También cabe la posibilidad de llevar a cabo una operación de ecualización de las vías tal que:

$$S(t) = \sum_{i=1}^n a_i \cdot V_i(t + \tau_i)$$

donde a_i son los coeficientes de la combinación lineal y τ_i son elementos de retardo asociados a cada vía.

Esta operación se utiliza generalmente en una sola vía con el fin de compensar los efectos de atenuación, muy perjudiciales en la propagación de las ondas de radio. Esta operación se generaliza en el presente caso a n vías, ya que los ruidos de las vías se mantienen sin correlacionar entre sí con el paso del tiempo. En el presente caso, se asocian distintos retardos a cada una de las vías y luego se lleva a cabo una combinación lineal entre las vías. Una vez más se reduce también el ruido presente.

Se van a describir a continuación las distintas interfaces de entrada 2 posibles de la cadena de recepción 1 objeto de la presente invención.

La figura 3 representa una cadena de recepción 1 objeto de la presente invención, que incorpora un primer ejemplo de interfaz de entrada 2. La cadena de recepción 1 de la figura 3 es una cadena de dos vías 4a, 4b. En el presente caso,

se trata de una interfaz por duplicación de la antena. En esta solución, la señal es captada por dos antenas idénticas 3a, 3b. De este modo, se supone que las señales de entrada de las dos vías 4a, 4b están suficientemente cercanas entre sí para que se las considere iguales en fase. Se considera por tanto la cadena de recepción 1, en el presente caso, no diferencial. Esta interfaz de entrada 2 incorpora asimismo dos amplificadores de bajo ruido 9a, 9b, dispuesto cada cual sobre una vía 4a, 4b previamente a los amplificadores 5a y 5b.

Las ventajas de esta realización radican en la sencillez de la interfaz de entrada 2. Los amplificadores de bajo ruido 9a, 9b son convencionales y están adaptados a sendas antenas 3a, 3b, por ejemplo de 50 ohmios de impedancia. Al tener cada vía 4a, 4b su antena 3a, 3b, esta solución presenta una ganancia de potencia de la señal en un factor dos con relación a una solución de antena única. Además, no hay ruido de modo común (ruido correlacionado asociado a la entrada de cada vía), sino solamente ruido de vía (es decir, los ruidos no correlacionados de cada una de las vías) comprendiendo eventualmente una parte no correlacionada captada por las antenas, así como ruido común (ruido asociado a la señal captada) procedente del canal de propagación y de los acoplamientos internos del circuito.

La realización de la pareja de antenas queda perfectamente aparejada. Así, las dos señales captadas son idénticas en amplitud y, sobre todo, en fase, cualquiera que sea la orientación de las antenas. En este ejemplo de interfaz de entrada 2, el ruido común procedente de los acoplamientos internos del circuito no es rechazado.

La figura 4 representa una cadena de recepción 1 objeto de la presente invención, que incorpora un segundo ejemplo de interfaz de entrada 2. Se trata en el presente caso de una interfaz por duplicación de la señal de entrada. La cadena de recepción 1 de la figura 4 es una cadena de dos vías 4a, 4b. En esta solución, la señal es captada por una sola antena 3 pero ataca directamente a dos amplificadores de bajo ruido 9a, 9b, cada uno sobre una de las dos vías 4a, 4b. Estos amplificadores 9a, 9b están separados entre sí pero asociados, es decir, presentan una impedancia de entrada adaptada a la antena 3. Por ejemplo, si la impedancia de la antena 3 es de 50 ohmios, cada amplificador 9a, 9b tiene una impedancia de 100 Ohmios. Las señales de entrada de ambas vías 4a, 4b son, por naturaleza, idénticas, puesto que proceden de la misma antena 3.

Las ventajas de esta solución son la sencillez de la electrónica y la ausencia de ruido de modo común. Pero la potencia de la señal se ve rebajada en un factor dos, debido a la distribución de una señal por dos vías. Con respecto a la solución de doble antena 3a, 3b, representada en la figura 3, la pérdida es de un factor cuatro, pero esta pérdida puede ser compensada mediante un diseño juicioso de los amplificadores de bajo ruido 9a, 9b (impedancia de entrada, modo tensión en vez de potencia, etc.). Al igual que para la doble antena 3a, 3b, el ruido común procedente de los acoplamientos internos del circuito no es rechazado.

La figura 5 representa una cadena de recepción 1 objeto de la presente invención, que incorpora un tercer ejemplo de interfaz de entrada 2. Se trata en el presente caso de una interfaz diferencial de amplificador. La cadena de recepción 1 de la figura 5 es una cadena de dos vías 4a, 4b. En esta solución, el modo de funcionamiento es pseudo-diferencial por cuanto las señales de entrada de las vías 4a, 4b están en contrafase. A tal efecto, se utiliza un amplificador de bajo ruido diferencial 10. El amplificador de bajo ruido diferencial 10 incorpora una entrada positiva 11 y una entrada negativa 12. La antena 3 se conecta a la entrada positiva 11, en tanto que a la entrada negativa 12 se conecta un potencial nulo, por ejemplo una masa 13. Esta solución permite, con una sola antena 3, obtener un modo de funcionamiento que rechaza la mayor parte del ruido de modo común, especialmente si se conecta la masa 13 a la entrada negativa 12 del amplificador diferencial 10 por mediación de una impedancia 14 que reproduce la impedancia equivalente de la antena 3. Este tercer ejemplo de interfaz de entrada 2, más complejo que los dos primeros a causa de la diferencia estructural del amplificador de bajo ruido 10, tiene un ruido de modo común procedente de la electrónica del amplificador de bajo ruido 10. Este ruido es rechazado sólo en parte en el momento del cálculo de la energía.

La figura 6 representa una cadena de recepción 1 objeto de la presente invención, que incorpora un cuarto ejemplo de interfaz de entrada 2. Se trata en el presente caso de una interfaz diferencial por transformador balún (simétrico-asimétrico). La cadena de recepción 1 de la figura 6 es una cadena de dos vías 4a, 4b. En esta solución, al igual que en relación con el tercer ejemplo de interfaz de entrada 2 de la figura 5, el modo de funcionamiento es pseudo-diferencial por cuanto las señales de entrada de las vías 4a, 4b están en contrafase. El paso a diferencial lo lleva a cabo un transformador balún 15 que, en caso de haber pocas pérdidas, va integrado preferentemente en el circuito. El primario 16 del balún 15 se conecta entre la antena 3 y la masa 13, en tanto que el secundario 17 suministra dos señales en contrafase.

