



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 339 694**

51 Int. Cl.:

H03D 3/00 (2006.01)

H04L 25/08 (2006.01)

H04L 25/10 (2006.01)

H04L 27/38 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **06256543 .7**

96 Fecha de presentación : **22.12.2006**

97 Número de publicación de la solicitud: **1801963**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **27.06.2007**

54 Título: **Detección y corrección de la diafonía I/Q en señales complejas moduladas en cuadratura.**

30 Prioridad: **23.12.2005 GB 0526415**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
24.05.2010

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
24.05.2010

73 Titular/es:
BRITISH BROADCASTING CORPORATION
Broadcasting House
London W1A 1AA, GB

72 Inventor/es: **Moss, Peter Neil**

74 Agente: **Curell Suñol, Marcelino**

ES 2 339 694 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

Detección y corrección de la diafonía I/Q en señales complejas moduladas en cuadratura.

5 Antecedentes de la invención

La presente invención se refiere a la corrección de la diafonía I/Q en señales complejas moduladas en cuadratura.

La modulación en cuadratura se utiliza comúnmente para transmitir dos componentes de señal en una sola portadora. Los dos componentes comprenden un componente en fase "I" y un componente en cuadratura de fase "Q". Estas señales deben demodularse en la zona de recepción, lo cual conlleva reducir la frecuencia de las señales a partir de la frecuencia de la portadora de transmisión. La conversión reductora en cuadratura hasta una frecuencia intermedia (IF) cero es una técnica comúnmente utilizada en los sistemas RF (de radiofrecuencias), puesto que simplifica el filtrado y permite realizar sistemas sintonizables compactos. No obstante, los sistemas RF que emplean un convertidor reductor en cuadratura (denominado también convertidor reductor I/Q) experimentan cierto grado de diafonía I/Q en su salida. Es decir, parte de la señal "I" original termina en el canal "Q" y viceversa. A veces esto no supone ningún problema, por ejemplo, cuando la diafonía representa un simple retardo que se compensa con etapas de recuperación de la temporización. Matemáticamente, este caso corresponde a una simple rotación (dependiente de la frecuencia) de los ejes I/Q.

Un tipo de diafonía más problemática es la del caso en que una frecuencia de banda base positiva (IF cero) $+\omega_0$ se correlaciona parcialmente con una frecuencia negativa $-\omega_0$. Matemáticamente, este caso se modeliza mediante una *conjugada compleja* aditiva de la señal original. La presente propuesta es operativa para tratar este tipo de diafonía, y además tiene capacidad para hacer frente al caso en el que el término conjugado añadido está distribuido en el tiempo. Normalmente, la correlación de $-\omega_0$ con $+\omega_0$ también está presente en este caso. La posibilidad de sortear dicha diafonía utilizando una IF baja conlleva realizar un filtrado de canales de imagen de gran envergadura. Aparte de ser grandes, los filtros son relativamente caros y distan mucho de ser perfectos. El objetivo de la presente invención es la detección y la reducción de dicha diafonía, permitiendo de esta manera la utilización de la conversión reductora I/Q en sistemas de máximo rendimiento.

Cabe citar la solicitud de patente US n° 2005/0089120, en la que se describe un sistema demodulador por desplazamiento de frecuencia que ofrece un conformado espectral sintonizable y programable; la patente US n° 6.765.623, en la que se describe la medición de la correlación entre los componentes I y Q; y la patente US n° 4.581.586, en la que se describe la demodulación de señales moduladas por desplazamiento de frecuencia en cuadratura de fase de una manera que pretende reducir la diafonía entre los canales I y Q. En la patente US n° 6.940.916, se da a conocer un procedimiento para corregir la diafonía I/Q en el contexto de un modulador o demodulador analógico en cuadratura realizando una precompensación y una postcompensación, respectivamente, con estructuras de corrección de filtros digitales adaptativos.

40 Sumario de la invención

Los diversos aspectos de la presente invención se definen en las reivindicaciones independientes 1 y 8 adjuntas, a las cuales se hace referencia en lo sucesivo. Estas reivindicaciones definen, respectivamente, un procedimiento para corregir la diafonía I/Q y un aparato para corregir la diafonía I/Q de una señal compleja. Las características ventajosas se exponen en las reivindicaciones subordinadas.

Las formas de realización preferidas de la presente invención se describen a continuación, a título de ejemplo, haciendo referencia a los dibujos. En cada una de estas formas de realización, se reduce la diafonía I/Q de una señal compleja. En una entrada, se recibe una señal compleja que contiene los componentes en fase I y en cuadratura de fase Q, y se forma la conjugada compleja de la misma. Esta señal conjugada compleja en general se retarda para disponer de una o más señales conjugadas complejas con diferentes retardos. En un sistema muy simple (de una toma) no es necesario utilizar ningún elemento de retardo. A continuación, las señales se ponderan de conformidad con respectivos factores de ponderación. Las señales ponderadas se combinan unas con otras y con la señal de entrada o una señal derivada de esta con la finalidad de reducir la diafonía I/Q. Los factores de ponderación se generan utilizando la señal de entrada o una señal derivada de esta como primera señal y utilizando la señal de entrada o una o varias señales derivadas de esta como una o varias segundas señales. Cuando hay una pluralidad de segundas señales, estas presentan diferentes retardos correspondientes a los retardos de las señales conjugadas complejas. A continuación, se genera la correlación no conjugada compleja de la primera señal y la segunda o las segundas señales para obtener una o más señales de correlación complejas, cada una de las cuales se acumula y multiplica por un factor de convergencia para obtener un factor de ponderación para una respectiva primera señal.

