

OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

⑪ Número de publicación: **2 332 497**

⑫ Número de solicitud: 200930202

⑬ Int. Cl.:
H03D 3/00 (2006.01)

⑫

SOLICITUD DE PATENTE

A1

⑫ Fecha de presentación: **25.05.2009**

⑬ Fecha de publicación de la solicitud: **05.02.2010**

⑭ Fecha de publicación del folleto de la solicitud:
05.02.2010

⑰ Solicitante/s: **Universidad Politécnica de Madrid
c/ Ramiro de Maeztu, 7
28040 Madrid, ES**

⑱ Inventor/es: **Pardo Martín, José Manuel;
Ortega González, Francisco Javier;
Benavente Peces, César y
Gimeno Martín, Alejandro**

⑳ Agente: **Carvajal y Urquijo, Isabel**

② Título: **Sistema y método adaptativo monobit de corrección de desbalances de fase y amplitud en demoduladores IQ.**

③ Resumen:

Sistema y método adaptativo monobit de corrección de desbalances de fase y amplitud en demoduladores IQ, comprendiendo:

- un bloque de corrección (14) que corrige las muestras (I, Q) mediante un multiplicador (5) con coeficiente β y un multiplicador (6) con coeficiente α , obteniendo una señal corregida (S_{corr});
- dos filtros complejos (8, 9) que filtran la señal corregida (S_{corr}) obteniendo unas señales filtradas (S_{f1}, S_{f2});
- un bloque de cálculo de coherencia (10) que recibe las señales filtradas (S_{f1}, S_{f2}) y efectúa la estimación de la coherencia espectral;
- un bloque de actualización de coeficientes (11) que recibe dicha estimación y, en función de la misma y del valor de un paso de actualización μ , actualizar el valor de los coeficientes α y β ;
- un bloque de modificación del paso de actualización (12) encargado de modificar el valor del paso de actualización μ en función del valor del módulo al cuadrado de la coherencia espectral estimada.

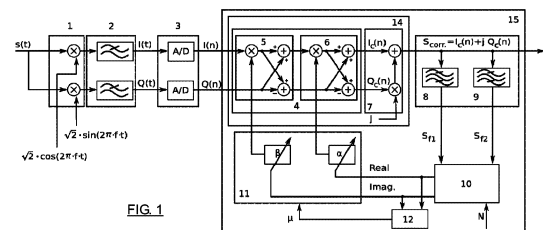


FIG. 1

ES 2 332 497 A1

DESCRIPCIÓN

Sistema y método adaptativo monobit de corrección de desbalances de fase y amplitud en demoduladores IQ.

5 Sector técnico

La invención se encuadra dentro del sector tecnológico de los sistemas de comunicación, más concretamente en los receptores que utilizan los demoduladores I-Q. El sistema presentado es de aplicación en todos aquellos equipos y dispositivos que necesiten realizar una demodulación IQ para su funcionamiento. Nombrando alguno de estos sistemas: terminales de comunicaciones móviles públicas, terminales de telefonía inalámbrica, sistemas WIFI, WIMAX, receptores definidos por programa, entre otros.

Antecedentes de la invención

En la literatura internacional se pueden encontrar gran cantidad de artículos en los que se aborda el problema de la corrección de los desbalances de un demodulador I-Q. En el documento "A novel I/Q compensation scheme for a low-if receiver front-end" (Jérémie Chabloz and Christina Enz) [1], la solución planteada requiere de la inyección, a la entrada del receptor, de una señal de referencia a partir de la cual se obtienen los coeficientes de corrección, lo cual complica no solo la circuitería sino también el control del receptor, ya que de forma periódica se hace necesario realizar el ajuste. En el documento "Self tuned fully integrated high image rejection low IF receivers: Architecture and performance" (Zheng Yuanjin and Tear, Chin Boon Terry) [2], la solución aportada se apoya en utilizar la correlación existente entre la señal en la banda imagen y la señal en la banda deseada, de forma que se elimina la necesidad de una señal externa de calibración. El principal problema que plantea esta solución es que el nivel de correlación depende del nivel de señal, por lo que el algoritmo adaptativo utilizado tendrá tiempos de convergencia dependientes del nivel de la señal de entrada.