Una vez más, es necesaria una sola antena 3 y su modo de funcionamiento rechaza la mayor parte del ruido de modo común, especialmente si se conecta la masa 13 con el primario 16 del balún 15 por mediación de una impedancia 14 que reproduce la impedancia equivalente de la antena, como se muestra en la figura 5. Esta solución permite además un funcionamiento de los amplificadores 9a, 9b en modo tensión, modificando la relación del número de espiras del balún entre el primario 16 y el secundario 17. Los amplificadores 9a, 9b pasan a modo tensión cuando sus impedancias de entrada pasan a ser superiores a la impedancia característica (por ejemplo 50 ohmios). Un amplificador que no tenga como impedancia de entrada más que una débil capacidad parásita funciona en modo tensión. Tal es el caso de los amplificadores convencionales de tecnología CMOS. Así, una impedancia elevada a nivel de la entrada de los amplificadores 9a, 9b puede ser vista a través del balún 15 como una impedancia adaptada a la antena (50 ohmios). No es necesario que los amplificadores de bajo ruido 9a, 9b sean diferenciales. Como el balún es un elemento pasivo, esta solución no produce ruido de modo común. Esta realización es más compleja que las anteriores y, debido a las pérdidas del balún 15, puede aparecer una pérdida de la señal recibida, especialmente si se integra éste en el circuito.

Se considera a continuación la figura 7, que representa una cadena de recepción de señales 1 objeto de la presente invención, según una primera forma de realización. En el presente caso, al igual que en la figura 1, la cadena de recepción 1 incorpora una interfaz de entrada 2, que puede ser una representada en las figuras 3 a 6, un amplificador 5a, 5b, por ejemplo de ganancia constante, en cada una de las dos vías 4a, 4b, un convertidor de N bits 6a, 6b en cada vía 4a, 4b.

Unos medios de tratamiento digital 7 incorporan por ejemplo un multiplicador 8 que efectúa la multiplicación de las señales convertidas digitalmente, suministrando la potencia instantánea de la señal recibida, denominada señal de potencia instantánea. En el presente caso, los medios de tratamiento digital 7 incorporan asimismo unos elementos suplementarios al multiplicador 8: la cadena de recepción 1 de la figura 7 proporciona a la vez los datos transmitidos pero también la medida del tiempo de llegada de los pulsos de codificación de los datos. En efecto, las propiedades de las transmisiones UWB por pulsos permiten conocer el tiempo de propagación entre los emisores y los receptores y, por tanto, medir la distancia que los separa con una buena precisión (aproximadamente unas decenas de centímetros). La cadena de recepción 1 de la figura 7 permite esta medida del tiempo de llegada de los pulsos.

Tras la conversión analógico-digital asíncrona 6a, 6b, el producto de las vías 4a, 4b suministra la potencia instantánea de la señal. Su espectro se halla entonces en bajas frecuencias respecto a la señal recibida, en una banda cuyo ancho es igual a la mitad del ancho de la banda inicial.

Un filtro paso banda 18 permite suprimir la parte del espectro cercana a la frecuencia de muestreo, es decir, recortar las frecuencias de la señal de potencia instantánea que van más allá de la mitad de la frecuencia de muestreo, con el fin de cumplir el criterio de Shannon. Por ejemplo, un pulso UWB típico posee un ancho de banda de 1 GHz centrado en torno a $f = 4$ GHz. Después de la realización del producto de las vías 4a, 4b, la señal se encuentra concentrada en una banda de frecuencias comprendida entre 0 y 500 MHz así como en una banda de 500 MHz situada cerca de 8 GHz. Utilizando entonces un filtro paso banda cuyo ancho de banda de 500 MHz está centrado en torno a 250 MHz, se conserva en consecuencia únicamente la señal situada en la banda de frecuencias comprendida entre 0 y 500 MHz. El recorte bajo del filtro se puede realizar muy cerca de 0, por ejemplo cerca de 1 MHz. Aquél permite asimismo suprimir la componente continua de la señal que contiene un sesgo procedente del ruido común. Este filtro 18 se puede realizar ya sea de forma analógica, llevándose entonces a cabo una segunda digitalización después de la filtración, o bien de forma digital utilizando funciones lógicas asíncronas (puertas y retardos) como se muestra en la figura 7, después del multiplicador 8.

A continuación se realiza un muestreo 19 después de la filtración paso banda 18. Este muestreo 19 no se realiza antes en la cadena de recepción 1 ya que puede hacerse en una frecuencia mucho más baja sobre la potencia instantánea que sobre la señal inicialmente recibida. Por ejemplo, una señal UWB centrada en 4 GHz que tiene 2 GHz de banda tendrá que ser muestreada a 10 GHz como mínimo, en tanto que su potencia, al encontrarse entre 0 y 1 GHz, no tendrá que ser muestreada más que a tan sólo 2 GHz para cumplir el criterio de Shannon.

Después del muestreo, una filtración dinámicamente adaptada opcional 20 tiene como objetivo disminuir el ruido de la señal de potencia instantánea. Es eficaz en entornos difíciles. Estos entornos tienen un canal de propagación de las ondas en el que el pulso inicial experimenta múltiples trayectos, reflexiones y atenuaciones. La señal RF captada por el receptor ya no está entonces formada por un único y fuerte pulso, sino por numerosos pulsos menos potentes y distanciados en el tiempo (varias decenas de nanosegundos). La transformación, por parte del canal, del pulso emitido en pulsos recibidos recibe el nombre de respuesta del canal. Este filtro puede ser, por ejemplo, un filtro de Respuesta Impulsiva Finita (RIF). Al objeto de caracterizar este filtro, se realiza una etapa de entrenamiento del canal, realizando por ejemplo el promedio de las respuestas del canal ya recibidas. A partir de esta respuesta “estándar”, se determinan entonces los coeficientes del filtro.

Tras esta filtración 20, las señales toman dos vías: una que sirve para la comunicación, es decir, la recepción de datos transmitidos (vía 25) y la otra para la localización del emisor respecto al receptor (vía 26).