El uso preferido de los retardos permite una supresión eficaz, aunque la diafonía sea selectiva en frecuencia. Además, aunque la información siguiente va dirigida principalmente a la corrección de errores de conversión reductora, también es posible corregir cualquier error I/Q similar en la señal transmitida.

Se supone que no existen términos conjugados *intencionados* en las señales deseadas y que las señales son señales con características de ruido. Esto se cumple, por ejemplo, en las señales DVB-T y DAB COFDM. También se cumple en las señales OFDM utilizadas en otras aplicaciones tales como la telefonía móvil.

Breve descripción de los dibujos

A continuación, se describirá en mayor detalle la presente invención a título de ejemplo, haciendo referencia a los dibujos adjuntos, en los cuales:

la figura 1 es un diagrama de bloques de un primer supresor de diafonía que constituye una forma de realización de la presente invención; y

la figura 2 es un diagrama de bloques de un segundo supresor de diafonía que constituye una forma de realización de la presente invención basada en la figura 1, que comprende un ecualizador LMS secundario para compensar ciertos errores introducidos en el supresor de diafonía.

Descripción detallada de las formas de realización preferidas

A continuación, se describen diversas formas de realización preferidas de la presente invención a título de ejemplo, haciendo referencia a los dibujos. Cada una de las formas de realización puede ejecutarse en componentes de hardware discretos, pero también puede implementarse en software, por ejemplo, en un procesador de señales digitales (DSP), en cuyo caso las figuras deben interpretarse como diagramas de flujo. En cada caso, se describirá primero la estructura y a continuación su sistema de funcionamiento.

Primera forma de realización - Figura 1

La primera forma de realización preferida de la presente invención se ilustra en el diagrama de bloques del circuito de la figura 1. En la figura, se ilustra un supresor de diafonía 10 que presenta una entrada 12 para recibir una señal de entrada de banda base compleja (I/P), constituida por una señal modulada en cuadratura con componentes en fase (I) y en cuadratura de fase (Q). Se supone que la señal de entrada experimenta diafonía I/Q. A la entrada 12, está conectada la entrada no inversora 16 de un circuito combinador en forma de un sustractor 14, que sustrae de la señal de entrada una señal de corrección, la generación de la cual se describirá más adelante. La salida del sustractor 14 se aplica a una salida 18 y constituye la salida (O/P) del supresor 10.

También conectada a la entrada 12, se halla un circuito de generación de conjugada compleja 20 que genera la conjugada compleja de la señal de entrada. Es decir, el circuito invierte la fase de la señal de entrada de una manera conocida. Si se designa por X la señal de entrada, la conjugada compleja de esta se representa convencionalmente como X^* . Así pues, el circuito de generación de conjugada compleja 20 se marca con un asterisco (*) en la figura 1. La salida del circuito de generación de conjugada compleja se aplica después a una línea de retardo con tomas 22 que consta de uno o más retardos conectados en serie $22_1 \dots 22_N$. En el ejemplo, hay dos retardos ($N = 2$), con lo cual se obtienen tres tomas, pero también es posible que haya solo un retardo o incluso ninguno, o que haya más de dos y comúnmente hasta alrededor de doce, dependiendo de la aplicación. El número de retardos no es relevante para el principio de funcionamiento. La longitud de los retardos se selecciona en relación con la señal deseada. En un sistema muestreado, los retardos son múltiplos del intervalo de muestreo, en la secuencia 0,1,2, etc., aunque en principio pueden utilizarse otros espaciados. Para la convergencia, es deseable que el intervalo de muestreo se asocie a un ancho de banda de Nyquist que abarque simplemente la señal.

Las salidas de las $N+1$ tomas, es decir, la salida del circuito de generación de conjugada compleja 20 y de cada uno de los retardos 22_N , son señales conjugadas complejas que se aplican a respectivos multiplicadores $24_0 \dots 24_N$, donde cada una de estas se multiplica por el peso o un factor de ponderación de la toma en forma de un respectivo número complejo. Las salidas de los N multiplicadores se combinan a continuación para obtener la suma de las señales generadas por los multiplicadores, de la manera que lo haría un filtro transversal. Como se ilustra, la suma se realiza mediante una serie de N circuitos sumadores de dos entradas $26_0 \dots 26_{N-1}$. El resultado final de los circuitos sumadores 26 se aplica como señal de corrección a la entrada sustractiva 28 del sustractor 14 para combinarlo con la señal de entrada y reducir de ese modo la diafonía I/Q de la señal de entrada. La salida del sustractor 14 constituye la salida del supresor.

A continuación, se describe la disposición para generar los pesos de las tomas aplicadas a los multiplicadores $24_0 \dots 24_N$. El circuito de generación de los pesos de las tomas o el circuito de detección, ilustrado de forma general con el número de referencia 30, presenta una entrada 32 acoplada para recibir la señal corregida desde el sustractor 14 que se aplica a la salida 18. A la entrada 32, se halla conectada una línea de retardo con tomas 34 que comprende N elementos de retardo $34_1 \dots 34_N$ que corresponden en longitud de retardo y en número de elementos de retardo con el número de retardos de la línea de retardo 22. La línea de retardo con tomas provee, pues, $N+1$ señales: la señal de la entrada 32 y la señal de la salida de cada uno de los retardos $34_1 \dots 34_N$.