En la presente invención, se utiliza la estimación de la coherencia espectral existente entre la señal deseada y la imagen [4]. El valor de dicha coherencia espectral está comprendido entre 0 y 1, siendo independiente del nivel de señal (tomará el valor 0 cuando no exista correlación entre la señal y la imagen, y el valor 1 cuando la correlación sea máxima). Además, en lugar de estimar el valor de la coherencia espectral en todo el ancho de banda del receptor, se centra la atención en bandas alrededor de la señal imagen y deseada por medio de la utilización de sendos filtros paso-banda complejos.

Adicionalmente, otra importante mejora introducida por la presente invención, se deriva del uso de filtros complejos cuyos coeficientes sólo pueden valer 1, -1, j ó $-j$, [5], simplificando, de forma importante, el circuito que realiza dicho filtrado, ya que sólo es necesario realizar sumas y restas.

Referencias bibliográficas

[1] Jérémie **Chabloz** and Christina **Enz**, "A novel I/Q compensation scheme for a low-if receiver front-end", Proceedings of the 2004 international symposium on Circuits and Systems, ISCAS'04, Volumen IV, pp: 453-456.

[2] **Zheng** Yuanjin and Tear, Chin Boon **Terry**, "Self tuned fully integrated high image rejection low IF receivers: Architecture and performance", Proceedings of the 2003 international symposium on Circuits and Systems, ISCAS'03, Volumen II, pp: 165-168.

[3] M. **Valkama** & M. **Renfors**, "Advanced DSP for I/Q imbalance compensation in a low-IF receiver", *IEEE International Conference on Communications, ICC 2000*, Volumen II, pp:768-772

[4] G. Clifford **Carter**, Charter H. **Knapp** & Albert H. **Nuttall**. "Estimation of the Magnitude-Squared Coherence Function via Overlapped Fast Fourier Transform processing", *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics*, Vol. AU-21, pp:337-344, Agosto de 1973

[5] D.S. **Pok**, C.H. **Chen**, J.J. **Schamus**, C.T. **Montgomery**, J.B.Y. **Tsui**, "Chip Design for Monobit Receiver", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 12, pp:2283-2295, Diciembre de 1997.

Descripción de la invención

La presente invención se refiere a un sistema adaptativo monobit de corrección de desbalances entre las ramas I-Q de un demodulador por medio de una célula de corrección cuyos coeficientes se calculan de forma continua y adaptativamente.

La actualización de los coeficientes se apoya en la estimación de la coherencia espectral existente entre la señal deseada y la señal imagen, para lo que es necesario realizar un filtrado, con sendos filtros complejos, centrados uno a la frecuencia de la señal deseada y el otro a la frecuencia de la señal imagen. Puesto que la demodulación IQ es básicamente una traslación de frecuencia, si la señal deseada queda trasladada a frecuencias positivas (entorno a FI), la señal imagen quedará trasladada a frecuencias negativas (entorno a -FI) y viceversa, con lo que los filtros deberán estar sintonizados, uno centrado en FI y el otro centrado en -FI.

La actualización de los coeficientes responde a la siguiente expresión (1):

$$\begin{aligned}\alpha_k &= \alpha_{k-1} + \mu \cdot \text{Imag}(C_{xy}) \\ \beta_k &= \beta_{k-1} - \mu \cdot \text{Real}(C_{xy})\end{aligned}\quad (1)$$

donde C_{xy} es la coherencia espectral, μ es el paso de actualización (el cambio admitido para α y β de una iteración a la siguiente en función de la coherencia espectral) y k indica la iteración del algoritmo.

La ventaja obtenida al utilizar la coherencia espectral es que su valor es independiente del nivel de la señal de entrada, por lo que no afectará a la velocidad de convergencia ni a la estabilidad del algoritmo.

La coherencia espectral se puede estimar utilizando la siguiente expresión (2)

$$C_{xy} = \frac{\sum_{0}^{N-1} \gamma_x(f) \cdot \gamma_y^*(f)}{\sqrt{\sum_{0}^{N-1} (\gamma_x(f))^2 \cdot (\gamma_y(f))^2}} \quad (2)$$

donde $\gamma_x(f)$ es la estimación de la potencia en un determinado ancho de banda alrededor de la señal deseada $\gamma_y(f)$ es la estimación de la potencia en un determinado ancho de banda alrededor de la señal imagen y N es el número de muestras. Los anchos de banda utilizados para las estimaciones de $\gamma_x(f)$ y $\gamma_y(f)$ estarán fijados por los filtros sintonizados a la frecuencia de la señal deseada y a la frecuencia de la señal imagen.