Como la vía de comunicación 25 tiene menos necesidad de precisión temporal que la vía de localización 26, esta vía 25 incorpora una primera filtración realizada por un filtro integrador 21 que tiene como objetivo calcular la energía de la señal recibida a partir de la potencia instantánea de la señal recibida. Como su nombre indica, el filtro 21 realiza una integración de la señal recibida a la entrada. Este filtro 21 se caracteriza por su parámetro k , que representa el factor de reducción del número de muestras. Se suman entonces k muestras consecutivas para formar una sola. El filtro 21 disminuye el número de muestras por k con objeto de mejorar las prestaciones de consumo y permite reducir el ruido antes de la modulación. Si D es la dinámica de las muestras entrantes, las muestras salientes tendrán una dinámica igual a $k.D$. Existe un valor k óptimo en función del tipo del canal sobre el que se utiliza el filtro integrador 21.

Un segundo filtro 22, que realiza integraciones coherentes, va a reducir a su vez el ruido para poder desmodular correctamente la señal obtenida. Las integraciones coherentes representan la última filtración de la cadena de recepción 1. Se utilizan cuando la señal recibida es débil respecto al ruido y cuando, pese a las filtraciones anteriores, el ruido sigue siendo demasiado elevado para desmodular la señal, o medir el tiempo de llegada de los pulsos. La medición del tiempo, a causa de la precisión requerida, generalmente es más sensible al ruido que la modulación. Las integraciones coherentes se basan más bien en el aumento de la cantidad de señal respecto al ruido por repetición del pulso que por aumento de su potencia. La repetición de los pulsos (por ejemplo R veces) se hace al ritmo del Período de Repetición

de pulsos (PRP), perteneciéndole al receptor el efectuar la suma de las R señales recibidas sobre la profundidad del PRP, muestra a muestra. Las sumas se efectúan en sincronización con el PRP y proporcionan una respuesta impulsiva de la extensión del PRP. Como *a priori* el ruido no está correlacionado entre dos pulsos, las integraciones coherentes permiten reducirlo en un factor $\sqrt{R}$. La estabilidad de las bases de tiempo entre el emisor y el receptor a lo largo de todas las R repeticiones es la condición para que esta filtración sea eficaz. Es éste el aspecto coherente de la integración. Si los pulsos tienen, por ejemplo, 1 ns de anchura y las bases de tiempo derivan entre sí 1 ns entre dos emisiones, cada pulso reaparece en el ruido del otro. Entonces, la suma de las dos señales recibidas con este desfase ya no permite aumentar la señal respecto al ruido. La precisión relativa de las bases de tiempo necesaria entre emisor y receptor puede ser del orden de algunas partes por millón (ppm). Puede ser necesario entonces un mecanismo de compensación de las derivas relativas.

Finalmente, la última etapa de la cadena de recepción 1 para obtener los datos transmitidos consiste en realizar una desmodulación y una sincronización 23 de la señal.

Las modulaciones posibles a partir de la medida de energía son la OOK (On Off Keying en inglés, o modulación de todo o nada) y la modulación PPM (Pulse Position Modulation en inglés, o modulación por posición de pulsos). La modulación OOK consiste en enviar un pulso sobre un nivel lógico del dato que se va a transmitir y no enviar nada sobre el otro nivel lógico. Para restaurar los datos, el demodulador sólo tiene que detectar la presencia o la ausencia de los pulsos. En el caso de la modulación PPM, el período de repetición de los pulsos (PRP) se trocea en segmentos de tiempo. Se envía un pulso a uno de los segmentos de tiempo de un PRP en función de los valores numéricos que se van a transmitir. Para la PPM, también el demodulador tiene que trocear el PRP en segmentos y detectar en qué segmento se encuentra el pulso.

Cualquiera que sea la modulación elegida, la desmodulación está en sincronización con el PRP de los pulsos emitidos con el fin de detectar la presencia de los pulsos en espacios de tiempo esperados. La sincronización se efectúa a intervalos regulares mediante el envío de secuencias predeterminadas de pulsos que el receptor puede reconocer y decodificar con facilidad. La repetición de las secuencias de sincronización depende del tiempo que el sistema puede permitirse perder antes de sincronizarse. Entonces se tienen a la salida 24 unos medios de desmodulación y de sincronización 23 de los datos de comunicación transmitidos a la cadena de recepción 1.

La vía 26 para la localización necesita por su parte la mayor precisión temporal posible con el fin de obtener la mayor precisión posible de localización. La medida del tiempo de llegada de los pulsos se puede hacer sobre la señal de potencia instantánea muestreada en la misma frecuencia que en la vía de comunicación 25. Al estar ya establecida la sincronización, unos medios de selección 27 no seleccionan más que las muestras consecutivas que probablemente contienen la señal. Los medios 27 buscan entonces el primer pulso propagado correspondiente al más corto trayecto de transmisión. El conteo de las muestras a partir de la sincronización sobre el PRP hasta esta primera señal permite proporcionar un tiempo relativo en número de período de reloj. Esta medida se basa en la precisión de la sincronización previa así como en la precisión del período de muestreo de la señal de potencia instantánea. En la figura 7, un filtro 28 que realiza integraciones coherentes, similar al filtro 22 de la vía 25 de la comunicación, permite a su vez reducir el ruido hasta alcanzar un nivel aceptable para detectar la muestra que contiene el pulso incidente al primer pulso propagado. La precisión viene dada por tanto por el período del reloj de muestreo que se encuentra en los medios de muestreo 19. El tiempo de llegada de los pulsos se suministra en la salida 29.

Al tener lugar la desmodulación al mismo tiempo que la medida del tiempo, es posible muestrear, o guardar, únicamente la parte de la señal que contiene probablemente el primer pulso propagado. Para ello, se considera en primer lugar, como un "puntero predictivo", la muestra sobre cuya base ha podido operarse la desmodulación durante anteriores ciclos PRP. A partir de este puntero predictivo, se considera entonces una ventana temporal de N muestras anteriores y se guardan solamente estas muestras para los próximos PRP.