El circuito 30 también comprende $N+1$ correladores complejos $36_0 \dots 36_N$. En lo sucesivo, el término “correlador” hará referencia realmente a correladores no conjugados, es decir, no hará referencia, como es habitual, a la conjugada compleja de una entrada antes de realizar la operación de multiplicación compleja. Una primera entrada de cada correlador 36 está conectada a la entrada 32 del circuito 30 para recibir una primera señal que comprende la señal de entrada o una señal derivada de esta, recibida en este caso a través del sustractor 14. La segunda entrada de cada correlador 36 está conectada a una toma respectiva de la línea de retardo con tomas 34 para recibir una segunda señal que comprende la señal de entrada o una señal derivada de esta, recibida en este caso a través del sustractor 14.

ES 2 339 694 T3

y la línea de retardo 34. Por lo tanto, el primer correlador 36_0 es, en realidad, un autocorrelador no conjugado. La salida de cada correlador $36_0 \dots 36_N$ es una señal de correlación no conjugada compleja que se aplica entonces a un respectivo multiplicador de los $N+1$ existentes $38_0 \dots 38_N$. Estos multiplicadores multiplican la salida de correlación compleja del respectivo correlador por un factor de convergencia o actualización constante pero seleccionable. Este factor será comúnmente inferior a 0,1 y puede, por ejemplo, llegar a ser igual a 0,00001, dependiendo de la velocidad de convergencia necesaria. Los valores habituales pueden ser 0,001 ó 0,00005.

Por último, en el circuito de generación de los pesos de tomas 30, cada uno de los $N+1$ circuitos de integración o acumulación $40_0 \dots 40_N$ está conectado a un respectivo multiplicador de factor de convergencia $38_0 \dots 38_N$. Estos últimos son de estructura simple y bien conocida. En la figura 1, se representa la estructura del circuito de integración 40_2 , que consta de un sumador de dos entradas 42 y un retardo 44 de la misma longitud de retardo que los retardos de las líneas de retardo 22 y 34. Una entrada del sumador 42 está conectada a la salida del respectivo multiplicador de factor de convergencia 38, y el retardo 44 está acoplado por su salida con la otra entrada del sumador 42. Por lo tanto, las salidas de los multiplicadores 38 se acumulan regularmente para generar, a su debido tiempo, un gran número de iteraciones e incrementar de ese modo la precisión de los cambios de corrección y de trayectoria de la diafonía de la señal de entrada. Los otros circuitos de integración 40 presentan una estructura similar. Las salidas de los circuitos de integración $40_0 \dots 40_N$ se aplican después como entradas de coeficiente o factor de ponderación a los multiplicadores $24_0 \dots 24_N$ respectivamente, tal como se ha indicado anteriormente. Los multiplicadores 38 y circuitos de integración 40 pueden disponerse en el otro orden.

Por lo tanto, en funcionamiento, se recibe una señal de banda base compleja que experimenta diafonía I/Q conjugada compleja en la entrada 12. Esta señal se divide en dos trayectorias. La trayectoria principal pasa por el sustractor 14, donde la señal de corrección se resta de la señal de entrada. La señal resultante del restador 14 constituye la salida del supresor de diafonía. La señal de entrada también se aplica a través del circuito de generación de conjugada compleja 20, cuya salida se aplica a la línea de retardo 22. La salida de cada toma de la línea de retardo se multiplica por el peso de la toma de número complejo y los resultados se suman para generar la señal de corrección. Los valores de los pesos de las tomas son controlados por las salidas de los correladores complejos 36 aplicadas desde la salida del supresor.

La acción del correlador 36_0 consiste en hacer caso omiso del componente deseado, obteniéndose una salida de autocorrelación no conjugada igual a cero, y aislar el componente conjugado complejo no deseado. Esto se utiliza para poder restar, en el sustractor 14, una proporción de la conjugada compleja generada en el circuito 20 de la señal de entrada, y a continuación la operación se repite de manera interactiva. El sistema convergerá hacia un estado estacionario, en el que el componente conjugado complejo de la salida del sustractor se reduce al mínimo o se suprime.

Los demás correladores $36_1 \dots 36_N$ funcionan de forma similar, aunque con los correspondientes retardos. Cada correlador busca realmente diafonía I/Q conjugada compleja en la salida, con el correspondiente retardo, y controla el peso de la toma particular para reducir dicha diafonía al mínimo.

Como se ha indicado anteriormente, cada una de las líneas de retardo 22, 34 contiene dos retardos. Si se necesitan menos retardos, los no deseados (y los componentes asociados) se eliminan. Si se utilizan más retardos, los componentes 22_i , 24_i , 26_i , 34_i , 36_i , 38_i y 40_i se repiten, como se indica mediante las flechas 48 que apuntan hacia abajo en la página de la figura 1.