La coherencia espectral tomará un valor cero cuando no exista ninguna correlación entre las señales deseada e imagen (cuando el desbalance ha sido corregido o no existe), y un valor mayor que cero, pero generalmente menor que 1, cuando exista una elevada correlación entre las señales deseada e imagen (cuando el desbalance no ha sido corregido).

El avance más importante de la presente invención radica en que los coeficientes de los filtros complejos se limitan a valores unitarios, de la forma 1, -j, -1 y j (donde j representa el número complejo). De esta manera el filtrado necesario para el cálculo de la coherencia espectral se ve muy simplificado, ya que la utilización de los coeficientes convierte todas las operaciones en sumas y restas.

Breve descripción de los dibujos

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

La Figura 1 muestra un diagrama de las distintas etapas de demodulación IQ, incluyendo el sistema objeto de la invención.

Descripción de una realización preferida

Tal como se muestra en la Figura 1 (que representa las distintas etapas de demodulación IQ en un receptor incluyendo el sistema adaptativo monobit 15 objeto de la presente invención, que se puede ejecutar en el mismo DSP, FPGA o microcontrolador que realice el posterior procesamiento de la señal compleja IQ), la señal de radiofrecuencia, señal de entrada $s(t)$, después de haber sido trasladada en frecuencia con la ayuda de los conversores de frecuencia o medios de conversión de frecuencia 1, multiplicando la señal $s(t)$ por una señal seno y por una señal coseno, y filtrada por los filtros paso bajo o medios de filtrado paso-bajo 2, obteniendo la señal de fase $I(t)$ y la señal de cuadratura $Q(t)$, se dirige a los conversores analógico a digital o medios de conversión analógico-digital 3 a cuya salida se obtendrán las muestras que formarán la señal compleja, cuyas componentes son $I(n)$ y $Q(n)$, a procesar por el receptor después de haber sido corregido el desbalance del demodulador. Las muestras así obtenidas se han de encaminar a un bloque de corrección 14, en concreto a una célula de corrección 4 formada por multiplicadores, un primer multiplicador 5 y un segundo multiplicador 6, cuyos coeficientes α y β variarán a lo largo del tiempo para corregir el desbalance del demodulador IQ, 1. Esta célula de corrección 4 implementa la siguiente expresión (3):

$$\begin{aligned}I_c(n) &= \alpha_k \cdot (I(n) \cdot \beta_k + Q(n)) + I(n) \cdot \beta_k - Q(n) \\ Q_c(n) &= \alpha_k \cdot (I(n) \cdot \beta_k + Q(n)) - I(n) \cdot \beta_k + Q(n)\end{aligned}\quad (3)$$

donde $I(n)$ y $Q(n)$ son las muestras sin el desbalance corregido, α_k y β_k son los coeficientes de corrección en el paso k -ésimo del algoritmo iterativo e $I_c(n)$ y $Q_c(n)$ son las muestras con el desbalance corregido una vez que el algoritmo haya convergido. El multiplicador 5 es el encargado de realizar las operaciones en las que interviene el coeficiente β_k mientras que el multiplicador 6 es el encargado de realizar las operaciones en las que interviene el coeficiente α_k . Con la salida de esta célula de corrección 4 se forma en un bloque de generación de señal compleja 7 (dentro del bloque de corrección 14) una señal compleja S_{corr} que será filtrada por sendos filtros complejos 8 y 9 sintonizados uno a la frecuencia de la señal deseada y el otro a la frecuencia de la señal imagen, tal y como ya se ha comentado.

Con la salida de los filtros se realiza en un bloque de cálculo de coherencia 10 el cálculo de la coherencia espectral realizando un promediado de N muestras. Realizadas las operaciones de dividir y la raíz cuadrada, involucradas en el cálculo de la estimación de la coherencia espectral, el resultado se envía tanto a un bloque de actualización de coeficientes 11, como a un bloque de modificación del paso de actualización 12. El bloque de actualización de coeficientes 11 se encarga de que la parte real del resultado se utilice para modificar el valor del coeficiente α según el paso de actualización μ y la parte imaginaria se utilice para modificar el valor del coeficiente β de forma análoga a como se hace con el α y según la Ecuación (1).