Se puede sacar partido de las fases de sincronización para registrar la respuesta del canal en una memoria del receptor, no representada. En adelante, cuando se trata de desmodular o de medir el tiempo de llegada de los pulsos, la respuesta del canal puesta en la memoria puede ser utilizada por el filtro 20 para filtrar la señal energía en virtud de una convolución. Cuanto más escalonada sea la respuesta del canal, más eficaz será la filtración. Hasta donde el canal permanezca inalterado entre su evaluación y su utilización, puede decirse que esta filtración está adaptada al canal. Por otra parte, si las fases de evaluación del canal se repiten suficientemente a menudo respecto a las modificaciones que pueden sobrevenir en el mismo (desplazamientos y movimientos), puede decirse que esta filtración es dinámica.

La figura 8 representa una cadena de recepción de señales 1 objeto de la presente invención, según una segunda forma de realización. Con respecto a la cadena de recepción 1 de la figura 7, la conversión analógico-digital se realiza en el presente caso mediante comparadores asíncronos sobre 1 bit. Al hallarse las señales en el presente caso en contrafase, se realiza a continuación, mediante una simple puerta O-exclusiva, una multiplicación de las señales convertidas, ya que se considera que el dato sobre 1 bit representa el signo de la señal. En esta segunda forma de realización, al suministrar asimismo el filtro de muestreo un dato sobre 1 bit, los medios de muestreo 19 se pueden realizar mediante una simple báscula D.

La elección de una conversión de las señales sobre 1 bit permite simplificar el diseño de la cadena de recepción 1. Sin embargo, una conversión con 1 bit conlleva un ruido más elevado sobre la señal filtrada respecto a una señal convertida digitalmente con varios bits. La figura 9 representa gráficamente la señal a la salida del filtro 18. La señal

a) representa una señal convertida con 1 bit y la señal b) representa una señal convertida con varios bits. Se ve que, a igual filtración, hay más ruido en la señal filtrada cuando se digitaliza ésta con 1 bit que en la señal filtrada cuando se digitaliza con varios bits. Por ejemplo, en una cadena de N bits, donde N tiende al infinito, el ruido es inferior en 6 dB con relación al ruido presente en una cadena de 1 bit.

En los dos ejemplos de realización presentados en las figuras 7 y 8, sólo se utilizan dos vías 4a, 4b. Cabe asimismo la posibilidad de utilizar más de dos vías. Las prestaciones se ven entonces mejoradas en caso de que se utilicen más de dos vías, pero el consumo del receptor es mayor. Extrapolando a N vías, la mejora en ruido sigue aproximadamente una ley en raíz cuadrada de N. Hay que elegir entonces un buen equilibrio entre la mejora del ruido resultante del incremento del número de vías y el incremento de la complejidad y del consumo que de ello se deriva.

Esta invención se podrá utilizar en todas las aplicaciones referentes a las comunicaciones inalámbricas de corto alcance (unas decenas de metros) de tipo UWB. Ésta puede sustituir ventajosamente a la parte analógica de los receptores existentes que utilizan la energía de los pulsos. No se excluye sin embargo recuperar otras características de las señales, por cuanto estas magnitudes pueden ser deducidas de la combinación de las señales procedentes de al menos dos vías de amplificación independientes. El sistema podrá ser utilizado asimismo en el caso de señales de banda más estrecha.

Asimismo, la invención tiene numerosas aplicaciones de medida de la distancia, la localización e incluso el desplazamiento (medida de la velocidad) de un emisor-receptor. Las propiedades de bajo consumo han de permitir realizar dispositivos portátiles alimentados mediante pilas o batería. Pueden ser muy variadas las aplicaciones en ámbitos tales como la telemetría o la supervisión del desplazamiento de las personas y de los bienes en los locales o los transportes.

REIVINDICACIONES

1. Cadena de recepción de señales (1) que incorpora:

- una interfaz de entrada (2) que realiza la recepción de una señal y la transformación de la señal recibida en al menos dos señales correlacionadas en fase o en contrafase, distribuyéndose cada una de las señales correlacionadas por al menos una vía (4a, 4b), siendo las vías (4a, 4b) idénticas,

- medios de conversión analógico-digital (6a, 6b) con 1 bit de las señales correlacionadas en fase o en contrafase, en cada una de las vías (4a, 4b),

- medios de tratamiento digital (7) de las señales convertidas emitidas desde dichas vías (4a, 4b), que incorporan al menos unos medios de operaciones (8) entre dichas señales convertidas en fase o en contrafase,

siendo las vías (4a, 4b) partes electrónicas diferenciadas que introducen ruidos no correlacionados en cada una de las vías (4a, 4b), e incorporando los medios de operaciones (8) unos medios de multiplicación, o unos medios de suma, cuando dichas señales convertidas están en fase, o unos medios de resta cuando dichas señales convertidas están en contrafase, o realizando los medios de operaciones (8) al menos una combinación lineal o una ecualización de las señales convertidas.

2. Cadena de recepción de señales (1) según la reivindicación 1, que incorpora además medios de amplificación (5a, 5b).

3. Cadena de recepción de señales (1) según la reivindicación 2, hallándose dispuestos los medios de amplificación (5a, 5b) entre la interfaz de entrada (2) y los medios de conversión analógico-digital (6a, 6b).

4. Cadena de recepción de señales (1) según una cualquiera de las reivindicaciones 2 ó 3, realizando los medios de amplificación (5a, 5b) una amplificación lineal o no lineal, tal como una amplificación con saturación.

5. Cadena de recepción de señales (1) según una cualquiera de las reivindicaciones 2 a 4, teniendo los medios de amplificación (5a, 5b) una ganancia constante.

6. Cadena de recepción de señales (1) según una de las reivindicaciones precedentes, incorporando los medios de multiplicación (8) al menos una puerta O-exclusiva cuando la señal recibida es transformada en dos señales correlacionadas.

7. Cadena de recepción de señales (1) según la reivindicación 6, siendo la salida de la puerta O-exclusiva de los medios de multiplicación (8) una salida inversora cuando están en fase las dos señales correlacionadas.

8. Cadena de recepción de señales (1) según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, siendo asíncronos los medios de conversión analógico-digital (6a, 6b).

9. Cadena de recepción de señales (1) según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, incorporando los medios de conversión analógico-digital (6a, 6b) al menos un comparador.

10. Cadena de recepción de señales (1) según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, incorporando la interfaz de entrada (2) al menos una antena (3).