Teoría - antecedentes

Las técnicas descritas resultan valiosas, en la medida en que se ha observado que muchos problemas de I/Q experimentados comúnmente pueden considerarse equivalentes a la diafonía conjugada compleja. En particular, se demuestra que esto es cierto en los siguientes casos:

- diafonía de banda base, en la que una proporción del componente I se suma al componente Q y viceversa
- error de cuadratura, en el que los ejes I y Q no son exactamente ortogonales (obsérvese que este error puede producirse en el área de conversión elevadora o en el área de conversión reductora de un sistema de transmisión)
- desigualdad de ganancia I/Q, en la que las ganancias aplicadas al componente I y el componente Q son diferentes.

En ciertas condiciones, esta diafonía puede reducirse al mínimo utilizando un sistema que constituye una forma de realización de la presente invención. Las condiciones son las siguientes:

- el espectro de frecuencias de la señal es por lo menos aproximadamente como el del ruido
- la señal no contiene ningún componente conjugado complejo deseado
- la señal es una señal de banda limitada (es decir, de banda efectiva finita sin componentes fuera de banda significativos).

Las señales multiplexadas por división de frecuencia ortogonal (OFDM), en particular, cumplen estas condiciones. Las señales OFDM se utilizan en muchas señales de transmisión modernas en los campos de comunicaciones por radiodifusión digital, teléfono y banda ancha

5 Teoría - análisis matemático

A continuación, se considera en detalle la situación del estado estacionario. Puede demostrarse que el procedimiento es muy similar a un sistema de media de mínimos cuadrados (LMS) estándar, por lo que concierne a los términos de diafonía, pudiéndose aplicar entonces la teoría de la convergencia LMS estándar para demostrar que se producirá
10 convergencia, por lo menos a niveles empíricos bajos de diafonía. Por lo tanto, será suficiente analizar la situación del estado estacionario.

Para estudiar el caso del estado estacionario, se empezará suponiendo que una señal con características similares al ruido blanco $Y(n)$ que presenta unos componentes de frecuencia n se altera mediante diafonía conjugada compleja
15 selectiva en frecuencia para formar una nueva señal $X(n)$.

Es decir:

$$20 \quad X(n) = Y(n) + \sum_{k=0}^{K-1} \gamma_k Y^*(n-k) \dots \dots \dots (1)$$

El segundo término del lado derecho de la ecuación (1) representa la diafonía conjugada compleja. Los coeficientes γ_k de este término constituyen un filtro FIR (de respuesta finita al impulso) que actúa sobre la conjugada de la señal Y^* para modelizar la selectividad en frecuencia. Se incluyen K coeficientes en total, es decir, los coeficientes de 0 a K .

Haciendo referencia a la figura 1, el requisito para que los correladores 36 estén en estado estacionario puede expresarse de la siguiente manera:

$$30 \quad \mathbf{E}\{Z(n)Z(n-j)\} = 0 \dots \dots \dots j \in 0 \dots N-1 \dots \dots \dots (2)$$

35

denotando E la esperanza estadística, N es el número de tomas de la línea de retardo y $Z(n)$ es la señal de salida.

Si se considera la línea de retardo del lado de entrada 22 y las tomas asociadas (por ejemplo, h_j), junto con la
40 entrada $X(n)$, se puede escribir $Z(n)$ como:

$$45 \quad Z(n) = X(n) - \sum_{j=0}^{N-1} h_j X^*(n-j) \dots \dots \dots (3)$$

Por consiguiente:

50

$$Z(n) = Y(n) + \sum_{k=0}^{K-1} \gamma_k Y^*(n-k) - \sum_{j=0}^{N-1} h_j \left(Y^*(n-j) + \sum_{k=0}^{K-1} \gamma_k Y^*(n-j-k) \right) \dots \dots \dots (4)$$

55

Puede hacerse caso omiso de las cantidades pequeñas de segundo orden (h e y se consideran cantidades pequeñas de primer orden). Con este tratamiento y estableciendo $N=K$, la expresión se simplifica en:

60

$$Z(n) = Y(n) + \sum_{k=0}^{K-1} (\gamma_k - h_k) Y^*(n-k) \dots \dots \dots (5)$$

65 Si el conjunto de correladores alcanza el estado estacionario con $h_k = \gamma_k$ para todos los valores k , la salida $Z(n)$ quedará libre de términos de diafonía hasta un grado determinado por los términos de segundo orden que se han dejado de tener en cuenta.

Para demostrar que este es realmente el caso, se aplica la condición expresada en (2) al término $Z(n)$ definido en (5):

$$\mathbf{E}\{Z(n)Z(n-j)\} = \mathbf{E}\left\{\left[Y(n) + \sum_{k=0}^{K-1} (\gamma_k - h_k)Y^*(n-k)\right]\left[Y(n-j) + \sum_{k=0}^{K-1} (\gamma_k - h_k)Y^*(n-j-k)\right]\right\} \dots (6)$$

que debe ser igual a cero para todos los valores j .

Puesto que Y presenta características similares al ruido blanco, su autocorrelación es impulsiva y los únicos términos de esperanza que darán por resultado un valor no cero son de la forma $E\{Y(l)Y^*(m)\}$ con lm . En particular, los términos de forma $E\{Y(l)Y(m)\}$ son siempre cero.