El bloque de modificación del paso de actualización 12 se encargará de modificar el valor de μ en función del valor del módulo al cuadrado de la coherencia espectral (que se puede calcular fácilmente a partir de su parte real y de su parte imaginaria) de forma que a menor valor del módulo al cuadrado de la coherencia menor será el valor del paso de actualización, permitiendo, de este modo, por un lado alcanzar un valor de rechazo a la imagen mejor, y por otro conseguir una gran velocidad de convergencia frente a cambios bruscos en los elementos del demodulador.

La realización preferida del sistema presentado se apoya en un sistema de recepción con demoduladores IQ. La señal demodulada y filtrada se envía a sendos conversores analógico a digital con el número de bits pertinente para mejorar los parámetros del receptor.

La célula de corrección 4 aplica los coeficientes α y β ; de esta forma se obtiene la señal compleja corregida S_{corr} como $I_c(n) + jQ_c(n)$.

Dicha señal corregida S_{corr} es filtrada por sendos filtros complejos sintonizados a las frecuencias de la señal deseada e imagen. El número de coeficientes de dichos filtros determina el ancho de banda sobre el que se realizará la estimación de la coherencia espectral. Adicionalmente los mencionados coeficientes están cuantificados con un único bit.

Los filtros complejos se caracterizan básicamente porque el módulo de su función de transferencia en frecuencia no tiene simetría con respecto a la frecuencia cero, tal y como ocurre con los filtros reales, lo que permite diseñar filtros paso banda que seleccionen sólo parte de las frecuencias positivas o sólo parte de las frecuencias negativas.

En este entorno, los filtros utilizados en la presente invención son filtros FIR (filtros de respuesta al impulso finita) cuyos coeficientes serán complejos. En concreto el filtro FIR utilizado es una ventana rectangular con la respuesta en frecuencia trasladada a la frecuencia de interés, deseada o imagen. Los coeficientes de dicho filtro responden entonces a:

$$w[n] = \begin{cases} e^{j\omega n} & 0 \leq n < M \\ 0 & \text{el resto} \end{cases} \quad (4)$$

donde ω es la pulsación a la que se ha trasladado la respuesta en frecuencia del filtro y M el número de etapas que componen el filtro FIR y que determinarán el ancho de banda del mismo.

Es sobre estos coeficientes sobre los que se puede aplicar la cuantificación, o codificación monobit, atendiendo a la siguiente función no lineal (5):

$$G(\omega \cdot n) = \begin{cases} 1 & -\pi/4 \leq \omega \cdot n < \pi/4 \\ j & \pi/4 \leq \omega \cdot n < 3\pi/4 \\ -1 & 3\pi/4 \leq \omega \cdot n < 5\pi/4 \\ -j & 5\pi/4 \leq \omega \cdot n < 7\pi/4 \end{cases} \quad (5)$$

con lo que todos los productos se han convertido en sumas.

La salida de los filtros se utiliza para realizar la estimación de las potencias en las bandas de la señal deseada e imagen. Después de promediar un conjunto N de estimaciones, se procede al cálculo de la coherencia espectral. Este cálculo implica la realización de dos operaciones computacionalmente costosas, como son la división y la raíz cuadrada, sin embargo dichas operaciones no son críticas habida cuenta de que se han de realizar a intervalos temporales altos.