11. Cadena de recepción de señales (1) según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, incorporando la interfaz de entrada (2) al menos una antena (3a, 3b) para cada una de las vías (4a, 4b).

12. Cadena de recepción de señales (1) según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 10, distribuyendo la interfaz de entrada (2) la señal recibida por cada una de las vías (4a, 4b).

13. Cadena de recepción de señales (1) según la reivindicación 10, incorporando la interfaz de entrada (2) al menos un amplificador diferencial de bajo ruido (10) que comprende al menos dos entradas diferenciales (11, 12), estando la primera (11) conectada a la antena (3) y la segunda (12) a un potencial nulo (13), tal como una masa, y al menos una salida para cada una de las vías (4a, 4b).

14. Cadena de recepción de señales (1) según la reivindicación 13, estando la segunda entrada diferencial (12) conectada al potencial nulo (13) por mediación de al menos una impedancia (14).

15. Cadena de recepción de señales (1) según la reivindicación 10, incorporando la interfaz de entrada (2) al menos un transformador balún (15) que comprende un primario (16) conectado entre la antena (3) y un potencial nulo (13), tal como una masa, y un secundario (17) conectado a las vías (4a, 4b).

16. Cadena de recepción de señales (1) según la reivindicación 15, estando el primario (16) conectado al potencial nulo (13) por mediación de al menos una impedancia (14).

17. Cadena de recepción de señales (1) según una cualquiera de las reivindicaciones 14 ó 16, siendo la impedancia (14) igual a la impedancia equivalente de la antena (3).

18. Cadena de recepción de señales (1) según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, incorporando la interfaz de entrada (2) al menos un amplificador de bajo ruido (9a, 9b).

19. Cadena de recepción de señales (1) según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, incorporando los medios de tratamiento digital (7), después de los medios de operaciones (8), unos medios de filtración (18), tales como un filtro paso banda, y/o unos medios de muestreo (19), y/o unos medios de filtración dinámicamente adaptados (20).

20. Cadena de recepción de señales (1) según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, incorporando los medios de tratamiento digital (7), después de los medios de operaciones (8), una vía de comunicación (25) para un tratamiento de los datos transmitidos y una vía de localización (26) para medir una distancia que media entre la cadena de recepción y un emisor de la señal recibida.

21. Cadena de recepción de señales (1) según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, incorporando los medios de tratamiento digital (7), para el tratamiento de los datos transmitidos, al menos un filtro integrador (21), y/o al menos un filtro de integraciones coherentes (22), y/o medios de desmodulación y de sincronización (23).

22. Cadena de recepción de señales (1) según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, incorporando los medios de tratamiento digital (7), para medir una distancia que media entre la cadena de recepción (1) y un emisor de la señal recibida, unos medios de selección de muestras de la señal recibida (27), y/o al menos un filtro de integraciones coherentes (28).

23. Cadena de recepción de señales (1) según la reivindicación 22, cuando los medios de tratamiento digital (7) incorporan medios de desmodulación y de sincronización (23), hallándose los medios de selección de muestras de la señal recibida (27) conectados a dichos medios de desmodulación y de sincronización (23).

24. Procedimiento de recepción de señales, que comprende las etapas de:

- recepción de una señal,
- transformación de la señal recibida en al menos dos señales correlacionadas en fase o en contrafase,
- distribución de cada señal correlacionada por al menos una vía (4a, 4b), siendo las vías (4a, 4b) idénticas,
- conversión analógico-digital con 1 bit de las señales correlacionadas en fase o en contrafase, en cada una de las vías (4a, 4b),
- realización de al menos una operación entre las señales convertidas emitidas desde dichas vías (4a, 4b),
- siendo las vías (4a, 4b) partes electrónicas diferenciadas (6a, 6b) que introducen ruidos no correlacionados en cada una de las vías (4a, 4b) y comprendiendo la operación entre las señales convertidas al menos una multiplicación, o al menos una suma cuando dichas señales están en fase, o al menos una resta cuando dichas señales correlacionadas están en contrafase, o al menos una combinación lineal de las señales o al menos una ecualización de las señales.

25. Procedimiento de recepción de señales según la reivindicación 24, que comprende además una etapa de amplificación de las señales correlacionadas.

26. Procedimiento de recepción de señales según la reivindicación 25, llevándose a cabo la amplificación entre la etapa de distribución de cada señal correlacionada por al menos una vía (4a, 4b) y la etapa de conversión analógico-digital en 1 bit de las señales correlacionadas.

27. Procedimiento de recepción de señales según una cualquiera de las reivindicaciones 25 ó 26, siendo la amplificación de las señales correlacionadas una amplificación lineal o no lineal, tal como una amplificación con saturación, y/o de ganancia constante.

28. Procedimiento de recepción de señales según una cualquiera de las reivindicaciones 25 a 27, que comprende al menos una etapa suplementaria de amplificación de bajo ruido en al menos una de las vías (4a, 4b) antes de la etapa de amplificación de las señales correlacionadas.

29. Procedimiento de recepción de señales según una cualquiera de las reivindicaciones 24 a 28, que comprende, después de la etapa de operación entre las señales convertidas, al menos una etapa de filtración, tal como una filtración paso banda, y/o al menos una etapa de muestreo, y/o al menos una etapa de filtración dinámicamente adaptada.

ES 2 347 084 T3

30. Procedimiento de recepción de señales según una cualquiera de las reivindicaciones 24 a 29, que comprende, después de la etapa de operación entre las señales convertidas, al menos una etapa de distribución de la señal obtenida por al menos una vía de comunicación (25) y al menos una vía de localización (26).

5 31. Procedimiento de recepción de señales según una cualquiera de las reivindicaciones 24 a 30, siendo asíncrona la conversión analógico-digital.

10 32. Procedimiento de recepción de señales según una cualquiera de las reivindicaciones 24 a 31, que comprende, para el tratamiento de los datos transmitidos, al menos una etapa de integración de la señal multiplicada, y/o al menos una etapa de integraciones coherentes, y/o al menos una etapa de desmodulación y de sincronización.

15 33. Procedimiento de recepción de señales según una cualquiera de las reivindicaciones 24 a 32, que comprende, para medir una distancia que media entre una cadena de recepción (1) que pone en práctica dicho procedimiento de recepción y un emisor de la señal recibida, al menos una etapa de selección de muestras de la señal recibida, y/o al menos una etapa de integraciones coherentes.