Esto permite simplificar la ecuación (6) en:

$$\mathbf{E}\{Z(n)Z(n-j)\} = \mathbf{E}\left\{\left[Y(n) \sum_{k=0}^{K-1} (\gamma_k - h_k)Y^*(n-j-k) + Y(n-j) \sum_{k=0}^{K-1} (\gamma_k - h_k)Y^*(n-k)\right]\right\} \dots (7)$$

El primer término del lado derecho de esta esperanza solo tiene efecto si $j=k=0$. Este efecto es cero si:

$$h_0 = \gamma_0 \dots (8)$$

El segundo término presenta efectos potenciales con todos los valores de k dentro del rango comprendido entre 0 y $K-1$, y también requiere que se cumpla $j=k$. Estos términos únicamente adoptan en su totalidad el valor cero si:

$$h_k = \gamma_k \dots k \in 0 \dots K-1 \dots (9)$$

Por consiguiente, si se cumple (9), la ecuación (6) es igual a cero, los correladores se hallan en estado estacionario y la ecuación (5) se reduce a la siguiente:

$$Z(n) = Y(n) \dots (10)$$

según las necesidades. (El hecho de que el término de índice 0 tenga dos elementos que participan en el cálculo de la esperanza apunta hacia el hecho de que el correlador tiene el doble de ganancia que los otros. Esto puede compensarse dividiendo la constante de convergencia asociada μ por dos, aunque en la práctica esto es solo opcional).

En el razonamiento matemático anterior, se ha supuesto que la señal presenta características similares al ruido blanco. En realidad, se prevé que el sistema funcione con la mayoría de señales empíricas que no se asemejan al ruido blanco, aunque tal vez estas generen un error residual ligeramente superior y su convergencia sea más lenta.

El sistema se ha descrito e ilustrado en relación con la conversión reductora en cuadratura a una IF cero, es decir a banda base, en la que la frecuencia central de la banda transmitida se somete a conversión reductora hasta cero. No obstante, existen aplicaciones en las que se utiliza una de las denominadas "IF bajas", que son IF comprendidas dentro del ancho de banda de la señal transmitida o que están cerca de este, aunque no son iguales a cero. El sistema también es aplicable a dichas señales sometidas a conversión reductora.

Modificación de la figura 1

En la disposición de la figura 1, solo se utilizan muestras anteriores a una muestra determinada para facilitar la corrección para dicha muestra. No obstante, las muestras subsiguientes son igualmente importantes. La forma de realización de la figura 1 puede modificarse para utilizar tanto las muestras anteriores como las posteriores. En esta modificación, el supresor comprende unos retardos adicionales, cada uno de los cuales aplica un retardo de alrededor de la mitad del retardo global de las líneas de retardo 22, 34. El primer retardo adicional se halla entre la entrada 12 y la entrada no inversora 16 del sustractor 14. La señal de la entrada de la primera línea de retardo 22 no se retarda.

El segundo elemento de retardo adicional se aplica entre la salida del sustractor 14 y la salida 18 del supresor, por un lado, y las entradas de los correladores complejos que no están conectados a la línea de retardo 34, por el otro. De esta manera, la señal de corrección de cada instante se deduce a partir de unas partes (por ejemplo, muestras) de la señal de entrada, tomadas tanto antes como después de dicho instante.

El algoritmo descrito anteriormente se generaliza para tratar con los términos de diafonía “bilateral” de la manera indicada a continuación. Es decir, la ecuación (1) se convierte en la ecuación siguiente:

$$X(n) = Y(n) + \sum_{k=-K}^K \gamma_k Y^*(n-k) \dots \dots \dots (11)$$

El número total de términos de la expansión ahora es $2K+1$, y estos se distribuyen uniformemente a través de los valores positivos y negativos de retardo. A primera vista, esto puede parecer no causal (imposible), pero puede suceder que el término no conjugado $Y(n)$ esté adelantado en el tiempo en algún lugar del sistema y que genere la diafonía, cumpliéndose entonces la situación modelizada por la ecuación (11).

El sistema de supresión modificado que se acaba de describir trata este caso utilizando los retardos adicionales. Estableciendo $N=K$ se puede tratar la diafonía bilateral de la misma manera descrita anteriormente para la diafonía unilateral en relación con la figura 1.

Segunda forma de realización - figura 2

Haciendo referencia nuevamente a la ecuación (4), se recordará que se hizo caso omiso de ciertos términos de segundo orden. Estos términos son de $Y(n)$, no de $Y^*(n)$. Esto implica que se habrá introducido un pequeño error de respuesta en frecuencia en la salida deseada. Se prevé que en la mayoría de casos este error sea despreciable, pero en caso de ser importante puede añadirse un ecualizador LMS (de media de mínimos cuadrados) secundario para que la respuesta en frecuencia de la señal recupere prácticamente sus características originales.

Esto se ilustra en la figura 2, en la que el supresor de diafonía 60 comprende un ecualizador LMS 62 que está conectado entre la salida del sustractor 14 y la salida 18 del supresor. El propio ecualizador LMS presenta una estructura bien conocida y una pluralidad de tomas q . La salida del ecualizador 62 constituye la salida 18 del supresor y se aplica a la entrada inversora de un sustractor 64. Un retardo 66 de un retardo sustancialmente igual a la mitad del retardo del ecualizador LMS 62 está acoplado a la entrada 12 y provee una señal a la entrada no inversora del sustractor 64. Los términos $Y(n)$ de la salida del sustractor 14 y la salida del retardo 66 deberán ser iguales. De no ser así, el ecualizador con el bucle del sustractor tiende a reducir la diferencia.