El resultado del cálculo de la coherencia espectral es complejo, utilizándose la parte real para actualizar el coeficiente α y la parte imaginaria para actualizar el coeficiente β . El paso de actualización utilizado, μ , ha de tener un valor lo suficientemente grande para asegurar una convergencia rápida y a la vez lo suficientemente pequeño para asegurar la mejor corrección posible de los desbalances de amplitud y fase. Estos requisitos contradictorios impulsan a elegir un planteamiento en el que el mencionado paso de actualización es variable y dependiente del grado de corrección alcanzado. De esta forma, cuando el desbalance es elevado, el factor μ toma un valor grande y a medida que el desbalance va siendo corregido dicho factor μ va disminuyendo su valor de forma progresiva. Para esta variación del paso de actualización se puede utilizar una estrategia por tramos sobre el valor filtrado del módulo al cuadrado de la coherencia, de forma que si el módulo al cuadrado de la coherencia espectral se encuentra en un determinado tramo, el paso de actualización tomaría el valor asignado a dicho tramo. A modo de ejemplo, el rango 0 a 1 (valores entre los que siempre se encontrará la coherencia espectral) se divide en P intervalos no necesariamente regulares, C_p , (con $p=0..P-1$) limitados por los valores frontera m_p tal que: $0 < m_0 < \dots < m_p < \dots < m_{p-1} < 1$, de esta forma el valor del paso de actualización estaría determinado en función del módulo al cuadrado de la coherencia espectral como;

$$\mu(C_{xy}) = \begin{cases} \mu_0 & 0 \leq |C_{xy}|^2 < m_0 \\ \vdots & \vdots \\ \mu_p & m_{p-1} \leq |C_{xy}|^2 < m_p \\ \vdots & \vdots \\ \mu_{p-1} & m_{p-2} \leq |C_{xy}|^2 < m_{p-1} \\ \mu_P & m_{p-1} \leq |C_{xy}|^2 \leq 1 \end{cases} \quad (6)$$

Debiéndose cumplir que: $0 < \mu_0 < \dots < \mu_p < \dots < \mu_{p-1} < \mu_P$.

REIVINDICACIONES

1. Sistema adaptativo monobit de corrección de desbalances de fase y amplitud en demoduladores IQ, **caracterizado** porque dicho sistema (15) comprende:
- un bloque de corrección (14) encargado de recibir y corregir las muestras I y Q, obtenidas al aplicar una etapa de conversión analógico-digital sobre las señales de fase I(t) y cuadratura Q(t), mediante un primer multiplicador (5) con coeficiente β y un segundo multiplicador (6) con coeficiente α , obteniendo una señal corregida (S_{corr});
 - un primer (8) y un segundo (9) filtros complejos, encargados de filtrar la señal corregida (S_{corr}) para obtener una primera S_{f1} , y una segunda S_{f2} señales filtradas, siendo los coeficientes de dichos filtros complejos (8,9) codificados con un bit, el cual vale uno cualquiera de los siguientes valores: 1, -1, j, -j, siendo j el número complejo;
 - un bloque de cálculo de coherencia (10) encargado de recibir las señales filtradas (S_{f1}, S_{f2}) y efectuar a partir de dichas señales el cálculo de la estimación de la coherencia espectral;
 - un bloque de actualización de coeficientes (11) encargado de recibir la estimación de la coherencia espectral y, en función de dicha estimación y del valor de un paso de actualización μ , actualizar el valor de los coeficientes α y β ;
 - un bloque de modificación del paso de actualización (12) encargado de modificar el valor del paso de actualización μ en función del valor del módulo al cuadrado de la coherencia espectral estimada, siendo el paso de actualización μ el máximo cambio admisible en α y β de iteración a iteración en función de la coherencia espectral.
2. Sistema según reivindicación 1, **caracterizado** porque el bloque de corrección (14) comprende un bloque de generación de señal compleja (7) encargado de generar una señal compleja, que corresponde a la señal corregida S_{corr} .
3. Sistema según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado** porque los filtros complejos (8,9) son de tipo paso-banda.
4. Sistema según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado** porque los filtros complejos (8,9) están sintonizados uno a la frecuencia de la señal deseada y el otro a la frecuencia de la señal imagen.
5. Sistema según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado** porque el bloque de cálculo de coherencia (10) está configurado para efectuar el cálculo de la estimación de la coherencia espectral mediante la acumulación de N muestras.
6. Sistema según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado** porque el bloque de actualización de coeficientes (11) está configurado para actualizar el valor de los coeficientes α y β en función del valor de la parte real e imaginaria, respectivamente, de la coherencia espectral estimada.
7. Sistema según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado** porque el bloque de actualización de coeficientes (11) está configurado para actualizar el valor de los coeficientes α y β , en función del valor de la coherencia espectral, de forma adaptativa.
8. Sistema según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado** porque el paso de actualización μ es variable según una estrategia por tramos sobre el valor filtrado del módulo al cuadrado de la coherencia.
9. Método adaptativo monobit de corrección de desbalances de fase y amplitud en demoduladores IQ, **caracterizado** porque comprende:
- recibir y corregir las muestras I y Q, obtenidas al aplicar una etapa de conversión analógico-digital sobre las señales de fase I(t) y cuadratura Q(t), mediante un primer multiplicador (5) con coeficiente β y un segundo multiplicador (6) con coeficiente α , obteniendo una señal corregida (S_{corr});
 - filtrar la señal corregida (S_{corr}) para obtener una primera S_{f1} , y una segunda S_{f2} señales filtradas;
 - recibir las señales filtradas (S_{f1}, S_{f2}) y efectuar a partir de dichas señales el cálculo de la estimación de la coherencia espectral;
 - recibir la estimación de la coherencia espectral y, en función de dicha estimación y del valor de un paso de actualización μ , actualizar el valor de los coeficientes α y β .
 - modificar el valor del paso de actualización μ en función del valor del módulo al cuadrado de la coherencia espectral estimada, siendo el paso de actualización μ el máximo cambio admisible en α y β de iteración a iteración en función de la coherencia espectral.