20

25

30

35

40

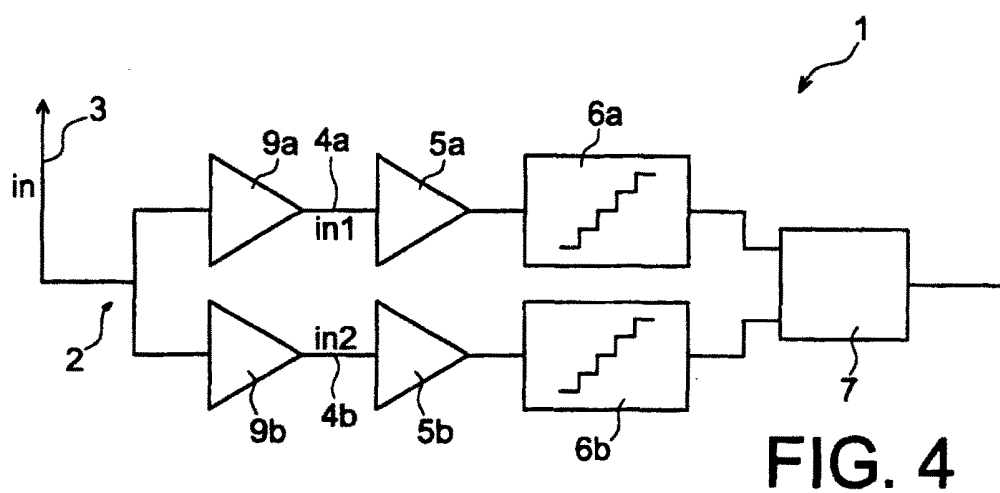
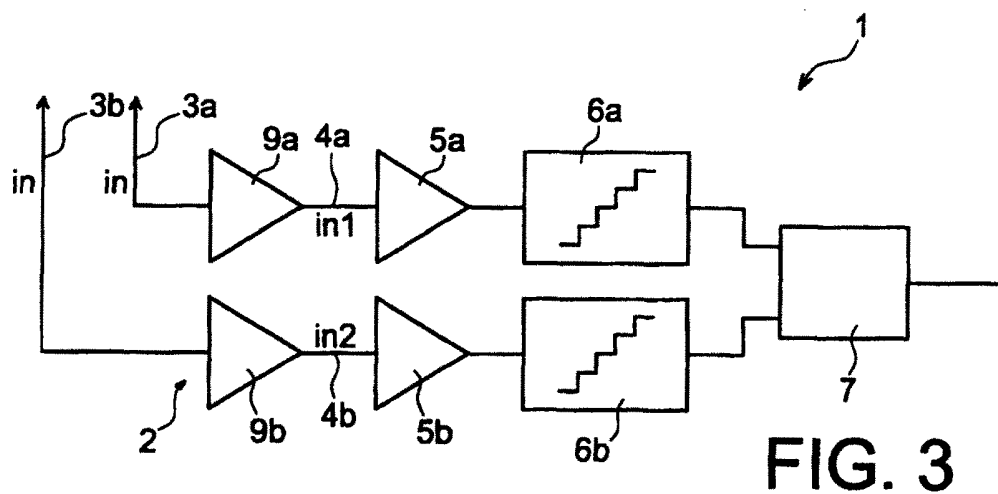
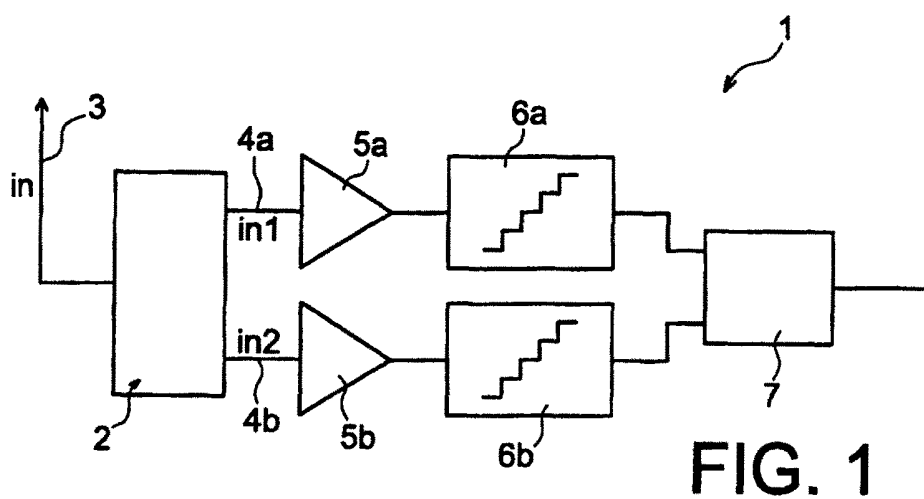
45