Aunque se han descrito dos formas de realización separadas, junto con una posible modificación, debe tenerse en cuenta que sus características pueden utilizarse en otras combinaciones diferentes a las representadas y descritas en la presente memoria. En particular, la variante bilateral de la modificación descrita puede utilizarse con el ecualizador LMS complementario de la figura 2.

Resultados de simulación experimentales

Se realiza una simulación de tres tomas para comprobar si el sistema funciona tal como se esperaba. Se utiliza una fuente de ruido blanco compleja como señal “deseada” y se altera deliberadamente con términos conjugados retardados. En esta simulación, la longitud de recorrido es de 2.000.000 repeticiones; el factor de convergencia μ es 0,00005 para todas las tomas, la potencia de señal deseada definida es 1,0; y el factor de convergencia LMS subsidiario del ecualizador LMS es 0,0001.

En la nomenclatura de la ecuación (1), los coeficientes γ_k se eligen arbitrariamente de la manera siguiente:

$$\gamma_0 = \beta (0,8 + j0,05)$$

$$\gamma_1 = \beta (0,5 + j0,05)$$

$$\gamma_2 = \beta (0,3 - j0,1225)$$

Todos los términos de índice superior son iguales a cero. La suma de las magnitudes elevadas al cuadrado de los términos anteriores es la unidad si $\beta=1$. En la práctica, el valor β se establece en 0,1 (que representa una diafonía I/Q de -20 dB) o en 0,5 (que representa una diafonía de -6 dB).

Se miden dos parámetros de cada recorrido. El primer parámetro es la reducción definitiva de diafonía conseguida, en dB, con respecto al nivel inicial de diafonía, y el segundo es la potencia de la señal de diferencia generada restando la señal inalterada original de la salida final.

ES 2 339 694 T3

Recorrido 1: Nivel de diafonía -20 dB

Nivel de diafonía corregido: $0,00085 + j0,00073$ (-39 dB en el nivel no corregido)

5 Potencia de la señal de diferencia: -37 dB (con respecto a la potencia unitaria de salida deseada)

Recorrido 2a: Nivel de diafonía -6 dB

10 Nivel de diafonía corregido: $0,0059 + j0,00052$ (-38,5 dB en nivel no corregido)

Potencia de señal de diferencia: -10 dB (con respecto a la potencia unitaria de salida deseada)

15 *Recorrido 2b: Nivel de diafonía -6 dB; ecualizador LMS de 24 tomas adicional para corregir la respuesta en frecuencia*

Nivel de diafonía corregido: $0,0059 + j0,00052$ (-38,5 dB en nivel no corregido)

20 Potencia de señal de diferencia: -36 dB (con respecto a la potencia unitaria de salida deseada)

En el caso del recorrido 2b, la señal de diferencia se obtiene entre la señal de entrada y de salida, la primera de las cuales ha sido sometida a un retardo igual a la mitad del recorrido LMS (es decir, 12).

25 Se observará que el sistema reduce con eficacia y de una manera muy significativa la diafonía conjugada compleja no deseada, con un rechazo de diafonía habitual por encima de los 30 dB. El sistema funciona correctamente en su forma más simple para niveles de diafonía I/Q de entrada de 20 dB en la señal de entrada principal. El sistema puede ampliarse fácilmente para corregir los errores de respuesta en frecuencia incidentales que se producen cuando el nivel de diafonía es más alto, mediante el ecualizador LMS complementario 62 de la figura 2. En este caso, el sistema
30 tiene capacidad para admitir holgadamente niveles de diafonía de hasta -6 dB. Los sistemas descritos tienen amplia aplicación y pueden utilizarse en aplicaciones de radiodifusión, incluidos los receptores, retransmisores, cámaras de radio y repetidores en canal DVB-T (televisión digital terrestre), y los receptores DAB (radiodifusión de audio - o sonido - digital).

35

40

45

50

55

60

65

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento para corregir la diafonía I/Q en una señal compleja, comprendiendo el procedimiento las etapas siguientes:

recibir una señal de entrada compleja que contiene componentes en fase I y en cuadratura de fase Q;

combinar la señal de entrada con una señal de corrección con el objetivo de reducir la diafonía I/Q y para generar una señal de salida;

proporcionar una primera señal a partir de la señal de salida;

proporcionar una segunda señal o más a partir de la señal de salida;

generar la correlación no conjugada compleja de la primera señal y la segunda o cada señal para proporcionar una o más señales de correlación compleja;

acumular la señal o cada señal de correlación compleja y combinarlas para proporcionar señales de correlación compleja acumulada;

generar la conjugada compleja de la señal de entrada para proveer una o más señales conjugadas complejas;

ponderar la señal o cada señal conjugada compleja de conformidad con una respectiva señal de correlación compleja acumulada para proporcionar señales ponderadas; y

combinar dichas señales ponderadas entre sí para proporcionar la señal de corrección.

2. Procedimiento según la reivindicación 1, que comprende además la multiplicación de la señal o de cada señal de correlación compleja acumulada por un factor de convergencia.

3. Procedimiento según la reivindicación 1 ó 2, en el que la etapa de generación de la conjugada compleja de la señal de entrada comprende el retardo de la señal conjugada compleja para proporcionar una o más señales retardadas con diferentes retardos.