ES 2 332 497 A1

10. Demodulador IQ con corrección de desbalances de fase y amplitud, que comprende:

- medios de conversión de frecuencia (1) y medios de filtrado paso-bajo (2) configurados para obtener a partir de la señal de entrada $s(t)$ la señal de fase $I(t)$ y la señal de cuadratura $Q(t)$;

- medios de conversión analógico-digital (3) configurados para obtener las muestras I y Q ; y

- el sistema adaptativo monobit de corrección de desbalances de fase y amplitud según cualquiera de las reivindicaciones 1-8.

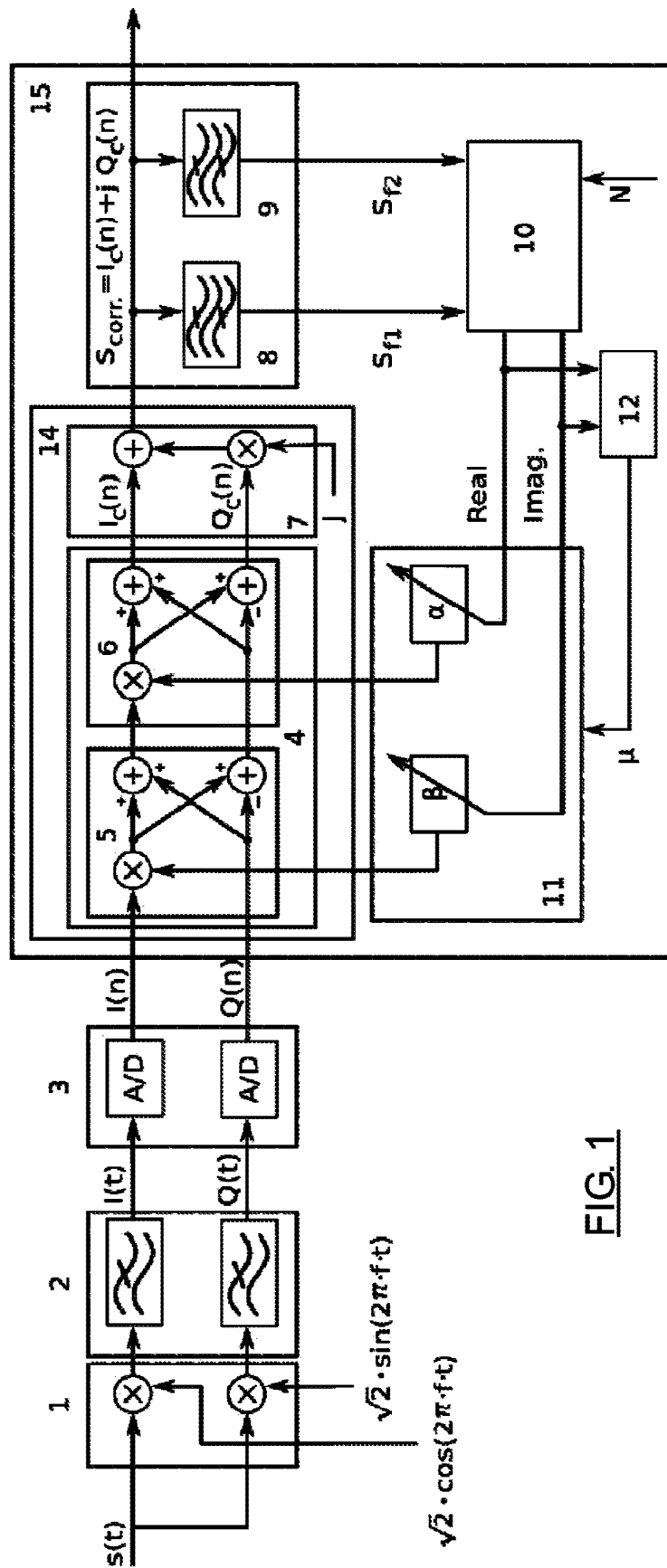


FIG. 1



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

⑪ ES 2 332 497

⑫ Nº de solicitud: 200930202

⑬ Fecha de presentación de la solicitud: 25.05.2009

⑭ Fecha de prioridad:

INFORME SOBRE EL ESTADO DE LA TÉCNICA

⑮ Int. Cl.: H03D 3/00 (2006.01)

DOCUMENTOS RELEVANTES

Categoría	⑯ Documentos citados	Reivindicaciones afectadas
A	EP 1168597 A1 (NTT DOCOMO INC) 02.01.2002, párrafos 18-29,45-63; figuras 4,5,8,10,17,21,22,23,37.	1-10
A	J. GRAJAL et al. Analysis and Characterization of a Monobit Receiver for Electronic Warfare. IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS VOL. 39, NO. 1 ENERO 2003. Páginas 244-248.	1-10
A	US 2006153318 A (SUGAR et al.) 13.07.2006, columnas 3-6; figuras 5-7.	1-10
A	US 5705949 A (ALELYUNAS et al.) 06.01.1998, resumen; columna 2, línea 40- columna 5, línea 23.	1-10
A	US 5351016 A (DENT et al.) 27.09.1994, resumen; columnas 3-14; figura 3.	1-10
A	US 2002068541 A1 (HELIO et al.) 06.06.2002, resumen; párrafos 2-20; figura 3.	1-10

Categoría de los documentos citados

X: de particular relevancia

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

A: refleja el estado de la técnica