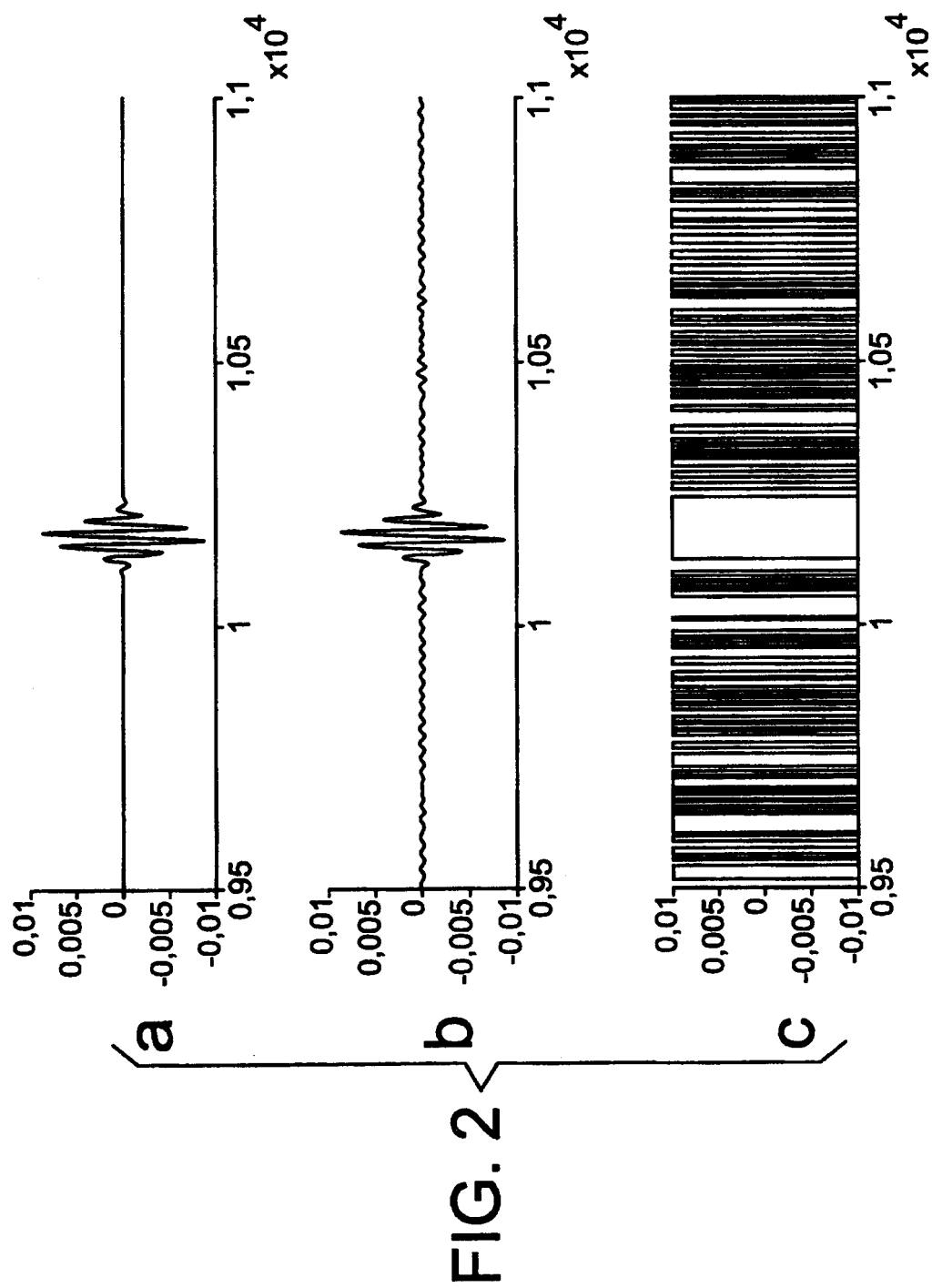
50

55

60

65





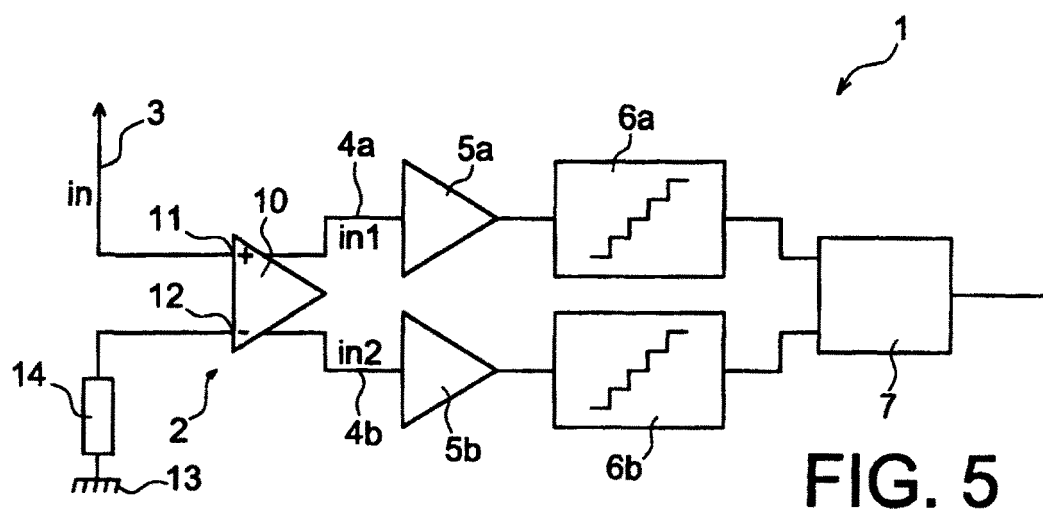


FIG. 5