4. Procedimiento según la reivindicación 1, 2 ó 3, en el que se genera una pluralidad de correlaciones no conjugadas complejas, y la etapa de generación de las correlaciones complejas comprende el retardo de la segunda señal para proporcionar una o más segundas señales retardadas con diferentes retardos.

5. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, en el que la señal de salida es una señal retardada derivada de la señal de entrada, y la primera señal es una señal retardada derivada de la señal de salida, de tal manera que la señal de salida en cualquier instante se deduce a partir de unas partes de la señal de entrada tomadas antes y después de este instante.

6. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, que comprende además la etapa de ecualización de la señal de salida para proporcionar una señal de salida ecualizada.

7. Procedimiento según la reivindicación 6, en el que la ecualización es sustancialmente una ecualización de media de mínimos cuadrados durante un período de retardo predeterminado.

8. Aparato para corregir la diafonía I/Q de una señal compleja, comprendiendo el aparato:

una entrada (12) para recibir una señal de entrada compleja que contiene componentes en fase I y en cuadratura de fase Q;

unos primeros medios combinadores (14) para combinar la señal de entrada con una señal de corrección con el objetivo de reducir la diafonía I/Q para generar una señal de salida;

unos medios (32) acoplados a la salida de los primeros medios combinadores para proporcionar una primera señal;

unos medios (34) acoplados a la salida de los primeros medios combinadores para proporcionar una segunda señal o más;

unos medios generadores de correlación compleja (36) para generar la correlación no conjugada compleja de la primera señal y la segunda señal o cada segunda señal para proporcionar una o más señales de correlación compleja;

unos medios acumuladores (40) para acumular la señal o cada señal de correlación compleja y proporcionar señales de correlación compleja acumulada;

ES 2 339 694 T3

unos medios generadores de conjugada compleja (20) para generar la conjugada compleja de la señal de entrada para proporcionar una o más señales conjugadas complejas;

5 unos medios de ponderación (24) para ponderar la señal o cada señal conjugada compleja de conformidad con una respectiva señal de correlación compleja acumulada y proporcionar señales ponderadas; y

 unos segundos medios combinadores (26) para combinar dichas señales ponderadas entre sí para proporcionar la señal de corrección.

10 9. Aparato según la reivindicación 8, que comprende además unos medios multiplicadores (38) para multiplicar la señal o cada señal de correlación compleja acumulada por un factor de convergencia.

15 10. Aparato según la reivindicación 8 ó 9, en el que los medios generadores de conjugada compleja comprenden unos medios (22) para retardar la señal conjugada compleja y proporcionar una o más señales retardadas con retardos diferentes.

20 11. Aparato según la reivindicación 8, 9 ó 10, en el que los medios generadores de correlación compleja generan una pluralidad de señales de correlación compleja, y comprenden unos medios retardadores (34) para retardar la segunda señal para proporcionar una segunda señal o más retardadas con retardos diferentes.

 12. Aparato según cualquiera de las reivindicaciones 8 a 11, en el que los primeros medios combinadores (14) están conectados a la entrada a través de un primer retardo.

25 13. Aparato según cualquiera de las reivindicaciones 8 a 12, en el que los medios para proporcionar la primera señal comprenden un segundo retardo conectado a la salida de los primeros medios combinadores (14).

 14. Aparato según cualquiera de las reivindicaciones 8 a 13, que comprende además un ecualizador (62) para ecualizar la señal de salida de los medios combinadores (14) para proporcionar una señal de salida ecualizada.

30 15. Aparato según la reivindicación 14, en el que el ecualizador es un ecualizador de media de mínimos cuadrados (62) que funciona durante un período de retardo predeterminado, y que está provisto de un sustractor (64) para restar la salida del ecualizador de la señal de entrada (66) sometida a un retardo que es sustancialmente la mitad del período de retardo predeterminado.