O: referido a divulgación no escrita

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

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

El presente informe ha sido realizado

☒ para todas las reivindicaciones

☐ para las reivindicaciones nº:

Fecha de realización del informe

13.01.2010

Examinador

J. Santaella Vallejo

Página

1/5

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

H03D

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

INVENES, EPODOC

Fecha de Realización de la Opinión Escrita: 13.01.2010

Declaración

Novedad (Art. 6.1 LP 11/1986)	Reivindicaciones	1-10	SÍ
	Reivindicaciones		NO
Actividad inventiva (Art. 8.1 LP 11/1986)	Reivindicaciones	1-10	SÍ
	Reivindicaciones		NO

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

Base de la Opinión:

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

Consideraciones:

Para la realización de esta opinión escrita se han utilizado las reivindicaciones contenidas en la solicitud. El documento del estado de la técnica más próximo a la invención es D01. Para mayor claridad, y en la medida de lo posible, se emplea la misma redacción utilizada en la reivindicación 1.

1. Documentos considerados:

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

Documento	Número Publicación o Identificación	Fecha Publicación
D01	EP 1168597 A1	02-01-2002
D02	US 2006153318 A	13-07-2006
D03	US 5705949 A	06-01-1998
D04	US 5351016 A	27-09-1994
D05	US 2002068541 A1	06-06-2002

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

Reivindicación 1

El objeto principal de la invención es un sistema adaptativo monobit de corrección de desbalance de fase y amplitud en demoduladores IQ. El sistema comprende:

- un bloque de corrección encargado de recibir y corregir las muestras I y Q, obtenidas al aplicar una etapa de conversión analógico-digital sobre las señales de fase I(t) y cuadratura Q(t), mediante un primer multiplicador con coeficiente beta y un segundo multiplicador con coeficiente alfa, obteniendo una señal corregida 'S' - un primer y un segundo filtros complejos, encargados de filtrar la señal corregida (S) para obtener una primera y una segunda señales filtradas, siendo los coeficientes de dichos filtros complejos codificados con un bit, el cual vale uno cualquiera de los siguientes valores: 1, -1, j, -j, siendo j el número complejo;

- un bloque de cálculo de coherencia encargado de recibir las señales filtradas y efectuar a partir de dichas señales el cálculo de la estimación de la coherencia espectral; - un bloque de actualización de coeficientes encargado de recibir la estimación de la coherencia espectral y, en función de dicha estimación y del valor de un paso de actualización p, actualizar el valor de los coeficientes alfa y beta;

- un bloque de modificación del paso de actualización encargado de modificar el valor del paso de actualización "mu" en función del valor del módulo al cuadrado de la coherencia espectral estimada, siendo el paso de actualización el máximo cambio admisible en alfa y beta de iteración a iteración en función de la coherencia espectral. 'S'

El documento D01

El documento D01 trata de un método para un receptor en cuadratura con correcciones, en dicho método se describen:

-Un bloque de corrección encargado de recibir y corregir las muestras I y Q (párrafos 18-29, 45-63; figuras: 4,5, 8, 10, 17, 21, 22, 23,37) - Filtros complejos, encargados de filtrar la señal corregida,

- Un bloque de actualización de coeficientes y del valor de un paso de actualización "mu", actualizar el valor de los coeficientes alfa y beta; (párrafos 51-59, figuras: 4, 5, 8, 10, 17, 21, 22, 23,37) - un bloque de modificación del paso de actualización encargado de modificar el valor del paso de actualización "mu" (párrafos 51-59, figuras: 4, 5, 8, 10, 17, 21, 22, 23, 37)

Pero a diferencia de la solicitud: los filtros del documento no se mencionan que sean filtros complejos cuyos coeficientes solo puedan valer 1, -1, j, -j, codificados con un único bit; tampoco aparece el bloque de calculo de coherencia espectral y por tanto el bloque de actualización de los coeficientes no se basa en la coherencia espectral.

Hoja adicional

El documento D02

El documento D02 divulga un receptor monobit compuesto de un conversor analógico digital y banco de filtros monobit tanto de un modo teórico como experimental (páginas 24-248). A diferencia de la solicitud, no aparece ningún tipo de corrección del desbalance de fase y amplitud y por tanto ninguna mención al bloque de calculo de coherencia espectral

El documento D03 El documento D03 trata de un algoritmo y un sistema para corregir la salida de un demodulador I/Q. El algoritmo consta de distintas etapas una de ella donde se analiza el es espectro y se corrige (columnas 3 y 4, figura 5-7) con un algoritmo adaptativo (columna 4-6, figura 6) A diferencia de la solicitud no tiene filtros complejos monobit y un bloque de actualización de paso.

La invención reivindicada difiere principalmente de los documentos citados en que ninguno de los documentos citados incluye todos los elementos de la solicitud para un receptor en cuadratura con correcciones basada en el calculo espectral y la utilización de filtros complejos unitarios

Así, la invención reivindicada implica un efecto mejorado comparado con el estado de la técnica. Además, no se considera obvio que un experto en la materia obtenga la invención a partir de los documentos mencionados anteriormente o la combinación de los mismos.

Reivindicación 2-8 Las reivindicaciones 2-8 son dependientes de la reivindicación 1 y como ella también cumplen los requisitos con respecto a novedad y actividad inventiva.

Reivindicación 9 y 10

Tanto para el método (reivindicación 9) como para el demodulador (reivindicación 10) Se considera que los documentos D01-D03 constituyen el estado de la técnica. Ninguno de estos documentos muestra la característica de reunir un método adaptativo con filtros complejos monobit basado en el calculo de la coherencia espectral, como se ha comentado anteriormente.

Por lo tanto, los documentos citados, ni una combinación de ellos llevarían al experto en la materia a modificar los documentos para obtener el método o el demodulador reivindicados

A la luz de los documentos la invención reivindicada en las reivindicaciones 9 y 10 es nueva y se considera que implica actividad inventiva