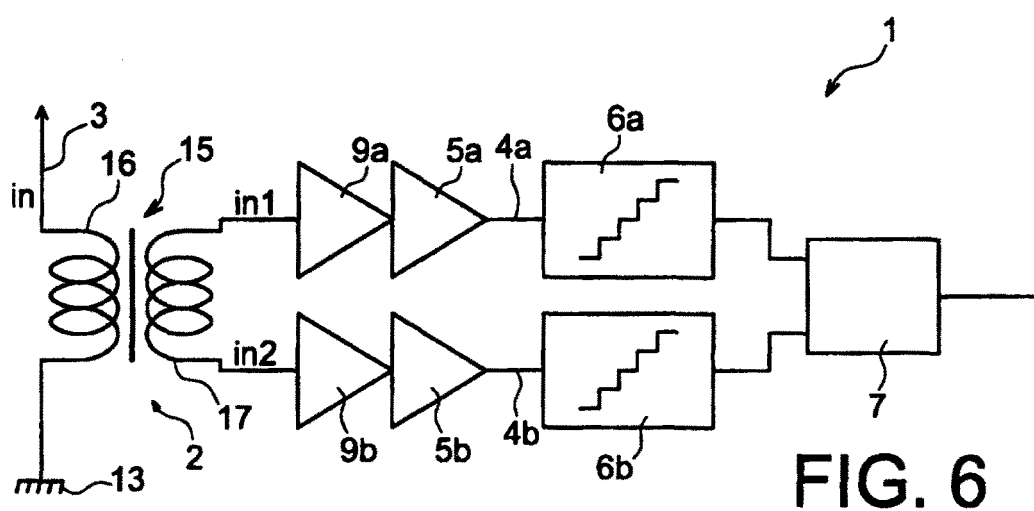


FIG. 6

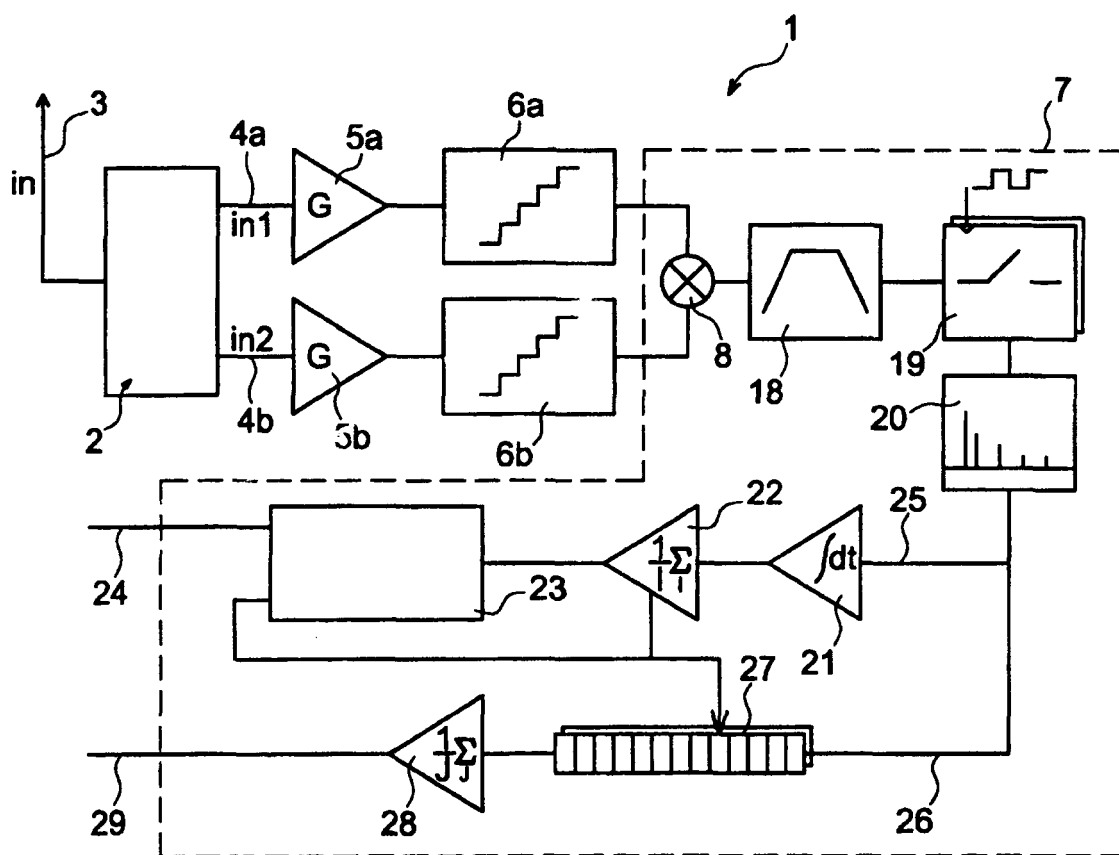


FIG. 7

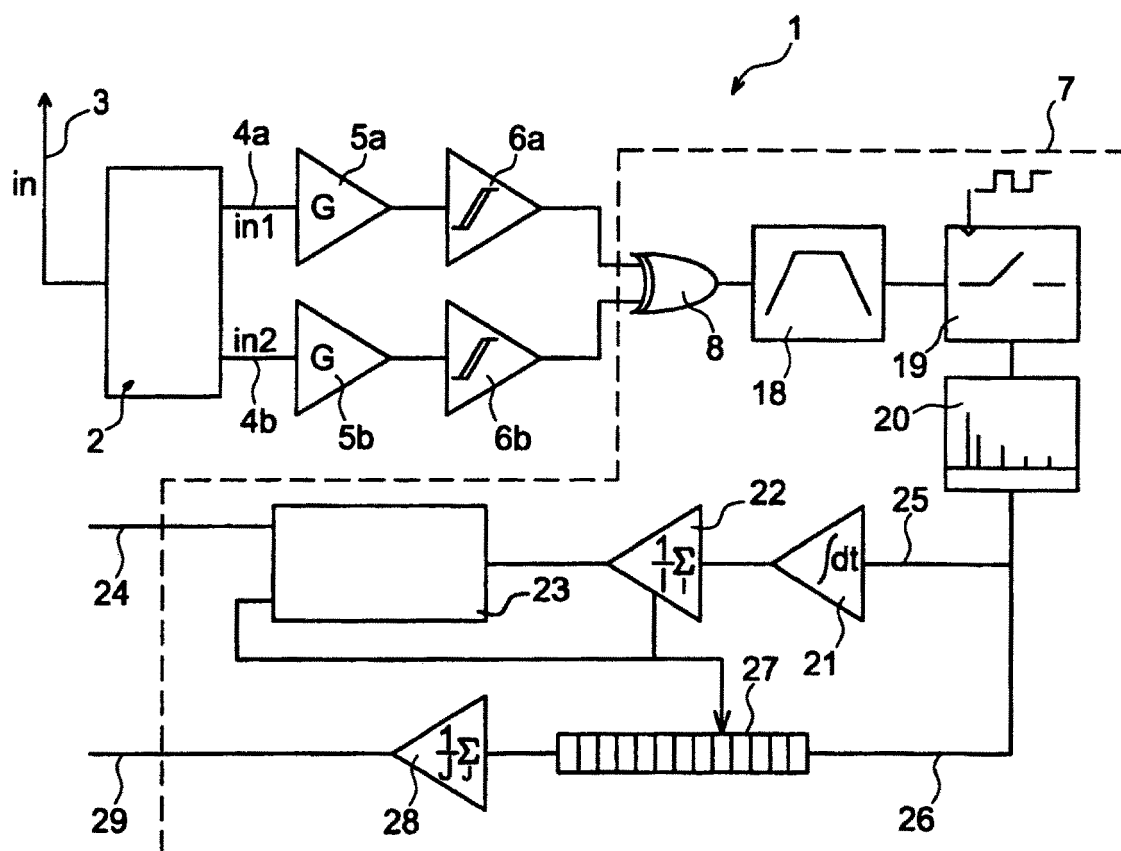


FIG. 8