35

40

45

50

55

60

65

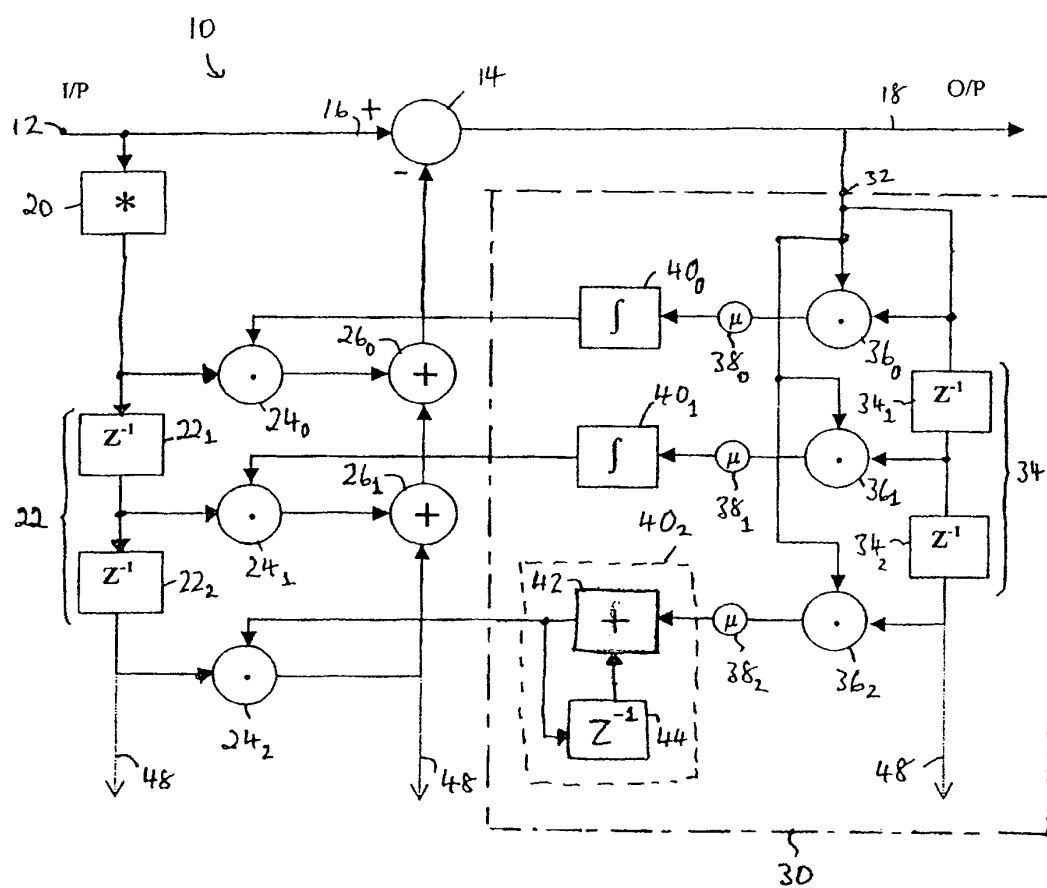


Fig. 1

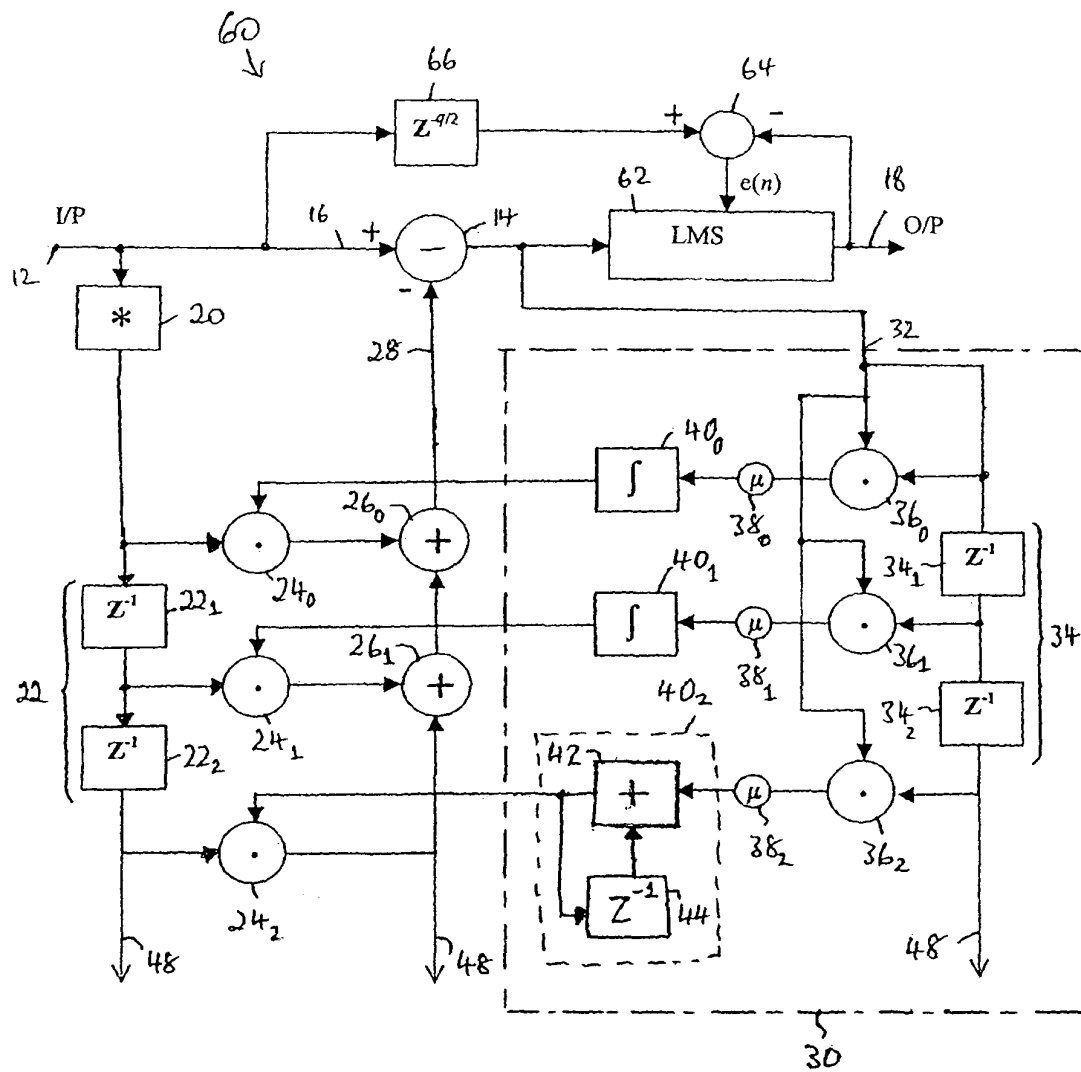


Fig. 2